

DOI:10.20189/j.cnki.CN/61-1527/E.202604003

开绕组永磁同步电机单相开路故障容错型预测控制

张冬冬¹, 蔡伯颜¹, 黄弘韬², 乙加伟¹, 褚帅君¹, 吴晖隰³, 林晓刚^{4*}

(1. 内蒙古工业大学 新能源学院, 呼和浩特 010051; 2. 广西大学 电气工程学院, 南宁 530004;

3. 马来西亚泰莱大学 工学院, 梳邦再也 47500; 4. 中国科学院 福建物质结构研究所, 福州 350002)

摘要:针对共直流母线型双逆变器开绕组永磁同步电机单相开路故障后可用电压矢量空间受限、传统多矢量模型预测电流控制遍历寻优计算量大以及容错运行中电流谐波和转矩脉动增大的问题,提出一种新型三矢量模型预测电流控制方法。以a相开路故障为例,首先,分析故障后由b、c两相及4个健康桥臂维持运行时的电压矢量分布规律。由16组开关状态归纳得到9个独立电压矢量,在剔除2个超出线性调制范围的大矢量后,选取6个等幅有效矢量作为控制基本矢量。在此基础上,依据无差拍预测原理计算参考电压矢量,通过参考电压所在扇区直接确定第一最优作用矢量;再结合第一矢量作用后的预测电流误差,自适应选择第二最优矢量,并以d、q轴电流误差最小为约束完成零矢量、第一矢量和第二矢量的作用时间分配,从而省去传统算法对候选扇区的逐一遍历过程。仿真结果表明:在1 000 r/min、5 N·m工况下,所提算法使B相电流总谐波畸变率由18.08%降至12.75%,转矩波动范围由约±0.4 N·m减小至约±0.2 N·m。实验结果表明:在400 r/min、5 N·m工况下,b相电流总谐波畸变率由18.57%降至13.38%;在1000 r/min负载由5 N·m降至2 N·m和由2 N·m升至5 N·m时,系统调节时间分别由0.332 s、0.541 s缩短至0.278 s、0.495 s。结果验证了所提方法能够降低在线计算开销,改善单相开路故障下的电流波形质量,抑制转矩脉动,并提升系统动态抗扰能力。

关键词:电气工程;容错控制;模型预测电流控制;开绕组永磁同步电机;双逆变器

中图分类号:TM341;TM342

文献标志码:A

开放科学标识码(OSID):

文章编号:2097-2741(2026)04-0038-18



听语音
与作者
聊科研

随着能源安全、交通电动化和装备电气化需求的不断提高,高效率、高功率密度和高可靠性的电驱动系统在电动汽车、舰船综合电力推进、航空航天伺服作动、无人平台及特种车辆等领域得到广泛关注^[1-2]。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有结构紧凑、效率高、功率密度高和动态响应快等优点,已成为高性能电驱动系统的重要执行部件^[3-4]。然而,在长期运行、过载冲击、温升变化及复杂环境扰动条件下,PMSM及其逆变器可能发生退磁故障、电路故障、

转子偏心故障和轴承故障等,其中,电路故障会直接影响电机电流和转矩输出^[5-6]。针对逆变器开关管开路故障,任晓红等^[7]采用Park变换方法实现了故障检测与定位;Huang等^[8]基于混合模型开展了开路故障诊断研究;杜嘉晨等^[9]利用剩余电流信息实现了故障识别与定位。但上述故障诊断方法只能确定故障状态和故障位置,若要避免驱动系统停机,还需要在故障发生后进一步开展容错控制研究,以维持系统的持续运行能力^[10]。

PMSM单相开路故障后的容错控制主要可通

收稿日期:2026-05-22

修回日期:2026-06-19

录用日期:2026-06-26

基金项目:国家自然科学基金(52567005)

第一作者:张冬冬(1990—),男,教授,博士,主要从事高性能电机研究。

* 通信作者:林晓刚(1990—),男,副研究员,博士,主要从事永磁同步电机传感器控制研究。

引用格式:张冬冬,蔡伯颜,黄弘韬,等. 开绕组永磁同步电机单相开路故障容错型预测控制[J]. 火箭军工程大学学报,2026,40(4):38-55.
ZHANG Dongdong, CAI Boyan, HUANG Hongtao, et al. Fault-tolerant predictive control for open-winding permanent magnet synchronous motor under single-phase open-circuit fault[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2026, 40(4):38-55.

过单逆变器重构拓扑和双逆变器开绕组拓扑实现。对于单逆变器系统,单相开路后常将驱动系统重构为三相四开关逆变器,以利用剩余桥臂维持降额运行。该类方法结构相对简单,但受可用电压矢量数量和直流侧电容电压平衡等因素限制,故障后电压输出能力和控制自由度相对有限^[11-12]。相比之下,开绕组电机驱动系统通过双端供电结构提高了电压输出自由度和拓扑冗余度,在部分桥臂或绕组故障后仍可利用剩余健康桥臂合成电压矢量,因而更适合对运行连续性及可靠性要求较高的场合^[13-14]。但对于共直流母线型开绕组 PMSM,断相故障后零序电流通路、电压矢量分布和可用桥臂数量均发生变化,传统调制和电流控制方法难以直接适用^[15-16]。因此,如何在故障后重构电压矢量空间并实现有效电流控制,是共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 容错控制中的关键问题。

模型预测电流控制(model predictive current control, MPCC)因能够直接利用系统模型进行未来状态预测,并可在代价函数中灵活处理约束和控制目标,已被广泛应用于 PMSM 电流控制和电压控制中^[17-18]。在容错运行场景下,预测控制方法可结合故障后的电压矢量空间进行候选矢量选择,从而提高故障后的电流跟踪性能和动态响应能力^[19]。例如,已有研究将无权重因子预测控制用于开绕组电机驱动系统,以降低权重系数整定难度^[20];也有研究将无差拍预测电流控制用于多相 PMSM 容错运行,以提高故障后的电流控制带宽^[21]。对于双逆变器驱动系统,有限集预测控制能够利用更多电压矢量进行优化,但候选电压矢量数量增多也会带来较高的计算负担^[22-23]。因此,现有预测控制方法虽能改善故障后的控制性能,但在共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 单相开路工况下,如何在保证电流质量和转矩平稳性的同时,降低多矢量寻优计算量,仍有进一步研究空间。

针对上述问题,本文在已有开绕组电机容错控制和多矢量模型预测电流控制研究基础上,以共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 为对象,研究单相开路故障下的新型三矢量模型预测电流控制方法。与传统多矢量模型预测电流控制(traditional multi-vector model predictive current control, TV-MPCC)需要对多个候选扇区逐一遍历相比,所提方法根据参考电压矢量所在扇区直接确定第一最优矢量,以减少等效矢量合成和代价函数评价次数;再根据第一矢量作用后的预测电流误差选择第二最优

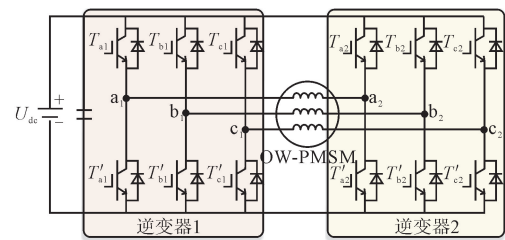
矢量,并基于电流误差最小化原则分配零矢量、第一矢量和第二矢量的作用时间。该方法的重点不是重新解决故障检测问题,而是在故障已检测并隔离后,针对双逆变器开绕组 PMSM 剩余有效电压矢量空间,改进传统 TV-MPCC 的矢量选择过程。首先,以 a 相开路故障为例,分析故障后由 b、c 两相及双逆变器 4 个健康桥臂维持运行时的电压矢量空间,并建立断相状态下的坐标变换和电流预测模型;其次,提出基于参考电压扇区判断与电流误差择优相结合的多矢量模型预测电流控制策略,避免 TV-MPCC 对 6 个扇区逐一遍历;最后,通过仿真和实验对 TV-MPCC 与所提新型三矢量模型预测电流控制(novel three-vector model predictive current control, NTV-MPCC)进行对比,验证所提方法在降低矢量寻优计算量、改善电流质量、降低转矩脉动和提升动态响应性能方面的有效性。

1 双逆变器开绕组 PMSM 故障建模

1.1 共直流母线型双逆变器拓扑

双逆变器开绕组永磁同步电机(open-winding permanent magnet synchronous motor, OW-PMSM)采用两套两电平电压源逆变器分别连接三相绕组两端。本文研究对象为共直流母线型双逆变器结构,即两套逆变器共享同一直流母线电源。与隔离直流母线结构相比,共直流母线型拓扑在系统集成度和成本方面具有优势,但其零序回路对故障建模和控制策略设计具有直接影响^[24]。

共直流母线型双逆变器 OW-PMSM 拓扑结构如图 1 所示。



注: U_{dc} 为直流母线电压; T_{a1} 、 T_{b1} 、 T_{c1} 分别为逆变器 1 中 a、b、c 三相上桥臂的开关状态; T'_{a1} 、 T'_{b1} 、 T'_{c1} 分别为逆变器 1 中 a、b、c 三相下桥臂的开关状态,带撇号变量表示对应下桥臂开关状态。
 a_1 、 b_1 、 c_1 、 a_2 、 b_2 、 c_2 分别为电机三相绕组两端端点。

图 1 共直流母线型双逆变器开绕组永磁同步电机拓扑
Fig. 1 Topology of a dual inverter open-winding permanent magnet synchronous motor(PMSM) with common DC-bus

由于电机中性点被打开,三相绕组分别由两端

逆变器共同供电,定子相电压由两端桥臂输出电压差决定,可表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{b1} \\ u_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{a2} \\ u_{b2} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{a1} - T_{a2} \\ T_{b1} - T_{b2} \\ T_{c1} - T_{c2} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 为电机三相绕组实际承受的相电压; u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 和 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为逆变器 1 和逆变器 2 的三相输出电压。各桥臂开关状态含义见图 1 注释。当某一相上桥臂导通、下桥臂关断时,对应开关状态取 1,反之取 0。

由式(1)可知,双逆变器结构通过两端电压差形成绕组相电压,相较于传统单逆变器,PMSM 具有更高的电压输出自由度。这一特性使其在单相开路后仍可利用剩余健康桥臂维持容错运行。

由于 OW-PMSM 的中性点处于开路状态,传统星型连接中“三相电流瞬时值之和为零”的约束不再成立,系统中存在零序电流分量。共直流母线结构下,零序电流可表示为

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (2)$$

式中: i_0 为零序电流; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为电机三相电流。零序回路会影响电机转矩输出及故障状态下的电流预测精度,因此,后续建模需同时考虑开绕组结构和断相后的坐标变换关系。

1.2 单相开路故障电压矢量空间

以 a 相开路故障为例进行分析。故障发生后,a 相绕组与双逆变器断开,系统由 b、c 两相绕组以及双逆变器中对应的 4 个健康桥臂维持容错运行。在自然坐标系下,故障后的两相输出电压可表示为

$$\mathbf{u}_{bc} = \begin{bmatrix} T_{b1} \\ T_{c1} \end{bmatrix} U_{dc} - \begin{bmatrix} T_{b2} \\ T_{c2} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{u}_{bc}$ 为故障后 b、c 两相输出的电压矢量。为便于分析,定义 b、c 两相桥臂开关状态差值分别为

$$\begin{cases} \Delta T_b = T_{b1} - T_{b2} \\ \Delta T_c = T_{c1} - T_{c2} \end{cases} \quad (4)$$

