

带零序电流抑制的开绕组永磁同步电机 断相故障容错控制

冯智煜, 高琳, 李丰

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对共直流母线型开绕组永磁同步电机在绕组出现断相故障后控制策略以及零序电流抑制策略不再适用的问题, 采用一种断相后坐标转换和零序电流抑制的改进控制策略, 以保证系统运行的可靠性和控制精度。基于断相前后定子电流合成磁势不变的原理, 对剩余两相建立坐标系并重构其与静止 $\alpha\beta$ 坐标系间的变换矩阵, 调整非故障相电流的幅值与相位, 保证断相故障后电机运行的稳定性。为实现逆变器组间的协同作用, 设计分配方案, 对逆变器容量进行合理分配, 并利用一种比例谐振控制方法对断相后系统零序电流进行抑制, 削弱三次谐波零序电流在同步坐标系中电流产生的谐波, 从而减小电磁转矩脉动, 提高系统的控制性能。仿真结果表明, 改进后的方法提高了断相故障状态下开绕组永磁同步电机控制系统的可靠性和控制精度。研究结果可为共母线型开绕组电机系统在断相工况下的控制提供理论依据。

关键词: 开绕组永磁同步电机; 绕组断相; 零序电流; 比例谐振控制; 容错控制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtub202212010 **文章编号:** 0253-987X(2022)12-0097-11

Fault-Tolerant Control of Open-Winding Permanent Magnet Synchronous Motor under One-Phase Fault with Zero-Sequence Current Suppression

FENG Zhiyu, GAO Lin, LI Feng

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An improved control strategy of coordinate transformation and zero-sequence current suppression after open-phase fault is adopted to solve the problem that the control strategy and the zero-sequence current (ZSC) suppression strategy open-winding permanent magnet synchronous motor (OW-PMSM) with common DC bus are no longer applicable for each other after the open-phase fault and to ensure the reliability and control accuracy of the system. Based on the principle that the combined magnetic potential of the stator current does not change after the open-phase fault, a coordinate system for the remaining two healthy phases and the transformation matrix between them is established and the static $\alpha\beta$ coordinate system is reconstructed, meanwhile the amplitude and phase of the healthy phase current are adjusted to ensure the stability of the motor system after open phase fault. In order to realize the synergy between the inverters, a distribution scheme is designed to distribute the inverter capacity reasonably, and a proportional resonance control method is used to suppress the zero-sequence current of the system after the open-phase fault and to weaken the harmonics generated by the current in the synchronous coordinate system, accordingly reduce the electromagnetic torque

ripple and improve the control performance of the system. The simulation results show that the method improves the reliability and control accuracy of the open-winding permanent magnet synchronous motor control system under the open-phase fault state. The research results can provide a theoretical basis for the control of the open-winding motor system with common DC bus under open-phase conditions.

Keywords: open-winding permanent magnet synchronous motor; open-phase fault; zero-sequence current; proportional resonance control; fault-tolerance control

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于具有高效、高功率密度等优点,被广泛应用于家用电器^[1-3]、机车驱动及牵引、装备制造、军工以及航空航天等领域。开绕组永磁同步电机(open-winding PMSM, OW-PMSM)近年来受到广泛关注,其控制系统拓扑结构改变了传统电机系统中由单一逆变器供电的形式,通过一组双逆变器联合为电机供电^[4-7]。OW-PMSM是将三相星形连接的永磁同步电机定子绕组的中性点打开,在绕组的首端和末端分别连接两个逆变器供电,虽然增加了一个逆变器的成本,但是打破了传统永磁同步电机对直流母线利用率的提升极限,在采用相同耐压等级开关器件的条件下,可以驱动额定功率等级两倍的电机。同时,双逆变器调制呈现出多电平调制特性,提高了系统本身的控制灵活性和容错能力^[8]。