式中: ΔT_b 、 ΔT_c 分别为 b、c 两相两端桥臂开关状态差值。由于各桥臂开关状态只能取 0 或 1,因此 ΔT_b 、 ΔT_c 的取值只能为 -1、0 或 1。

对故障后的 b、c 两相输出电压进行坐标变换,可得到断相后双逆变器输出电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为

$$\begin{cases} u_\alpha = -\frac{U_{dc}}{3}(\Delta T_b + \Delta T_c) \\ u_\beta = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3}(\Delta T_b - \Delta T_c) \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_α 、 u_β 分别为断相后双逆变器输出电压在 α 、 β 轴上的分量。

由式(3)和式(5)可知,a 相开路后参与控制的桥臂数为 4 个,因此,共有 $2^4 = 16$ 种开关状态。但从电压空间位置来看,电机实际承受的电压由两端桥臂状态差值 ΔT_b 和 ΔT_c 决定,而 ΔT_b 、 ΔT_c 均只有 -1、0、1 三种取值,因此,16 种开关状态在 $\alpha\beta$ 坐标系中仅对应 9 个独立电压矢量,包括 1 个零矢量和 8 个非零矢量。不同开关状态下电压矢量幅值可表示为

$$|\mathbf{U}| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (6)$$

式中: $|\mathbf{U}|$ 为电压矢量幅值。a 相开路故障后 16 种开关状态对应的电压矢量幅值如表 1 所示。其中,开关状态采用“ $T_{b1}T_{c1} \mid T_{b2}T_{c2}$ ”表示,竖线左侧为逆变器 1 中 b、c 两相桥臂状态,竖线右侧为逆变器 2 中 b、c 两相桥臂状态。

表 1 一相开路故障后 16 种开关状态对应的电压矢量幅值

Table 1 Voltage vector amplitudes corresponding to 16 switching states after single-phase open-circuit fault

$T_{b1}T_{c1}$	$T_{b2}T_{c2}$	ΔT_b	ΔT_c	对应矢量	矢量幅值
00	00	0	0	$\mathbf{U}_0$	0
00	01	0	-1	$\mathbf{U}_2$	$2U_{dc}/3$
00	10	-1	0	$\mathbf{U}_6$	$2U_{dc}/3$
00	11	-1	-1	$\mathbf{U}_1$	$2U_{dc}/3$
01	00	0	1	$\mathbf{U}_5$	$2U_{dc}/3$
01	01	0	0	$\mathbf{U}_0$	0
01	10	-1	1	$\mathbf{U}_8$	$2\sqrt{3}U_{dc}/3$
01	11	-1	0	$\mathbf{U}_6$	$2U_{dc}/3$
10	00	1	0	$\mathbf{U}_3$	$2U_{dc}/3$
10	01	1	-1	$\mathbf{U}_7$	$2\sqrt{3}U_{dc}/3$
10	10	0	0	$\mathbf{U}_0$	0
10	11	0	-1	$\mathbf{U}_2$	$2U_{dc}/3$
11	00	1	1	$\mathbf{U}_4$	$2U_{dc}/3$
11	01	1	0	$\mathbf{U}_3$	$2U_{dc}/3$
11	10	0	1	$\mathbf{U}_5$	$2U_{dc}/3$
11	11	0	0	$\mathbf{U}_0$	0

由表 1 可知,a 相开路故障后,16 种开关状态在 $\alpha\beta$ 坐标系中对应 9 个独立电压矢量。其中, $\mathbf{U}_0$ 为零矢量; $\mathbf{U}_1 \sim \mathbf{U}_6$ 为 6 个等幅有效电压矢量,其幅值均为 $2U_{dc}/3$; $\mathbf{U}_7$ 和 $\mathbf{U}_8$ 为两个幅值较大的电压矢量,其幅值均为 $2\sqrt{3}U_{dc}/3$,是其余 6 个有效电压矢量幅

值的 $\sqrt{3}$ 倍。故障后电压矢量空间分布如图 2 所示。

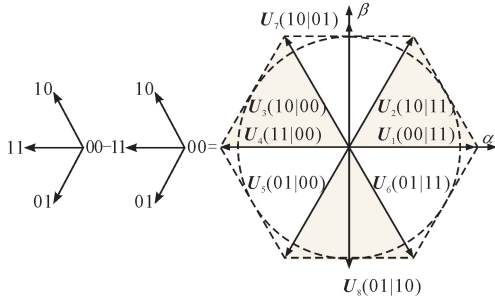


图 2 一相开路故障后的空间电压矢量分布
Fig. 2 Spatial voltage vector distribution after a single-phase open-circuit fault

进一步考虑线性调制范围约束,以后续控制所采用的 $U_1 \sim U_6$ 构成有效矢量作用区域。由于 $U_1 \sim U_6$ 幅值相等,可形成规则六边形,其内切圆半径即为线性调制范围内参考电压矢量的最大幅值 $U_{\max}$,其表达式为

$$U_{\max} = \frac{2U_{dc}}{3} \cos 30^\circ = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (7)$$

因此,参考电压矢量应满足

$$|U_{\text{ref}}| = \sqrt{(U_{\alpha}^{\text{ref}})^2 + (U_{\beta}^{\text{ref}})^2} \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (8)$$

式中: U_{ref} 为参考电压矢量; U_{α}^{ref} 、 U_{β}^{ref} 分别为参考电压矢量在 α 、 β 轴上的分量。

由表 1 和式(7)、(8)可知, U_7 和 U_8 的幅值均为 $2\sqrt{3}U_{dc}/3$,大于 $U_1 \sim U_6$ 的幅值,且位于由 6 个等幅有效矢量构成的线性调制区域之外。若将 U_7 和 U_8 纳入本文后续矢量选择过程,会破坏规则六扇区划分,并增加矢量合成与作用时间计算的复杂性。因此,剔除 U_7 和 U_8 ,仅采用 $U_1 \sim U_6$ 及零矢量进行扇区划分和矢量选择。调整后,双逆变器 OW-PMSM 在单相开路后仍具有较丰富的电压矢量空间,为多矢量 MPCC 容错控制提供了可利用的电压冗余。

需要说明的是,剔除两个大矢量会在一定程度上限制故障后的最大电压输出能力。当电机处于高速、大负载或直流母线电压降低工况时,若参考电压超过式(8)所示线性调制边界,可能出现电压饱和和电流跟踪误差增大的情况。由于仿真和实验工况下参考电压位于线性调制范围内,因此,未出现明显电压输出能力不足问题。

1.3 断相坐标变换与电流预测模型

单相开路故障破坏了电机原有三相对称结构,健康状态下基于三相对称假设建立的 Clark/Park 变换不再完全适用^[25]。若直接将故障后的两相变量变换至同

步旋转坐标系,电感矩阵中会出现非零耦合项,使 d 、 q 轴电压电流关系难以保持完全解耦。因此,需要建立适用于断相工况的坐标变换和电流预测模型。

a 相开路后,故障相电流为 0,系统主要由 b、c 两相绕组及双逆变器中对应的 4 个健康桥臂维持容错运行。需要说明的是,共直流母线型开绕组 PMSM 由于存在零序电流通路,零序分量在物理上仍可能存在;但本文的控制目标为断相后剩余两相电流的协调控制,未单独建立零轴预测方程,也未设置独立零轴控制环。为与故障后的实际可控变量相对应,本文采用 b、c 两相自然坐标系建立降维电压方程,并在此基础上构造适用于断相工况的 bc-dq 坐标变换和 d 、 q 轴电流预测模型。因此,后续模型预测控制中的代价函数仅针对 d 、 q 轴电流跟踪误差进行评价,零序电流不作为独立状态量参与矢量寻优。基于上述处理,自然坐标系下的 b、c 两相电压方程可表示为

$$u_{bc} = R_s i_{bc} + \frac{d}{dt} (L_{bc} i_{bc} + \psi_{fbc} + \psi_{3fbc}) \quad (9)$$

式中: R_s 为定子相电阻; i_{bc} 为 b、c 两相电流; L_{bc} 为 b、c 相的电感矩阵; ψ_{fbc} 为 b、c 相的转子磁通的基波分量; ψ_{3fbc} 为 b、c 相的转子磁通的基波三次谐波分量。

为保持断相前后合成磁势一致,需要根据故障后的两相电流幅值与相位关系重新构造坐标变换。a 相开路后,可设 b、c 两相电流为

$$\begin{cases} i_b = I_s \cos(\theta + \varphi) \\ i_c = I_s \cos\left(\theta + \varphi - \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (10)$$

式中: i_b 、 i_c 分别为断相后 b、c 相电流; I_s 为断相后两相电流的幅值; θ 为转子电角度; φ 为电流矢量与 d 轴之间的夹角。

由断相前后合成磁势幅值一致可得到坐标变换中的幅值比例系数 k ,即

$$k = \frac{2\sqrt{3}}{3} \quad (11)$$

由上式可以得到新的 bc- $\alpha\beta$ 坐标系的变换矩阵为

$$T_{bc-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $T_{bc-\alpha\beta}$ 为 b、c 两相自然坐标系到 $\alpha\beta$ 静止坐标系的变换矩阵。

需要说明的是,坐标变换可根据幅值不变或功率不变约束选取不同的比例系数。根据断相前后

合成磁动势幅值一致的要求,采用幅值不变约束确定比例系数 k 。进一步结合同步旋转坐标变换,可得到 bc- dq 坐标系的变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{bc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}(\sin\theta - \cos\theta) & -\frac{\sqrt{3}}{2}(\sin\theta + \cos\theta) \\ \frac{1}{2}(\sin\theta + \cos\theta) & \frac{1}{2}(\sin\theta - \cos\theta) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{T}_{bc-dq}$ 为 b、c 两相自然坐标系到 d 、 q 同步旋转坐标系的变换矩阵。

上述变换可满足断相后两相电流的幅值和相位分配要求,但变换后的电感矩阵并非严格对角阵, d 、 q 轴之间仍存在耦合。因此,后续预测控制不再将故障系统简化为完全解耦模型,而是在新坐标系下建立包含耦合项的 d 、 q 轴电流预测模型。

联立故障后的电压方程、磁链表达式及断相坐标变换关系,可得到新坐标系下的 d 、 q 轴电流预测模型为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [u_d - R_d i_d - R_{dq} i_q + \omega(L_q i_q + 6\varphi_{3f} \cos\theta \sin 3\theta + 4\varphi_{3f} \cos 3\theta \sin\theta)] \quad (14)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} u_q - R_q i_q - R_{qd} i_d - \omega(L_d i_d + \varphi_f + 6\varphi_{3f} \sin\theta \sin 3\theta + 4\varphi_{3f} \cos 3\theta \cos\theta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; ω 为电角速度; φ_f 为永磁体基波磁链; φ_{3f} 为永磁体三次谐波磁链; R_d 、 R_q 分别为断相坐标变换后 d 、 q 轴上的等效电阻系数, R_{qd} 、 R_{dq} 为断相坐标变换引入的 d 、 q 轴交叉耦合电阻项。上述参数并非电机绕组中实际存在的独立电阻,而是由 b、c 两相自然坐标系下的定子电阻项 R_s 经 bc- dq 坐标变换后得到的等效系数,其表达式为

$$\begin{bmatrix} R_d \\ R_{dq} \\ R_{qd} \\ R_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s(2 + \cos 2\theta) \\ R_s \sin 2\theta \\ R_s \sin 2\theta \\ R_s(2 - \cos 2\theta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

由式(16)可知,断相后的等效电阻项与转子电角度有关,且 R_{qd} 、 R_{dq} 不为零,说明经断相坐标变换后, d 、 q 轴电流方程中仍存在交叉耦合。因此,在后续电流预测模型中保留上述等效电阻耦合项,以反映断相坐标变换后 d 、 q 轴之间的耦合关系。

采用前向欧拉法对式(14)、(15)进行离散化,可预测下一采样时刻的 d 、 q 轴电流。由于断相后不再设置零轴控制环,候选电压矢量的评价目标可

写为 d 、 q 轴电流跟踪误差最小,即

$$G = [i_d^{\text{ref}} - i_d(n+1)]^2 + [i_q^{\text{ref}} - i_q(n+1)]^2 \quad (17)$$

式中: G 为候选电压矢量的代价函数; i_d^{ref} 、 i_q^{ref} 分别为 d 、 q 轴参考电流; $i_d(n+1)$ 、 $i_q(n+1)$ 分别为预测得到的下一采样时刻 d 、 q 轴电流; n 为当前采样时刻序号。该代价函数将作为后续 TV-MPCC 和 NTV-MPCC 中候选电压矢量选择与作用时间分配的评价依据。

2 扇区判断型 NTV-MPCC

2.1 传统 TV-MPCC 及问题分析

由前文故障后电压矢量空间分析可知,共直流母线型双逆变器 OW-PMSM 在 a 相开路后仍可由 b、c 两相及 4 个健康桥臂维持运行。剔除两个超出线性调制范围的大矢量后,剩余 6 个有效电压矢量将电压空间划分为 6 个扇区。传统多矢量模型预测电流控制(TV-MPCC)通常利用相邻有效矢量合成等效电压矢量,以改善单矢量 MPCC 在稳态运行时电流纹波较大的问题。

在每个控制周期内,TV-MPCC 需要依次遍历 6 个扇区。对于每一个候选扇区,先根据该扇区对应的相邻有效电压矢量合成候选等效矢量,再将其代入断相后的电流预测模型,计算下一采样时刻的 d 、 q 轴预测电流,并采用式(17)所示代价函数评价其电流跟踪误差。完成 6 个扇区的预测评价后,选取代价函数最小的候选等效矢量作为当前控制周期的最优输出矢量,其对应的两个基本电压矢量即为 TV-MPCC 中的第一、第二作用矢量。

TV-MPCC 能够实现单相开路故障下的容错运行,但其第一、第二作用矢量仍依赖 6 个扇区的逐一遍历确定。该过程在每个控制周期内均需重复完成等效矢量合成、电流预测和代价函数评价,计算量随候选扇区数量增加而增加。因此,TV-MPCC 的主要不足不在于无法维持系统运行,而在于矢量寻优过程较复杂,实时性仍有进一步优化空间。针对这一问题,提出基于参考电压扇区直接判断与电流误差择优的 NTV-MPCC 策略。

2.2 控制策略总体框架

所提 NTV-MPCC 策略针对故障检测与隔离完成后的容错运行阶段进行设计,默认控制器已获得开路故障的相别信息。实际应用中,该策略需与故障检测与隔离(fault detection and isolation, FDI)模块配合使用。FDI 模块负责开路故障的检测及故障相别判定,控制器根据其输出结果调用相应的断相坐

标变换、电流预测模型以及故障后电压矢量集合。为突出容错控制策略本身的性能,以后续已准确识别 a 相开路故障为前提开展分析与验证。

针对传统 TV-MPCC 在单相开路故障下需要逐扇区遍历寻优的问题,提出一种基于扇区直接判断与电流误差择优的多矢量模型预测电流控制策略,记为 NTV-MPCC。该方法在保留多矢量合成思想的基础上,通过参考电压矢量所在区域直接确定第一最优矢量,避免对 6 个扇区逐一进行等效矢量合成和代价函数评价;随后,根据第一矢量作用后的预测电流误差选择第二最优矢量,并基于电流误差最小化原则计算零矢量、第一矢量和第二矢量的作用时间。

NTV-MPCC 策略流程如图 3 所示。首先,采集电机相电流、直流母线电压、转子位置及转速等变量,并读取 FDI 模块输出的故障标志和故障相别信息。当故障相别被确认为 a 相开路后,控制器调用 a 相开路对应的断相电流预测模型和有效电压矢量集合,并由转速环给出 q 轴参考电流。然后,基于断相后的电流预测模型计算参考电压矢量,并将其变换至静止坐标系进行扇区判断,得到第一最优电压矢量。接着,将第一矢量代入预测模型,计算其作用后的电流误差;根据误差矢量所在扇区确定两个候选第二矢量,并通过预测误差比较选取其中较优者。最后,根据零矢量、第一矢量和第二矢量对应的预测电流误差,计算三矢量作用时间,并生成双逆变器开关信号。

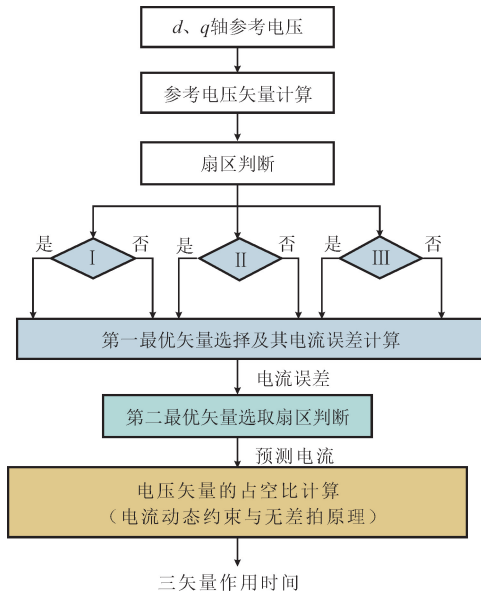


图 3 NTV-MPCC 策略流程

Fig. 3 Flowchart of NTV-MPCC strategy

由上述流程可知,所提策略的核心包括 3 个

部分:一是利用参考电压扇区直接判断第一最优矢量,以降低寻优计算量;二是利用第一矢量作用后的电流误差选择第二最优矢量,以提高矢量组合的适配性;三是通过电流误差最小化原则分配三矢量作用时间,以改善稳态电流质量和转矩平稳性。

若 FDI 模块存在检测延时,则在故障发生至容错控制切换完成的短暂时间内,控制器可能仍基于故障前模型或原控制模式运行。此时,由于实际系统已发生断相,预测模型与电机实际状态不一致,可能引起瞬态电流畸变、转矩波动和转速扰动。检测延时越长,容错切换前的瞬态冲击越明显。FDI 完成并切换至断相 NTV-MPCC 后,控制器可依据故障后的电压矢量集合重新进行矢量选择和电流预测,从而恢复容错运行。本文实验重点验证故障相别已确定后的容错控制性能,FDI 延时下的协同切换过程和鲁棒性验证将作为后续研究内容。

对于 b 相或 c 相开路故障,系统仍可由剩余两相绕组及对应的 4 个健康桥臂维持运行,其电压矢量空间分析方法与 a 相开路情况一致。不同之处在于,需要根据故障相别重新选取剩余健康相变量,并相应调整断相坐标变换矩阵、电压矢量编号和扇区映射关系。因此,所提 NTV-MPCC 的控制框架可推广至其他相开路故障,但具体实现时需根据 FDI 模块输出的故障相别调用对应的模型参数和矢量映射表。

2.3 参考电压计算与第一矢量选择

为避免 TV-MPCC 对 6 个扇区进行逐一遍历,首先,根据参考电压矢量的位置直接确定第一最优矢量。故障后可用的 6 个有效电压矢量被重新划分为 3 个判断区域,每个区域对应一个第一最优矢量,如图 4 所示。

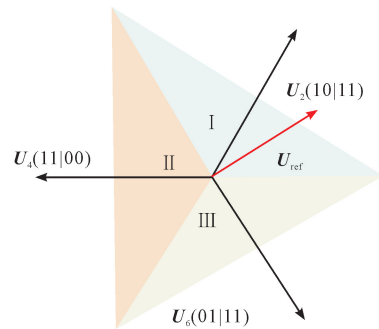


图 4 第一矢量选择的扇区划分

Fig. 4 Sector division for the first vector selection

根据无差拍预测思想,可由当前采样时刻电流和下一采样时刻参考电流反推所需参考电压。首先利用断相坐标变换的逆变换,将 d 、 q 轴参考电压转换至两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系,可表示为

$$\begin{bmatrix} U_a^{\text{ref}} \\ U_\beta^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta-dq}^{-1} \begin{bmatrix} U_d^{\text{ref}} \\ U_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d^{\text{ref}} \\ U_q^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: $\mathbf{T}_{\alpha\beta-dq}^{-1}$ 为 d 、 q 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的反变换矩阵; U_d^{ref} 、 U_q^{ref} 为 $\mathbf{U}_{\text{ref}}$ 在 d 、 q 轴上的分量。

结合第 1 节建立的断相电流预测模型,可得到 d 、 q 轴参考电压表达式为

$$U_d^{\text{ref}} = R_d i_d(n) + R_{dq} i_q(n) + \frac{L_d}{T_s} (i_d(n+1) - i_d(n)) - \omega (R_{dq} i_q(n) + L_q i_q(n) + 6\varphi_{3f} \cos\theta \sin 3\theta + 4\varphi_{3f} \cos 3\theta \sin\theta) \quad (19)$$

$$U_q^{\text{ref}} = R_q i_q(n) + R_{qd} i_d(n) + \frac{L_q}{T_s} (i_q(n+1) - i_q(n)) - \omega (R_{dq} i_q(n) + L_d i_d(n) + \varphi_f + 6\varphi_{3f} \sin\theta \sin 3\theta + 4\varphi_{3f} \cos 3\theta \cos\theta) \quad (20)$$

式中: T_s 为控制周期; $i_d(n)$ 、 $i_q(n)$ 分别为当前采样时刻 d 、 q 轴电流。可由 U_a^{ref} 、 U_β^{ref} 计算参考电压矢量相角为

$$\theta_{a\beta} = \arctan\left(\frac{|U_\beta^{\text{ref}}|}{|U_a^{\text{ref}}|}\right) \cdot \frac{180^\circ}{\pi} \quad (21)$$

式中: $\theta_{a\beta}$ 为参考电压矢量在 $\alpha\beta$ 坐标系下的初始相角。因此,可以得到

$$\theta_1 = \begin{cases} \theta_{a\beta}, & \text{if } u_a > 0, u_\beta \geq 0 \\ 180^\circ - \theta_{a\beta}, & \text{if } u_a \leq 0, u_\beta > 0 \\ 180^\circ + \theta_{a\beta}, & \text{if } u_a < 0, u_\beta \leq 0 \\ 360^\circ - \theta_{a\beta}, & \text{if } u_a \geq 0, u_\beta < 0 \end{cases} \quad (22)$$