根据所连接的两逆变器是否使用同一直流电压源,可将 OW-PMSM 的供电拓扑结构分为隔离母线型和共母线型^[9-12]。隔离母线型拓扑中的两个逆变器需要由两个独立的电源分别供电,但这种结构形式不存在零序回路,避免了零序电流(zero-sequence current, ZSC)的影响,同时允许两个逆变器采用不同大小的直流侧电压,可以产生更多的电平等级,提高控制的灵活性。共母线型的拓扑结构只需要一个电源供电,与隔离母线型相比减小了驱动系统的体积与成本,但零序回路的存在使三次谐波电势产生的 ZSC 可以流通,这不仅会增加逆变器容量,而且还会使电磁转矩产生脉动。针对 OW-PMSM 共母线系统中三次谐波 ZSC 的抑制已取得一定的研究进展^[13-15],文献[6]提出了一种电压空间矢量中六边形的控制策略,使逆变器在不同开关组合内合成的零序电压为零,但忽略了电机本身三次谐波磁链感应的零序电压反动势的影响。文献[14]针对电机自身的三次谐波反电动势,提出一种零矢量注入的方法对零序电压进行补偿,并最大限度提高了电压利用率。文献[15]则提出一种基于比例谐振控制的

ZSC 抑制策略,通过逆变器输出共模电压来补偿反电势零序分量。

随着 PMSM 应用领域的拓展,应用环境愈加复杂,特别是在极端和恶劣工况条件下,对电机驱动系统的可靠性提出了更高的要求,如何实现系统故障后的容错控制是目前工业界和学术界高度关注的问题。PMSM 控制系统中逆变器开关器件的开路和短路情况以及供电不稳都可以造成电机绕组断相故障^[16],一旦发生断相,即使电机能够继续运行,非断相绕组的电流也会激增,转矩波动变大,电机控制性能降低。如果在断相故障状态下长时间运行,电机可能因过热被损毁。因此当电机出现断相故障时需要改变原有控制策略,采用合适的容错控制方法来保证电机具有相对稳定的控制性能^[17],进而保证被驱动系统的整体安全。

对于传统星接 PMSM 而言,当电机一相定子绕组的供电断开时,剩余两相绕组形成回路,因此两相绕组的电流无法独立控制^[18-19],系统仅剩单一自由度可控,电机无法稳定运行。此时需要将电机定子绕组的中性点引出,使非故障的两相电流可以独立控制,从而保证电机的稳定运行^[20]。

不同于传统星接 PMSM 在断相故障时,需要改变系统结构才能进行容错控制,共母线型 OW-PMSM 本身具有的零序回路允许断相后非故障相的独立控制,不需要进行任何系统结构的改变即可进行容错控制。在断相故障状态下,OW-PMSM 的数学模型发生变化,为保证电机的控制性能尤其是转速的稳定性,需要设计新的容错控制策略以及新的 ZSC 控制策略。文献[21]分析了断相后非故障相的空间电压矢量图,提出一种正交电压矢量调制方案用于容错控制,但没有考虑对三次谐波 ZSC 进行抑制。文献[22]重新设计了电机断相后的整体坐标变换矩阵,构建了新的电压矢量平面,但采用的 ZSC 抑制方法依赖电机参数,无法保证控制的精度。文献[23]采用了文献[21]中的电压调制方法进行容错断相控制,重点探讨对三次谐波 ZSC 的抑

制,在同步坐标系下采用比例积分谐振控制器,使电流环对直流分量以及谐波分量均有控制效果,通过抑制 dq 轴电流的谐波分量来达到抑制零序电流的目的。

本文设计一种新的容错断相控制策略和 ZSC 抑制策略,用于断相故障下共母线 OW-PMSM 的控制。根据一相断相后 OW-PMSM 系统数学模型,对剩余两相非故障相构成的坐标系与 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系之间的变换矩阵重新构建,以保证断相前后定子绕组合成的旋转磁势不变,并据此得出断相后所需的非故障相电流的相位和幅值的大小。分析断相后 ZSC 对 $dq0$ 旋转坐标系下电流分量产生谐波的影响,设计零轴电流下的比例谐振 (proportional resonance, PR) 控制器,对指定谐波频率的 ZSC 进行抑制。仿真分析本文提出的断相后共母线 OW-PMSM 控制策略以及 ZSC 抑制策略,并与采用断相后 SVPWM 调制的容错控制性能相比较。