式中: θ_1 为经象限修正后的参考电压矢量相角。根据修正后的相角,可得到参考电压所在区域编号为

$$S_r = \left\lfloor \frac{\theta_1}{120^\circ} \right\rfloor + 1 \quad (23)$$

式中: S_r 为参考电压所在判断区域编号, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算符。确定 S_r 后,即可根据预设映射关系直接选择第一最优矢量。例如,当参考电压矢量位于第一区域时,选择对应的 $\mathbf{U}_2$ 作为第一最优矢量。该过程仅需一次角度判断,不再需要对所有候选扇区逐一进行预测评价。

2.4 基于电流误差的第二矢量选择

第一最优矢量由参考电压所在区域直接确定后,还需进一步选择第二最优矢量,以提高合成电压对参考电压的逼近能力。本文不采用固定相邻矢量作为第二矢量,而是根据第一矢量作用后的预测电流误差进行选择。

将第一最优矢量代入断相电流预测模型,得到下一采样时刻的预测电流。其与参考电流之间的误差矢量定义为

$$\mathbf{E}_i = \begin{bmatrix} i_d^{\text{ref}} - i_d(n+1) \\ i_q^{\text{ref}} - i_q(n+1) \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: $\mathbf{E}_i$ 为第一最优矢量作用后的 d 、 q 轴电流误差矢量。

将该误差矢量反变换至 $\alpha\beta$ 坐标系,根据误差矢量所在扇区确定两个候选第二矢量。误差矢量扇区划分如图 5 所示。以误差矢量位于扇区 I 为例,可将 $\mathbf{U}_1$ 、 $\mathbf{U}_2$ 作为候选第二矢量;随后分别将两个候选矢量代入预测模型,计算对应电流误差,并选择误差较小的矢量 $\mathbf{U}_1$ 作为第二最优矢量,如表 2 所示。

与直接选取固定相邻矢量的方法相比,上述方法将第二矢量选择与第一矢量作用后的预测误差相结合,能够根据当前电流跟踪状态自适应确定更合适的矢量组合。

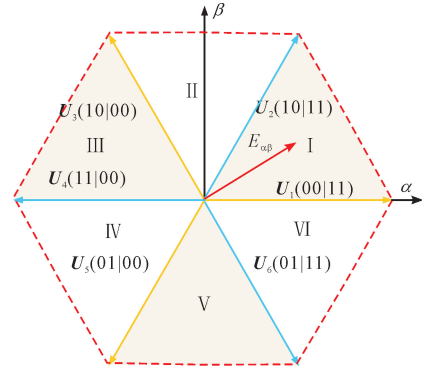


图 5 误差矢量所在扇区

Fig. 5 Sectors of error vectors

表 2 第二矢量选择

Table 2 Second vector selection

$\mathbf{E}_{a\beta}$ 所在扇区	第二矢量 $\mathbf{U}_j$ 选取	$\mathbf{E}_{a\beta}$ 所在扇区	第二矢量 $\mathbf{U}_j$ 选取
I	$\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2$	IV	$\mathbf{U}_4, \mathbf{U}_5$
II	$\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_3$	V	$\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6$
III	$\mathbf{U}_3, \mathbf{U}_4$	VI	$\mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$

2.5 零矢量选择与占空比计算

在确定第一、第二最优矢量后,还需选择零矢量并计算三矢量作用时间。为减少开关状态切换次数,零矢量选择遵循开关动作次数最小原则,即优先选择与上一时刻开关状态差异最小的零矢量。例如,若上一时刻双逆变器输出状态为(10|11),则可选择(11|11)作为当前零矢量输出状态。

设零矢量、第一矢量和第二矢量分别为 $\mathbf{U}_0$ 、 $\mathbf{U}_1$ 、 $\mathbf{U}_2$,其对应的 d 、 q 轴预测电流误差定义为

$$\begin{cases} E_d(\mathbf{U}_i) = i_d^{\text{ref}} - i_d^{n+1}(\mathbf{U}_i) \\ E_q(\mathbf{U}_i) = i_q^{\text{ref}} - i_q^{n+1}(\mathbf{U}_i) \end{cases} \quad i=0,1,2 \quad (25)$$

式中: $E_d(\mathbf{U}_i)$ 、 $E_q(\mathbf{U}_i)$ 为 $\mathbf{U}_i$ 作用后 d 、 q 轴对应的电流误差; $i=0,1,2$ 分别对应零矢量、第一最优矢量和第二最优矢量; $i_d^{n+1}(\mathbf{U}_i)$ 、 $i_q^{n+1}(\mathbf{U}_i)$ 分别为电压矢量 $\mathbf{U}_i$ 作用后预测得到的下一采样时刻 d 、 q 轴电流。

为使一个控制周期内合成电压产生的平均电流误差最小,三矢量作用时间需满足

$$\begin{cases} E_d(\mathbf{U}_1)t_1 + E_d(\mathbf{U}_2)t_2 + E_d(\mathbf{U}_0)t_0 = 0 \\ E_q(\mathbf{U}_1)t_1 + E_q(\mathbf{U}_2)t_2 + E_q(\mathbf{U}_0)t_0 = 0 \end{cases} \quad (26)$$

$$t_1 + t_2 + t_0 = T_s \quad (27)$$

式中: t_0 、 t_1 、 t_2 分别为零矢量、第一矢量和第二矢量的作用时间。联立平均误差约束和时间约束,可得到三矢量在一个采样周期内的作用时间为

$$d_1 = \frac{T_s}{D} [E_d(\mathbf{U}_2)E_q(\mathbf{U}_0) - E_d(\mathbf{U}_0)E_q(\mathbf{U}_2)] \quad (28)$$

$$d_2 = \frac{T_s}{D} [E_d(\mathbf{U}_0)E_q(\mathbf{U}_1) - E_d(\mathbf{U}_1)E_q(\mathbf{U}_0)] \quad (29)$$

$$d_0 = \frac{T_s}{D} [E_d(\mathbf{U}_1)E_q(\mathbf{U}_2) - E_d(\mathbf{U}_2)E_q(\mathbf{U}_1)] \quad (30)$$

$$D = E_d(\mathbf{U}_0)E_q(\mathbf{U}_1) - E_d(\mathbf{U}_1)E_q(\mathbf{U}_0) - E_d(\mathbf{U}_0)E_q(\mathbf{U}_2) + E_d(\mathbf{U}_0)E_d(\mathbf{U}_0) + E_d(\mathbf{U}_2)E_q(\mathbf{U}_0) + E_d(\mathbf{U}_1)E_q(\mathbf{U}_2) - E_d(\mathbf{U}_2)E_q(\mathbf{U}_1) \quad (31)$$

式中: d_0 、 d_1 、 d_2 分别为零矢量、第一最优矢量和第二最优矢量在一个采样周期内的作用时间; D 为三矢量作用时间计算式中的分母项,由零矢量、第一最优矢量和第二最优矢量对应的 d 、 q 轴预测电流误差构成。

由式(28)~(31)可知,三矢量作用时间的求解本质上等价于由 d 、 q 轴平均电流误差约束和

采样周期约束构成的三元线性方程组求解。其中,分母项对应作用时间解析求解过程中出现的行列式项。当零矢量、第一最优矢量和第二最优矢量对应的预测电流误差矢量近似共线,或三者对 d 、 q 轴电流误差的调节能力差异较小时, D 可能接近零。此时方程组会呈现一定的病态特征,使作用时间计算结果对参数扰动和数值误差较为敏感,甚至可能出现过大的作用时间或负作用时间。

因此,在后续工程实践中,可进一步引入数值稳定性保护措施。首先,可对分母项 D 设置阈值判断。当 D 小于预设阈值时,认为当前三矢量组合作用时间求解存在数值不稳定风险,可不采用该三矢量解析结果,而将控制方式退化为两矢量或单矢量输出。其次,可对计算得到的 t_0 、 t_1 、 t_2 进行可实现性判断,若某一作用时间小于零,则将其限制为零,并对其余有效矢量的作用时间进行重新分配。最后,可对处理后的作用时间进行归一化,使其满足式(27)。上述阈值判断、负时间限制和作用时间归一化处理可作为三矢量作用时间计算的工程保护方案,用于避免分母过小或负占空比导致的异常开关指令,提高算法在数字控制器中的可执行性和数值稳定性。

3 仿真结果

3.1 仿真工况设置

为验证所提 NTV-MPCC 策略在单相开路故障下的控制性能,在 MATLAB/Simulink 中搭建共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 容错控制仿真模型,并与 TV-MPCC 策略进行对比。仿真设置稳态运行、转速突变和负载突变 3 类工况。稳态工况下,电机转速设定为 1 000 r/min,负载转矩设定为 5 N·m;转速突变工况下,负载转矩保持为 5 N·m,在 0.3 s 时将给定转速由 600 r/min 阶跃增加至 1 000 r/min;负载突变工况下,电机转速保持为 1 000 r/min,在 0.3 s 时将负载转矩由 2 N·m 阶跃增加至 5 N·m。

3.2 稳态仿真结果

图 6 给出了 1 000 r/min、5 N·m 稳态工况下 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的仿真对比结果,包括 b 相电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)和电磁转矩波形。

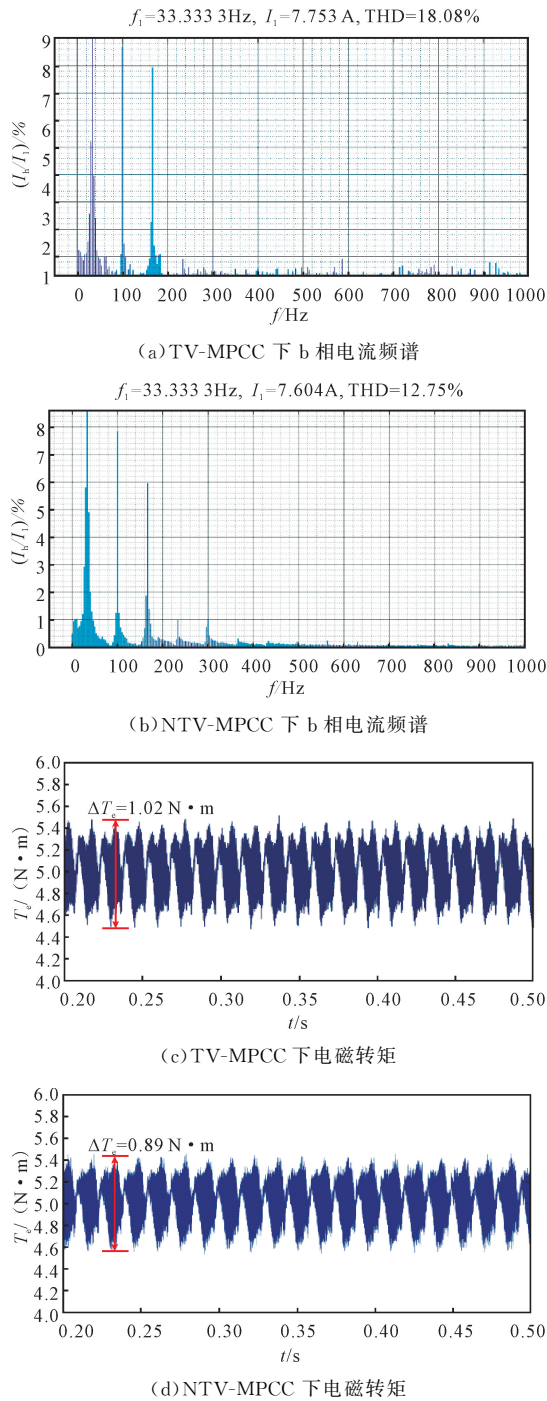


图 6 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的稳态仿真结果对比

Fig. 6 Comparison of steady-state simulation results between TV-MPCC and NTV-MPCC

由图 6(a)、(b)可知,两种策略均能在单相开路故障下维持稳定电流输出。相比 TV-MPCC,NTV-MPCC 策略下的 b 相电流波形更加平滑,电流纹波和谐波成分明显减小。进一步的 THD 分析表明,b 相电流总谐波畸变率由 TV-MPCC 的 18.08%降低至 NTV-MPCC 的 12.75%,说明所提方法能够有效改善故障容错运行时的电流质量。

由图 6(c)、(d)可知,TV-MPCC 策略下的转矩

波动范围约为 ± 0.4 N·m,而 NTV-MPCC 策略下的转矩波动范围约为 ± 0.2 N·m,转矩脉动明显减小。这表明所提策略通过电流误差最小化的三矢量作用时间分配,降低了电流谐波对电磁转矩的影响。综合来看,在相同稳态工况下,NTV-MPCC 相较于 TV-MPCC 具有更好的电流质量和转矩平稳性。

3.3 转速突变动态仿真

为比较两种策略在转速指令变化下的动态性能,设置负载转矩为 5 N·m,并在 0.3 s 时将给定转速由 600 r/min 阶跃至 1 000 r/min。两种策略均能在转速突变后完成转速跟踪,说明二者均可维持单相开路故障下的动态稳定运行。图 7 给出了两种策略在该工况下 b 相电流和电磁转矩响应。

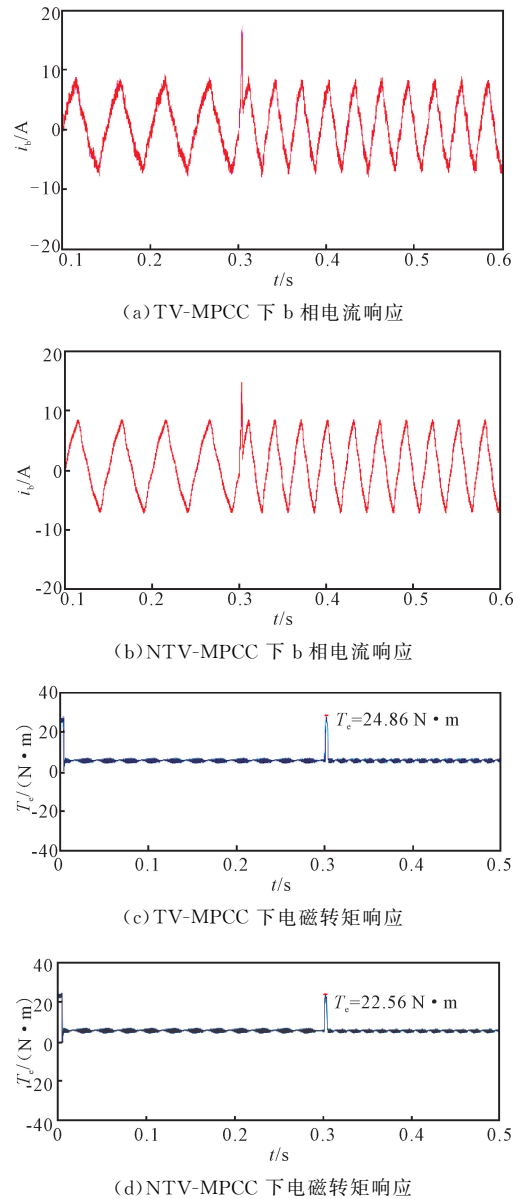


图 7 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的升速动态仿真结果对比

Fig. 7 Comparison of speed-up dynamic simulation results between TV-MPCC and NTV-MPCC

由图 7(a)、(b)可知,相比 TV-MPCC,NTV-MPCC 在转速切换过程中的 b 相电流波动更小,过渡过程更加平滑。由图 7(c)、(d)可知,NTV-MPCC 的电磁转矩冲击和后续波动均小于 TV-MPCC。结果表明,所提策略在转速动态变化时具有更好的电流波纹抑制能力和转矩平稳性。

3.4 负载突变动态仿真

为比较两种策略在负载扰动下的动态性能,设置电机转速为 1 000 r/min,并在 0.3 s 时将负载转矩由 2 N·m 阶跃增加至 5 N·m。图 8 给出了两种策略在该工况下的 b 相电流和转速响应。

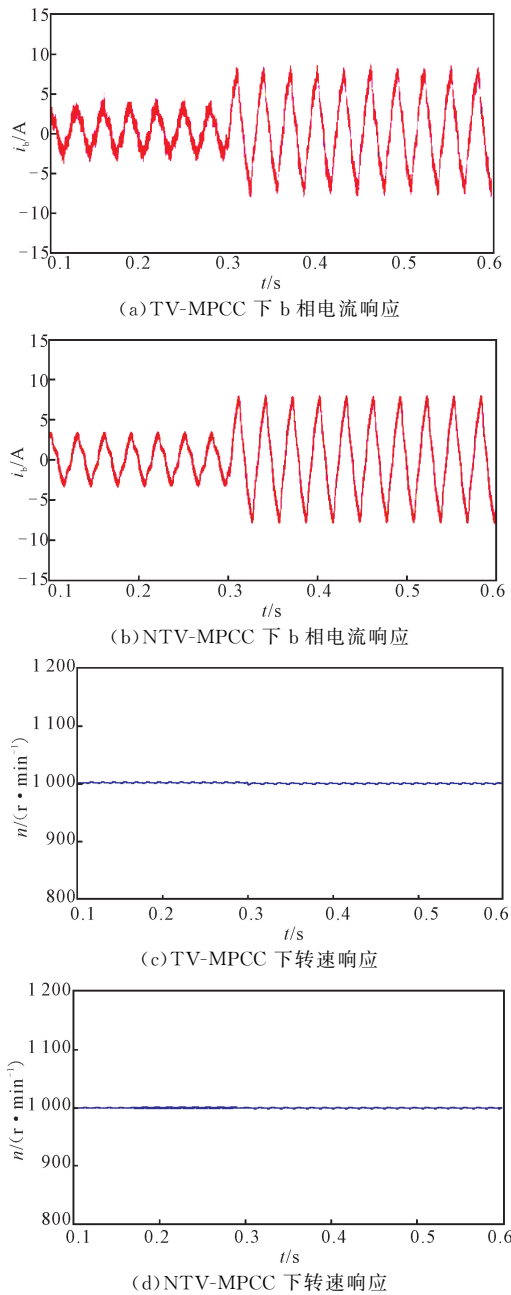


图 8 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的负载突变动态仿真结果对比
Fig. 8 Comparison of dynamic simulation results between TV-MPCC and NTV-MPCC with sudden load increases

由图 8(a)、(b)可知,当负载转矩由 2 N·m 突增至 5 N·m 时,两种策略均能维持系统稳定运行。相比 TV-MPCC,NTV-MPCC 在负载突变后的 b 相电流波动更小,过渡过程更加平滑,说明其具有更好的电流抑制能力。由图 8(c)、(d)可知,负载突增后两种策略的转速均能稳定在 1000 r/min 附近,且 NTV-MPCC 下的转速波动更小,表现出更好的抗负载扰动能力。结果表明,所提策略在负载扰动下具有更好的电流控制性能和转速稳定性。

4 实验验证

4.1 实验平台

为验证所提 NTV-MPCC 策略在实际系统中的可行性,搭建共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 实验平台,并与 TV-MPCC 策略进行对比实验。实验平台如图 9 所示,主要由 PMSM、磁粉制动器、IT6524D 直流电源、双逆变器、采样与主控电路以及示波器组成。其中,主控制器采用 TI 公司的 TMS320F28335 数字信号处理器 (digital signal processor, DSP),用于完成电流采样、转子位置与转速计算、控制算法运算以及脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 信号输出。

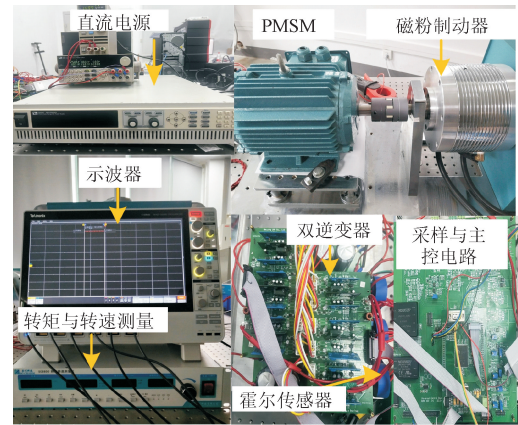


图 9 共直流母线型双逆变器开绕组 PMSM 实验平台
Fig. 9 Experimental platform of common DC-bus dual inverter-fed open-winding PMSM

实验过程中,电机轴端光电编码器用于获取转子位置和转速信息,磁粉制动器用于施加负载转矩,电流与直流母线电压经采样电路采集后送入 DSP 控制器。双逆变器主电路根据 DSP 输出的 PWM 信号驱动电机运行,从而实现单相开路故障下的容错控制实验。实验用永磁同步电机参数如表 3 所示。

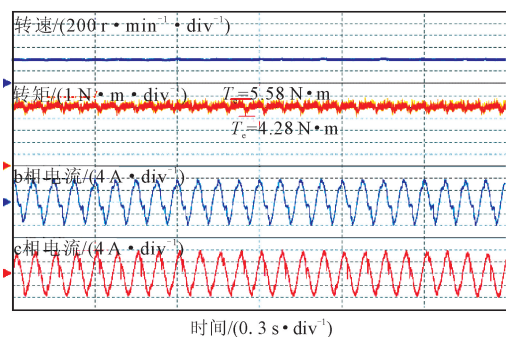
表 3 实验用永磁同步电机参数

Table 3 Parameters of the experimental PMSM

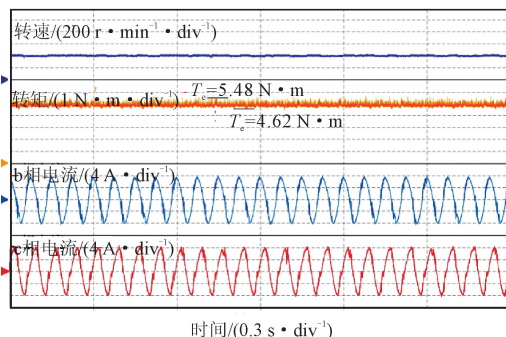
参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	0.5	极对数	2
定子电阻/ Ω	0.75	d 轴电感/mH	4.5
永磁体磁链/Wb	0.382	q 轴电感/mH	4.5
永磁体三次磁链/Wb	0.019	0 轴电感/mH	1
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	1 000	额定转矩/($N \cdot m$)	5