1 共母线 OW-PMSM 数学模型

1.1 共母线拓扑结构

图 1 所示为共母线 OW-PMSM 驱动系统拓扑图。由图 1 可知,传统星接 PMSM 中性点被打开,两组逆变器在同一直流电压源 U_{dc} 作用下联合为电机供电,并且通过定子绕组形成零序电流回路。

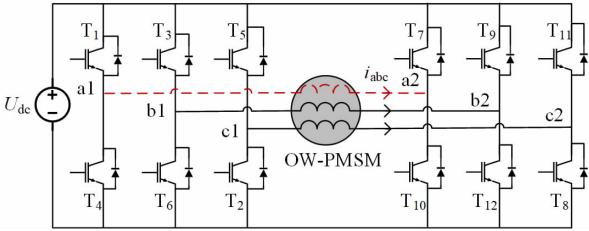


图 1 共母线 OW-PMSM 驱动系统拓扑图

Fig. 1 Schematic diagram of OW-PMSM drive system with common DC bus

定子绕组的三相电压可以由逆变器输出电压表示为

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{b1} \\ u_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{a2} \\ u_{b2} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{a2} \\ S_{b1} - S_{b2} \\ S_{c1} - S_{c2} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}_{abc}$ 为电机定子三相绕组电压; u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 和 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为两组逆变器提供的三相电压; S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 和 S_{a2} 、 S_{b2} 、 S_{c2} 分别为两组逆变器的开关状态, $S=0,1$ 分别表示下桥臂导通、上桥臂导通。

1.2 OW-PMSM 数学模型

OW-PMSM 在三相坐标系下的定子电压方程

可表示为

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{abc}}{dt} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{i}_{abc}$ 为定子三相绕组电流; $\mathbf{\Psi}_{abc}$ 为定子三相绕组磁链; R_s 为每相绕组电阻。由于永磁体形状的不规则并考虑到永磁体磁链的饱和效应,当零序回路存在时认为永磁体磁链除基波分量外还有三次谐波分量,因此定子三相绕组磁链 $\mathbf{\Psi}_{abc}$ 的表达式为

$$\mathbf{\Psi}_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{\Psi}_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} + \mathbf{\Psi}_{3f} \begin{bmatrix} \cos 3\theta \\ \cos(3(\theta - 120^\circ)) \\ \cos(3(\theta + 120^\circ)) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{L}_{abc}$ 为电感矩阵; $\mathbf{\Psi}_f$ 为永磁体磁链的基波分量; $\mathbf{\Psi}_{3f}$ 为永磁体磁链的三次谐波分量; θ 为电机转子 d 轴与 a 相绕组之间的电角度。

经过 $dq0$ 坐标变换, OW-PMSM 在同步旋转坐标系下的数学模型为

$$\mathbf{u}_{dq0} = \mathbf{u}_{dq0-1} - \mathbf{u}_{dq0-2} = R_s \mathbf{i}_{dq0} + \begin{bmatrix} L_d & & \\ & L_q & \\ & & L_0 \end{bmatrix} \frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + \omega_e \begin{bmatrix} -L_q \mathbf{i}_q \\ L_d \mathbf{i}_d + \mathbf{\Psi}_f \\ -3\mathbf{\Psi}_{3f} \sin 3\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{u}_{dq0}$ 为定子 $dq0$ 轴电压; $\mathbf{i}_{dq0}$ 为定子 $dq0$ 轴电流; L_d 、 L_q 、 L_0 分别为定子 $dq0$ 轴电感; ω_e 为转子电角速度。