4.2 稳态实验结果

为比较 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在不同稳态转速下的控制性能,在额定负载 $5 N \cdot m$ 条件下,分别选取 400、600 和 1 000 r/min 三种转速进行实验验证,对应的稳态波形如图 10、图 12 及图 14 所示,图 11、图 13、图 15 分别展示了 3 种转速下 b 相电流的 THD。其中,1 000 r/min 为实验样机额定转速,400 r/min 和 600 r/min 用于考察中低速运行条件下的控制效果。不同转速下的稳态实验性能数据汇总如表 4 所示。



(a) TV-MPCC 下实验波形



(b) NTV-MPCC 下实验波形

图 10 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 400 r/min 、 $5 N \cdot m$ 工况下的稳态实验结果对比

Fig. 10 Comparison of steady-state experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under 400 r/min and $5 N \cdot m$ load

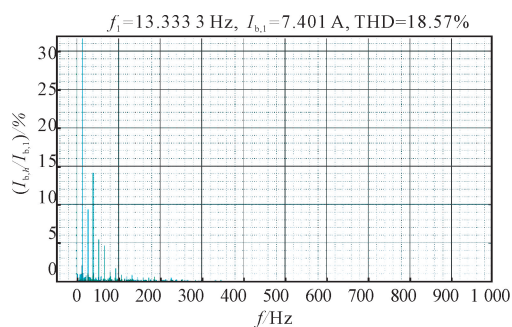
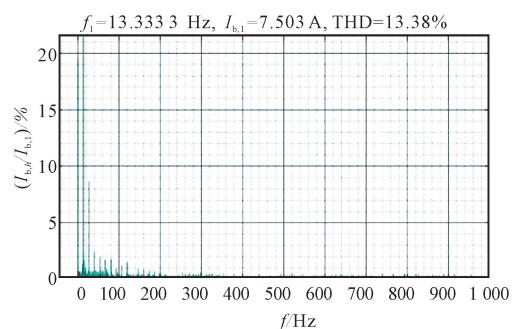
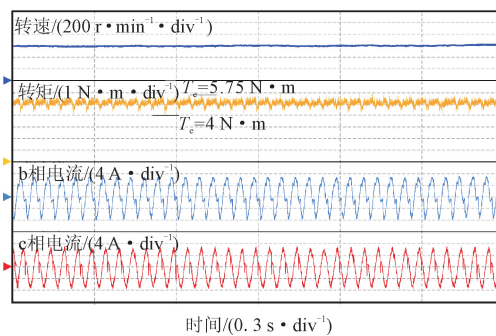
(a) TV-MPCC 下 b 相电流频谱(b) NTV-MPCC 下 b 相电流频谱

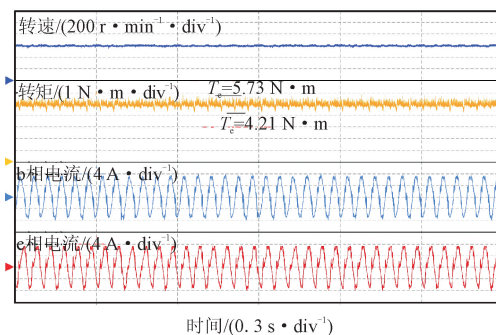
图 11 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 400 r/min 、 $5 N \cdot m$ 工况下的 b 相电流频谱对比

Fig. 11 Comparison of b -phase current spectra between TV-MPCC and NTV-MPCC under 400 r/min and $5 N \cdot m$ load

注: f 为频率; f_1 为基波频率; $I_{b,h}$ 为 b 相第 h 次谐波电流幅值; $I_{b,1}$ 为 b 相基波电流幅值;



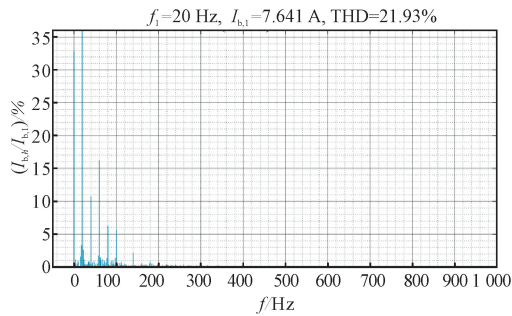
(a) TV-MPCC 下实验波形



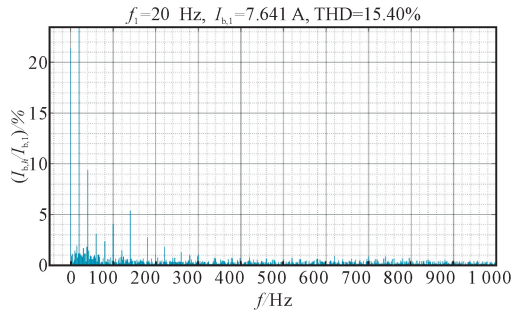
(b) NTV-MPCC 下实验波形

图 12 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 600 r/min 、 $5 N \cdot m$ 工况下的稳态实验结果对比

Fig. 12 Comparison of steady-state experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under 600 r/min and $5 N \cdot m$ load



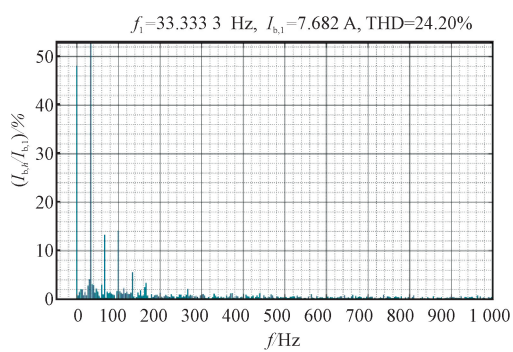
(a) TV-MPCC 下 b 相电流频谱



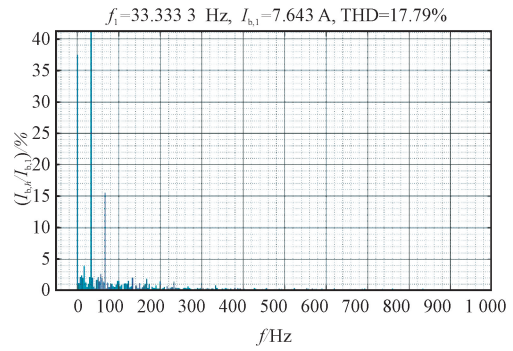
(b) NTV-MPCC 下 b 相电流频谱

图 13 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 600 r/min、5 N·m 工况下的 b 相电流频谱对比

Fig. 13 Comparison of b-phase current spectra between TV-MPCC and NTV-MPCC under 600 r/min and 5 N·m load



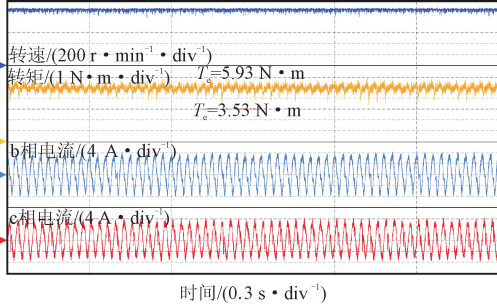
(a) TV-MPCC 下 b 相电流频谱



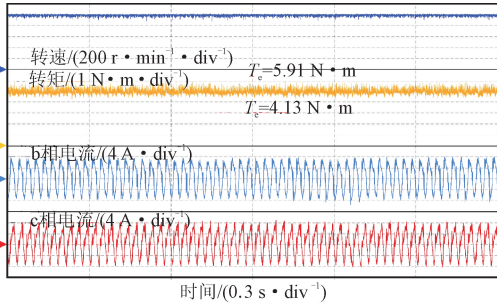
(b) NTV-MPCC 下 b 相电流频谱

图 15 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 1 000 r/min、5 N·m 工况下的 b 相电流频谱对比

Fig. 15 Comparison of b-phase current spectra between TV-MPCC and NTV-MPCC under 1 000 r/min and 5 N·m load



(a) TV-MPCC 下实验波形



(b) NTV-MPCC 下实验波形

图 14 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 1 000 r/min、5 N·m 工况下的稳态实验结果对比

Fig. 14 Comparison of steady-state experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under 1 000 r/min and 5 N·m load

表 4 稳态实验性能对照表
Table 4 Comparison of steady-state experimental performance

转速/ (r·min ⁻¹)	策略	转矩脉 动/(N·m)	电流 THD/%
400	TV-MPCC	1.30	18.57
	NTV-MPCC	0.86	13.38
600	TV-MPCC	1.75	21.93
	NTV-MPCC	1.52	15.40
1 000	TV-MPCC	2.40	24.20
	NTV-MPCC	1.78	17.79

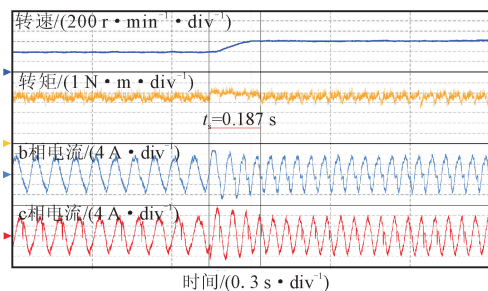
实验结果表明,3 种转速下两种策略均能保证电机稳定运行,但从转矩脉动、电流质量及转速平稳性等指标综合评估,NTV-MPCC 策略具有更优的稳态性能。随着转速升高,两种策略的电流纹波均有所增大,主要原因是反电动势升高而开关频率基本不变。然而,NTV-MPCC 在各转速下的电流纹波均小于 TV-MPCC,这得益于其在占空比计算中以电流误差最小化为目标,实现了更精确的电压合成。

表 4 数据显示,NTV-MPCC 的转矩脉动和电流

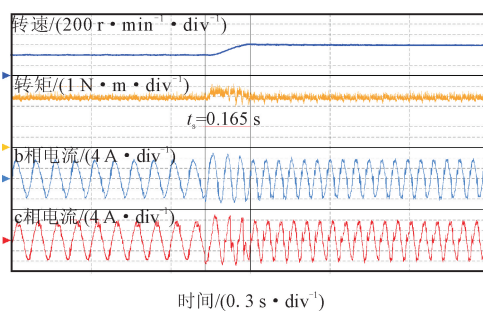
THD 均明显优于 TV-MPCC。例如,在 400 r/min 时,TV-MPCC 的转矩脉动为 $1.3 \text{ N} \cdot \text{m}$,THD 为 18.57%;NTV-MPCC 的转矩脉动降至 $0.86 \text{ N} \cdot \text{m}$,THD 降至 13.38%。600 r/min 时,TV-MPCC 的转矩脉动为 $1.75 \text{ N} \cdot \text{m}$,THD 为 21.93%;NTV-MPCC 分别为 $1.52 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 15.40%。1 000 r/min 时,TV-MPCC 的转矩脉动为 $2.40 \text{ N} \cdot \text{m}$,THD 为 24.20%;NTV-MPCC 分别为 $1.78 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 17.79%。还可以看出,随着转速由 400 r/min 升高至 1 000 r/min,两种策略下的电流 THD 和转矩脉动均有所增加,说明转速升高后系统电流调节难度增大。这主要是由于转速升高后反电动势增大,而实验系统的直流母线电压和开关频率保持不变,使电流调节裕度相对减小。尽管如此,在 400、600 和 1 000 r/min 三种转速下,NTV-MPCC 的转矩脉动和 b 相电流 THD 均低于 TV-MPCC。说明所提 NTV-MPCC 策略在额定转速范围内均能改善单相开路故障后的电流质量和转矩平稳性。

4.3 动态实验结果

在动态对比实验中,针对 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 两种控制策略设置变速与变载两类工况。变速实验在负载转矩为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 条件下进行,其中加速工况包括 400 r/min 阶跃升至 600 r/min 和 600 r/min 阶跃升至 1 000 r/min,减速工况包括 600 r/min 阶跃降至 400 r/min 和 1 000 r/min 阶跃降至 600 r/min。两种控制策略在 400 r/min→600 r/min、600 r/min→400 r/min、600 r/min→1 000 r/min 和 1 000 r/min→600 r/min 工况下的变速响应分别如图 16~19 所示。变载实验在电机转速为 1 000 r/min 条件下进行,其中加载工况为负载转矩由 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 阶跃增加至 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$,减载工况为负载转矩由 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 阶跃减小至 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。两种控制策略在 $2 \text{ N} \cdot \text{m} \rightarrow 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $5 \text{ N} \cdot \text{m} \rightarrow 2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 工况下的变载响应分别如图 20 和图 21 所示。为进一步比较两种策略的算法执行效率,图 22 给出了 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的代码运行时间对比结果。



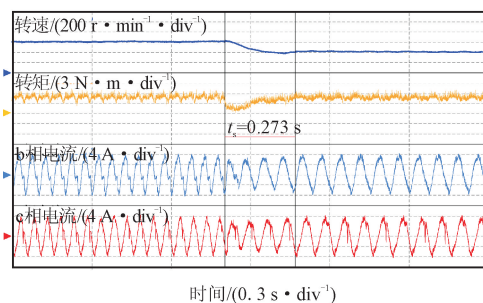
(a)TV-MPCC 下实验波形



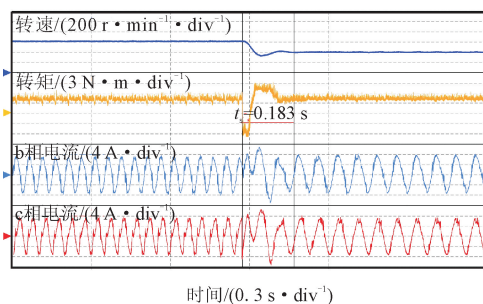
(b)NTV-MPCC 下实验波形

图 16 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 400 r/min 至 600 r/min 升速工况下的动态实验结果对比

Fig. 16 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under speed increase from 400 to 600 r/min



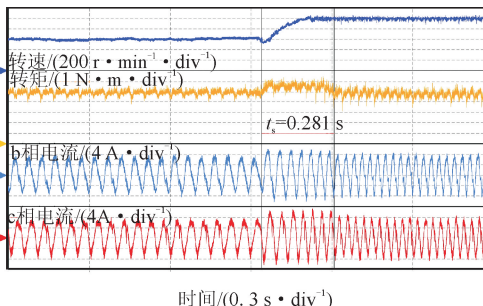
(a)TV-MPCC 下实验波形



(b)NTV-MPCC 下实验波形

图 17 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 600 r/min 至 400 r/min 降速工况下的动态实验结果对比

Fig. 17 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under speed decrease from 600 to 400 r/min



(a)TV-MPCC 下实验波形

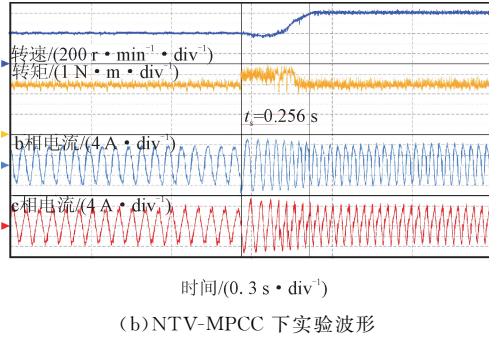


Fig. 18 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under speed increase from 600 to 1 000 r/min

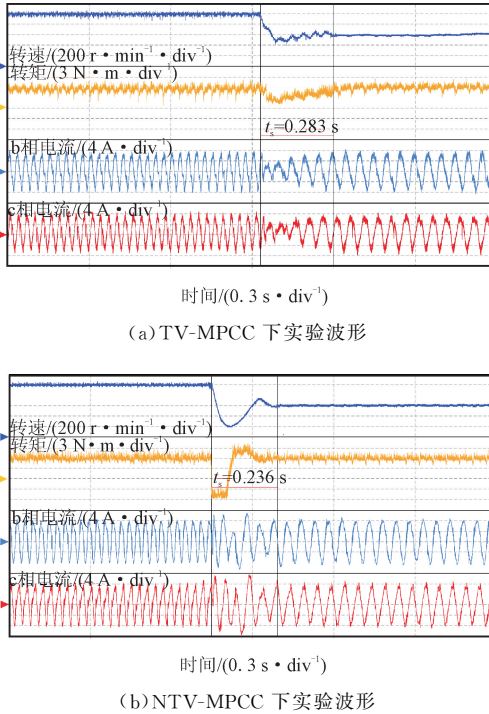


Fig. 19 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under speed decrease from 1 000 to 600 r/min

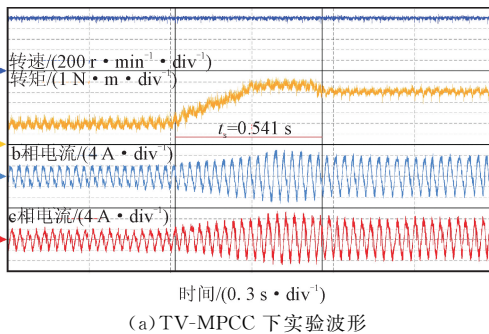


图 20 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 1 000 r/min、5 N·m 至 2 N·m 负载突减工况下的动态实验结果对比

Fig. 20 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under sudden load increase from 5 to 2 N·m at 1 000 r/min

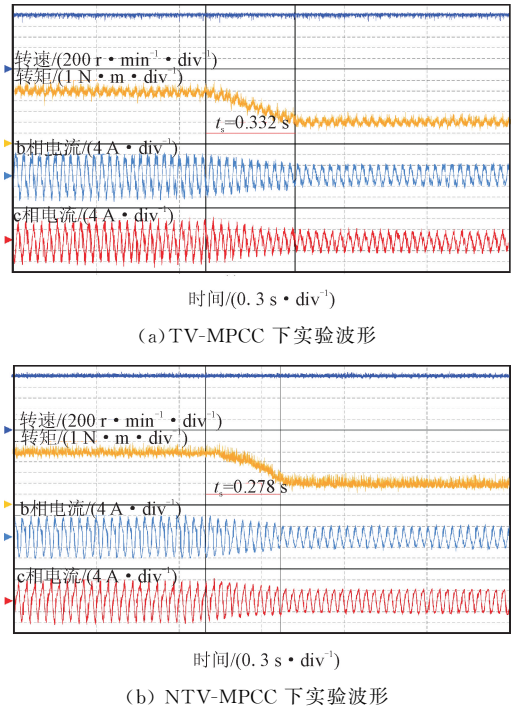


图 21 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 在 1000 r/min、5 N·m 至 2 N·m 负载突减工况下的动态实验结果对比

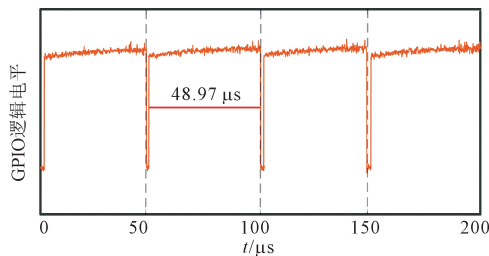
Fig. 21 Comparison of dynamic experimental results between TV-MPCC and NTV-MPCC under sudden load decrease from 5 to 2 N·m at 1 000 r/min

在动态实验中,分别考察了转速突变和负载突变两种工况下两种控制方法的动态响应性能。由图 16~19 可知,TV-MPCC 与 NTV-MPCC 均能实现稳定的转速跟随和容错运行。相比 TV-MPCC,NTV-MPCC 在变速过程中的相电流过渡更加平滑,转速恢复时间更短,表现出更好的动态响应能力。

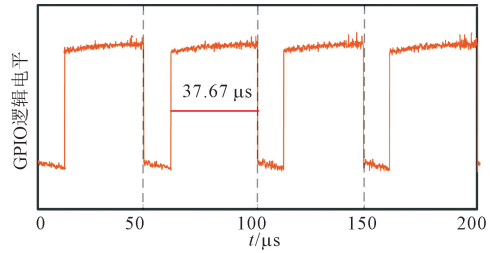
在负载突变工况下,电机转速保持 1 000 r/min。由图 20 和图 21 可知,在负载发生阶跃变化后,两种策略均能维持系统稳定运行,但 NTV-MPCC 的电流和转矩过渡过程更平滑,负载扰动引起的波动更小。为进

一步量化比较两种控制策略的动态性能,根据图 16~图 21 中标注的调节时间,对不同动态工况下的响应时间及改善幅度进行统计,结果如表 5 所示。

为进一步比较两种策略的算法执行效率,图 22 给出了 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的代码运行时间对比结果。由图 22 可知,TV-MPCC 策略程序运行耗时 $48.97 \mu\text{s}$,NTV-MPCC 策略为 $37.67 \mu\text{s}$ 。与 TV-MPCC 相比,NTV-MPCC 的程序运行时间减少 $11.30 \mu\text{s}$,降低约 23.08%。这主要得益于 NTV-MPCC 策略在选取第一最优矢量时基于重新划分的扇区进行快速定位,缩短了矢量筛选过程,使程序执行时间更短,整体计算负担相应减轻。



(a)TV-MPCC 下代码运行时间



(b)NTV-MPCC 下代码运行时间

图 22 TV-MPCC 与 NTV-MPCC 的代码运行时间对比
Fig. 22 Comparison of code running time between TV-MPCC and NTV-MPCC

由表 5 可知,在所有变速和变载动态实验工况下,NTV-MPCC 的调节时间均短于 TV-MPCC,调节时间缩短比例为 8.50%~32.97%。其中,降速工况下的改善更为明显,说明所提方法在转速突变时具有更快的动态恢复能力;在负载突增和突减工况下,NTV-MPCC 同样能够缩短调节时间,表明其对负载扰动具有更好的抑制效果。结合图 16~图 21 的实验波形可知,NTV-MPCC 在动态过程中相电流和转矩过渡更平滑,进一步验证了所提方法的动态性能优势。

表 5 动态实验调节时间及改善幅度对比

Table 5 Comparison of dynamic experimental regulating time and improvement ratios

动态实验	方法	调节时间/s	相比 TV-MPCC 缩短时间/s	缩短比例/%
负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下,400 r/min →600 r/min	TV-MPCC	0.187	0.022	11.76
	NTV-MPCC	0.165		
负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下,600 r/min →400 r/min	TV-MPCC	0.273	0.090	32.97
	NTV-MPCC	0.183		
负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下,600 r/min →1000 r/min	TV-MPCC	0.281	0.025	8.90
	NTV-MPCC	0.256		
负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 下,1000 r/min →600 r/min	TV-MPCC	0.283	0.047	16.61
	NTV-MPCC	0.236		
1 000 r/min 下, $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ → $2 \text{ N} \cdot \text{m}$	TV-MPCC	0.332	0.054	16.27
	NTV-MPCC	0.278		
1 000 r/min 下, $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ → $5 \text{ N} \cdot \text{m}$	TV-MPCC	0.541	0.046	8.50
	NTV-MPCC	0.495		