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5 P_n [\mathbf{\Psi}_f \mathbf{i}_q + (L_d - L_q) \mathbf{i}_d \mathbf{i}_q - 6 \mathbf{\Psi}_{3f} \mathbf{i}_0 \sin 3\theta] \quad (5)$$

式中 P_n 为电机极对数。

1.3 断相后电机系统数学模型

以图 1 所示的 a 相断相为例,采用 Clark 变换矩阵

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

断相故障时 $i_a=0$,由式(6)可得 $i_a=-i_0$,再经过反 Park 变换得到

$$\begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} \sin\left(\theta + \theta_1 + \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\theta + \theta_1 - \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (7)$$

式中 $\theta_1 = \arctan(-i_d/i_q)$ 。从式(7)可以看出,当保持 dq 轴电流分量不变时,非故障相的电流幅值应变为断相前的 $\sqrt{3}$ 倍,而相位应从断相前的 c 相滞后 b 相 $2\pi/3$ 变为滞后 $\pi/3$ 。

图2所示为共母线 OW-PMSM 系统的等效零序回路,图中 e_0 为电机反电势的三次谐波分量,计算公式为 $e_0 = 3\omega_e \Psi_{3f} \sin 3\theta$, U_{01} 、 U_{02} 分别为两组逆变器产生的零序电压。

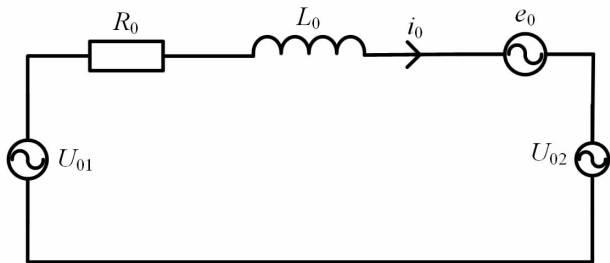


图2 共母线 OW-PMSM 系统等效零序回路

Fig.2 Zero-Sequence equivalent circuit of OW-PMSM system with common DC bus

2 断相故障下系统控制策略

2.1 采用传统变换矩阵

当 a 相发生断相故障时,若仍然沿用传统变换矩阵,则由非故障的 b 、 c 两相构成的坐标系与 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系间的坐标变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

由于 a 相断开,作用在 a 相绕组上的电压无法产生对应的磁势分量,但与星接 PMSM 不同,OW-PMSM 系统中的非故障相在开环控制下将会在气隙中产生椭圆形旋转磁势,电机可继续旋转。因此,直流母线及双逆变器电机控制系统形成的零序电流回路使 OW-PMSM 系统本身具有一定的容错能力,但由于控制策略不准确,系统控制性能不佳。

2.2 基于磁势不变原理的 $bc-\alpha\beta$ 变化矩阵

非故障相 $bc-\alpha\beta$ 坐标变换如图3所示,当断相故障后, a 相所在电枢电流为0,为保证断相前后合成磁势不变,需要重新构建 $bc-\alpha\beta$ 坐标系变换矩阵

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{bc-\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

为保证变化前后幅值不变,需要对矩阵系数 k

进行计算。

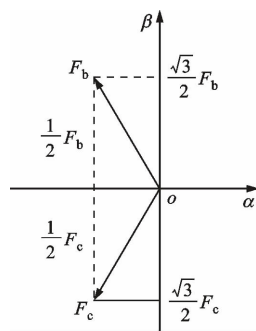


图3 非故障相 $bc-\alpha\beta$ 坐标变换

Fig.3 Transformation of two remaining phase bc to $\alpha\beta$

假设断相后非故障相电流为

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

式中: I_s 为电流幅值; φ 为 b 相电流与 d 轴夹角。

将式(10)代入式(9),得到

$$\begin{cases} i_a = \frac{\sqrt{3}}{2} k I_s \cos(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{6}) \\ i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} k I_s \sin(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可以看出,在保证等幅值变换下,需要取定系数 k 值为 $2/\sqrt{3}$,对比常规等幅值坐标变换矩阵系数 $2/3$ 可以看出,非故障相电流幅值变为之前的 $\sqrt{3}$ 倍,才能保证故障前后合成相同大小的磁势。联立式(9)及反 Park 变换得到

$$\begin{bmatrix} i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = T_{bc-\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(12)可知,采用新的坐标变换矩阵会重新分配断相后 bc 相的幅值与相位,使其满足缺相前后合成相同的气隙旋转磁势,配合零序回路,准确控制断相后 OW-PMSM 调速系统。

2.3 断相后 PWM 调制分析打算

在图2中,存在的零序量来源包括两逆变器输出共模电压 u_{01} 、 u_{02} 以及电机三次谐波反电势 e_0 ,抑制回路三次谐波零序电流等同于

$$u_{01} - u_{02} = e_0 \quad (13)$$

当两逆变器协同调制产生的共模电压大小完全抵消电机自身反电势零序分量时,即可达到消除零

序电流的目的。两逆变器电压矢量分配图如图 4 所示,为了最大限度利用逆变器容量,提升电压利用率,调制两逆变器输出电压矢量相角,使其相差 180° 。另外,零序电压分量的调制也会占用逆变器容量,合理调制逆变器输出电压相位是 OW-PMSM 系统本身所需要的。

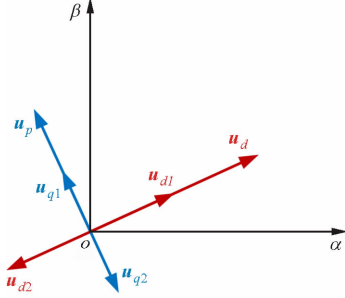


图 4 两逆变器电压矢量分配图

Fig. 4 Voltage vector distribution scheme of dual inverters

将参考电压 u_α 、 u_β 和 u_0 按比例分配给两逆变器,即

$$\begin{bmatrix} u_{d1}^* \\ u_{q1}^* \\ u_{01}^* \end{bmatrix} = k_u \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \\ u_0^* \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} u_{d2}^* \\ u_{q2}^* \\ u_{02}^* \end{bmatrix} = (k_u - 1) \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \\ u_0^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中 k_u 为电压分配系数,具体大小根据实际情况选取。本文将两逆变器电压平均分配,取 $k_u = 0.5$,如图 4 所示,两逆变器提供等同控制效果。

由于后续需要对电压零序分量进行调制,空间矢量脉宽调制需要注入指定的三次谐波,在断相后无法对零序指令进行调节,而正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)可将指定零序分量加入两相调制波,且方法简易,因此采用 SPWM 调制方法。将式(14)所得分配量经坐标变换得到非故障相电压指令,再通过 SPWM 调制对两逆变器输出占空比进行控制。

以上分析以 a 相断开为例展开,但整体策略适用于任何一相的故障情况。

3 断相故障下零序电流抑制策略

3.1 断相后零序电流对 dq 轴电流的影响

零序电流的存在会使三相正弦电流发生畸变,占据逆变器容量的同时还会导致铁芯的饱和,由式(5)可知,三次谐波 ZSC 还会导致转矩中存在 6 倍频脉动,降低 OW-PMSM 系统控制性能。当断相故障未发生时,静止坐标系到同步旋转坐标系的转换可实现相电流与三次谐波 ZSC 的解耦,即共模电流的存在不影响 dq 轴电流分量的大小。

当断相故障发生时,奇次谐波 ZSC 的存在无法通过坐标变换的方法进行解耦,将断相后的相电流表示为

$$\begin{cases} i_b = I_s \cos(\omega t + \varphi) + I_0 \cos(3\omega t + \varphi_0) \\ i_c = I_s \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{3}\right) + I_0 \cos(3\omega t + \varphi_0) \end{cases} \quad (15)$$