5 结论

针对共直流母线型双逆变器开绕组永磁同步电机单相开路故障下传统多矢量模型预测电流控制计算量较大、矢量选择过程复杂的问题,分析了单相开路后的电压矢量分布特征,提出了一种基于扇区判断的多矢量模型预测电流控制方法。该方

法通过参考电压所在区域直接确定第一最优矢量,并依据电流误差选择第二最优矢量,进而计算三矢量作用时间,并通过仿真和实验验证了所提方法的有效性,主要结论如下。

1)单相开路故障后,双逆变器开绕组永磁同步电机仍可利用剩余健康桥臂形成有效电压矢量并维持容错运行。通过剔除超出线性调制范围的大矢量,所构建的有效矢量集合能够满足故障后预测

控制的矢量选择需求。

2)所提方法利用参考电压扇区直接确定第一最优电压矢量,避免了传统多矢量模型预测电流控制中对候选矢量组合的遍历寻优。与 TV-MPCC 相比,NTV-MPCC 简化了矢量选择过程,降低了在线计算负担,提高了控制算法的实时性。

3)稳态仿真与实验结果表明,所提方法能够改善单相开路故障后的电流质量和转矩平稳性。与 TV-MPCC 相比,NTV-MPCC 下 b 相电流谐波含量更低,电磁转矩波动更小,说明该方法具有更好的稳态控制性能。

4)动态仿真与实验结果表明,所提方法在转速突变和负载突变工况下具有较好的动态调节能力。与 TV-MPCC 相比,NTV-MPCC 下相电流过渡过程更加平滑,调节时间更短,转速和转矩响应更加稳定,表明其具有更好的抗扰性能和容错运行能力。

综上,所提新型三矢量模型预测电流控制方法能够在单相开路故障下兼顾计算效率、稳态性能和动态性能,对提高双逆变器开绕组永磁同步电机故障后的连续运行能力具有一定工程参考价值。后续研究将进一步考虑电机参数变化、直流母线电压波动、FDI 检测延时以及多类型故障条件下的容错控制性能,并开展故障检测与容错控制协同切换过程的实验验证。

参考文献

- [1] 侯梅芳,葛苏,程小岛.新形势下中国能源安全的内涵、挑战和举措[J].天然气工业,2022,42(9):157-165.
Hou Meifang, Ge Su, Cheng Xiaodao. China's energy security under the new situation: connotation, challenges and strategic initiatives[J]. Natural Gas Industry, 2022, 42(9): 157-165.
- [2] 尹若清,申王仪佳,马艺轩.新能源汽车政府补贴政策对企业的影响——基于文献综述的视角[J].物流工程与管理,2022,44(6):125-128.
Yin Ruqing, Shen Wangyijia, Ma Yixuan. The influence of government subsidy policy on enterprises of new energy vehicles based on literature review[J]. Logistics Engineering and Management, 2022, 44(6): 125-128.
- [3] 武欢.永磁同步电机的设计要素及其在高速列车运行中的应用[J].机械设计,2021,38(12):165.
- [4] 邓智浩,李争光,祝后权,等.永磁同步电机无传感器控制在电力推进中的应用综述[J].船电技术,2021,41(7):49-55.
Deng Zhihao, Li Zhengguang, Zhu Houquan, et al. Overview of application of sensorless control of PMSM in electric propulsion[J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2021, 41(7): 49-55.
- [5] 吴国沛,余银犬,涂文兵.永磁同步电机故障诊断研究综述[J].工程设计学报,2021,28(5):548-558.
Wu Guopei, Yu Yinquan, Tu Wenbing. Review of research on fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor[J]. Chinese Journal of Engineering Design, 2021, 28(5): 548-558.
- [6] 董清华.基于模型预测控制的永磁同步电机弱磁与无位置传感器运行研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2024:15-39.
Dong Qinghua. Research of model predictive control for field weakening and sensorless operation of permanent magnet synchronous motor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2024: 15-39.
- [7] 任晓红,万红,俞啸,等.基于 Park 变换的三电平逆变器开路故障诊断[J].工矿自动化,2020,46(5):82-86.
Ren Xiaohong, Wan Hong, Yu Xiao, et al. Open-circuit fault diagnosis of three-level inverter based on Park transformation[J]. Industry and Mine Automation, 2020, 46(5): 82-86.
- [8] Huang Wentao, Du Jiachen, Hua Wei, et al. A hybrid model-based diagnosis approach for open-switch faults in PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3728-3732.
- [9] 杜嘉晨,樊启高,黄文涛.基于混合逻辑动态模型的 PMSM 系统开路故障诊断方法[J].电机与控制学报,2023,27(8):100-108.
Du Jiachen, Fan Qigao, Huang Wentao. Open-circuit fault diagnosis for PMSM system based on mixed logical dynamic model[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 100-108.
- [10] 吴超.机电伺服系统的全工况弱磁控制方法研究[D].南京:东南大学,2022:99-114.
Wu Chao. Research on flux-weakening control method of electro-mechanical servo system under all working conditions[D]. Nanjing: Southeast University, 2022: 99-114.
- [11] Wang Xueqing, Ren Shaowei, Xiao Dianxun, et al. Fault-tolerant control of open-circuit faults in standard PMSM drives considering torque ripple and copper loss[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4239-4251.
- [12] Chen Wei, Zhu Lixiang, Wang Sai, et al. Rotating restart method for TPFS inverter-fed sensorless PMSM drive system based on dual effective voltage vectors injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 11708-11722.
- [13] 孙小晗.开绕组电机驱动系统的开关管故障诊断及容错控制算法研究[D].合肥:合肥工业大学,2019:14-36.
Sun Xiaohan. Research on fault diagnosis and fault tolerance control algorithm for open-winding motor drive system[D]. Hefei: Hefei University, 2019: 14-36.

- erant control algorithms of open circuit fault in open winding motor drive system[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2019:14-36.
- [14] Jiang Xuefeng, Wei Zhijian, Xue Rongze, et al. Dual-mode fault-tolerant control strategy for dual-winding fault-tolerant permanent magnet motor drive system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(10):12690-12701.
- [15] 吕康飞, 董新伟, 刘丽丽, 等. 考虑零序电流抑制的开绕组永磁同步电机断相故障下统一调制策略[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(11):2387-2395.
- Lyu Kangfei, Dong Xinwei, Liu Lili, et al. The unified modulation scheme of open-end winding PMSM with common DC bus under the open-phase fault considering the suppression of zero-sequence current[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(11):2387-2395.
- [16] 陈超波. 电机驱动系统 NPC 型三电平逆变器故障诊断与容错控制研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2024:15-30.
- Chen Chaobo. Research on fault diagnosis and fault-tolerant control of NPC three-level inverter in motor drive system[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2024:15-30.
- [17] Zhang Xiaoguang, Fang Shujun, Zhang Han. Predictive current error compensation based strong robust model predictive control for PMSM drive systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(12):15280-15289.
- [18] Zhang Xiaoguang, Cao Yuanhang, Zhang Chenguang. Model predictive voltage control for PMSM system with low parameter sensitivity[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(11):13601-13613.
- [19] Wu Xuan, Yang Dan, Huang Sheng, et al. Improved rotor flux observer with disturbance rejection for sensorless SPMSM control[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(2):3603-3612.
- [20] Kodumur Meesala R E, Kuniseti V P K, Kumar Thippiripati V. Enhanced predictive torque control for open end winding induction motor drive without weighting factor assignment[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(1):503-513.
- [21] Wang Xueqing, Wang Zheng, Xu Zhixian, et al. Dead-beat predictive current control-based fault-tolerant scheme for dual three-phase PMSM drives[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(2):1591-1604.
- [22] Mousavi M S, Davari S A, Nekoukar V, et al. Computationally efficient model-free predictive control of zero-sequence current in dual inverter fed induction motor[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(2):1332-1344.
- [23] Li Xianglin, Xue Zhiwei, Yan Xueyu, et al. Low-complexity multivector-based model predictive torque control for PMSM with voltage preselection[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(10):11726-11738.
- [24] Ni Ronggang, Xu Dianguo, Blaabjerg F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(7):5425-5437.
- [25] Chen Wenhan, Sun Dan, Wang Mingze, et al. Modeling and control for open-winding PMSM under open-phase fault based on new coordinate transformations[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(6):6892-6902.

Fault-Tolerant Predictive Control for Open-Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Under Single-Phase Open-Circuit Fault

ZHANG Dongdong¹, CAI Boyan¹, HUANG Hongtao², YI Jiawei¹
CHU Shuaijun¹, GOH Hui Hwang³, LIN Xiaogang^{4*}

(1. School of New Energy, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010051, China;

2. School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China;

3. School of Engineering, Taylor's University, Subang Jaya 47500, Malaysia;

4. Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences, Fuzhou 350002, China)

ABSTRACT: To address the limited available voltage vector space, high computational burden of an exhaustive search in traditional multi-vector model predictive current control, and increased current harmonics and torque ripple during fault-tolerant operation after a single-phase open-circuit fault in a common-DC-bus dual-inverter open-winding permanent magnet synchronous motor, a novel three-vector model predictive current control method was proposed. Taking a phase-a open-circuit fault

as an example, the voltage vector distribution patterns during fault-tolerant operation with phases b and c and four healthy bridge arms were first analyzed. Nine independent voltage vectors were obtained from 16 switching states. After eliminating two large vectors that exceeded the linear modulation range, six equal-amplitude effective voltage vectors were selected as the basic control vectors. A reference voltage vector was calculated using the deadbeat prediction principle, and the first optimal vector was directly determined based on the sector that contained the reference voltage vector. Then, the second optimal vector was adaptively selected based on the predicted current error after applying the first vector. The action times of the zero, first, and second vectors were allocated with the minimum d- and q-axis current errors as constraints, thereby avoiding the sequential traversal of candidate sectors required by the traditional algorithm. Simulation results show that under 1 000 r/min and 5 N · m, the proposed algorithm reduces the total harmonic distortion rate of the B-phase current from 18.08% to 12.75%, and narrows the torque fluctuation range from approximately ± 0.4 N · m to ± 0.2 N · m. Experimental results demonstrate that under 400 r/min and 5 N · m, the total harmonic distortion of the B-phase current decreases from 18.57% to 13.38%. Under 1 000 r/min, when the load decreases from 5 N · m to 2 N · m and then increases from 2 N · m to 5 N · m, the system regulating times decreases from 0.332 and 0.541 s, to 0.278 and 0.495 s, respectively. These results verify that the proposed method can reduce the online computational overhead, improve the current waveform quality under single-phase open-circuit faults, suppress torque ripple, and enhance the dynamic disturbance rejection capability of the system.

KEYWORDS: electrical engineering; fault-tolerant control; model predictive current control; open-winding permanent magnet synchronous motor; dual inverter

(编辑:于福兴)