式中: I_s 、 I_0 为基波电流以及三次谐波 ZSC 的幅值; φ 、 φ_0 分别为各自的相位。

同步旋转坐标系下 dq 轴电流在 a 相断路下可表达为

$$\begin{cases} i_d = \frac{2}{3} \left(i_b \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + i_c \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \\ i_q = -\frac{2}{3} \left(i_b \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + i_c \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \end{cases} \quad (16)$$

联立式(15)、式(16),可得

$$i_{dq} = i_{dq0} + i_{dq2} + i_{dq4} \quad (17)$$

式中: i_{dq0} 、 i_{dq2} 、 i_{dq4} 分别为 dq 轴电流的直流分量、二次谐波分量以及四次谐波分量,具体表达式为

$$\begin{cases} i_d = \frac{\sqrt{3}}{3} I_s \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right), i_q = \frac{\sqrt{3}}{3} I_s \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \\ i_{d2} = -\frac{1}{3} I_0 \cos(2\omega t + \varphi_0), i_{q2} = -\frac{1}{3} I_0 \sin(2\omega t + \varphi_0) \\ i_{d4} = -\frac{1}{3} I_0 \cos(4\omega t + \varphi_0), i_{q4} = \frac{1}{3} I_0 \sin(4\omega t + \varphi_0) \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可知,当回路中存在三次谐波 ZSC 时,谐波量与直流分量难以解耦,并经坐标转换后在同步系中以二倍频以及四倍频分量体现出来。在对电流环进行设置时,调节比例积分调节器(proportional integral, PI)参数使其等效为一阶惯性环节,为保证系统稳定性以及响应速度,其闭环增益带宽较大,一般大于谐波频率,因此谐波分量会对 dq 轴电流环的控制造成影响,降低其控制效果。

3.2 ZSC 抑制策略

在共母线 OW-PMSM 系统出现断相故障时,系统中存在的 ZSC 一共有两种,一种以基频形式存在,具体大小由式(7)可得

$$i_0^* = i_q^* \sin\omega t - i_d^* \cos\omega t \quad (19)$$

基波 ZSC 由系统本身容错控制补偿故障相缺失电磁转矩而来,而另一种三次谐波 ZSC 为本文抑制策略的主体对象。传统 PI 控制器对交流分量的控制存在稳态误差,无法实现对 ZSC 的无差调节。因此,文献[24]提出了 PR 控制器,增加闭环回路中

积分环节,实现对交流分量的误差控制,其中理想 PR 控制器带宽过小,当出现转速观测误差引起频率偏移时,控制频率处增益将明显降低。本文采用文献[24]所提增大带宽后的 PR 控制器,表达式为

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_{cut}s}{s^2 + 2\omega_{cut}s + \omega_0^2} \quad (20)$$

式中: k_p 为比例系数; k_r 为谐振系数; ω_{cut} 为带宽频率; ω 为被控谐波频率。

为了消除观测频率偏移带来的影响,需保证系统在 被控谐波频率附近具有足够的开环增益,同时避免基频 ZSC 对控制系统的干扰,需要对 PR 控制器带宽频率 ω_{cut} 进行选取。不同带宽频率下开环 PR 控制器 Bode 图如图 5 所示,控制器参数为 $k_p=10, k_r=5, \omega=2\pi\times 200\text{ rad/s}$,以抑制电枢电流基频为 66.67 Hz 的 OW-PMSM 系统中三次谐波 ZSC,带宽频率 ω_{cut} 为 0.5、1.5、5、10 rad/s,可以看到,随着带宽频率的增加,系统对观测频率偏移的包容性更强,为同时避免 PR 控制器对基频 ZSC 的影响,本文选取 $\omega_{cut}=1.5\text{ rad/s}$,图中虚线为相对谐振点幅值的 -3 dB 基准线。

3.3 整体控制策略

图 6 所示为共母线 OW-PMSM 调速系统容错控制框图,本文采用基于 $i_d=0$ 的矢量控制,采用转速外环以及电流内环的双 PI 闭环控制结构。其中零序电流环采用 PR 控制器,对指定频率三次谐波

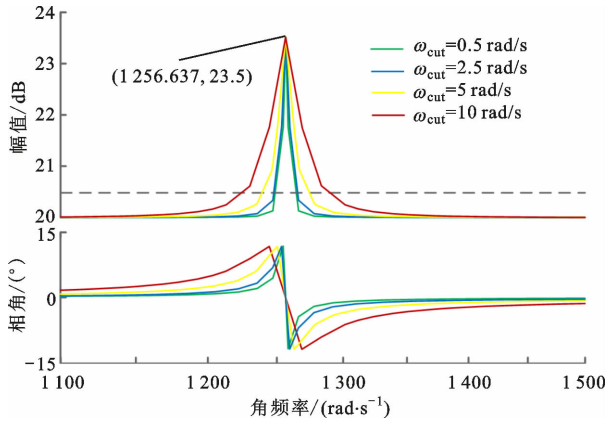


图 5 不同带宽频率下开环 PR 控制器 Bode 图
Fig. 5 Open loop Bode plot for PR controller under different bandwidth frequency

ZSC 进行无稳态误差控制,得到参考零序电压 u_0^* 与前述双闭环得到的 dq 轴参考电压 u_{dq}^* 相结合,通过式(14)电压分配并通过反 Park 变换得到两逆变器在两相静止坐标系下的参考电压 $u_{\alpha\beta 0-1}^*$ 和 $u_{\alpha\beta 0-2}^*$,再通过本文所提基于磁势不变原理得到的 $\alpha\beta$ bc 变换矩阵,最后通过 SPWM 调节得到非故障相四桥臂的开关导通信号 S_{bc1} 和 S_{bc2} 作用于断相后的逆变器组,对 OW-PMSM 进行调控。其中 PR 调节器参数中被控谐波频率 ω 的取值通过编码器测得的电机转速以及电机极对数确定,实现对任意转速下容错控制中三次谐波 ZSC 的抑制。

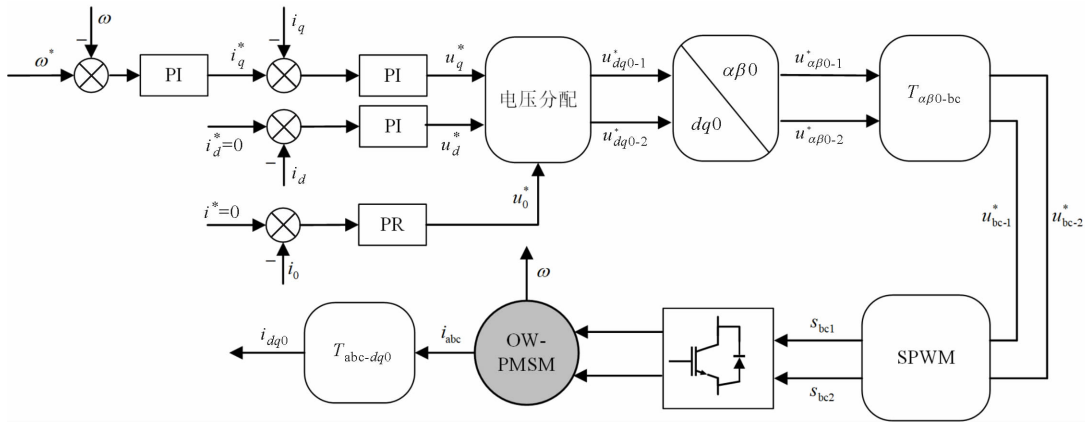


图 6 共母线 OW-PMSM 调速系统容错控制框图
Fig. 6 Open loop Bode plot for PR controller under different bandwidth frequency

4 仿真验证

在 Matlab/Simulink 环境中搭建基于 $i_d=0$ 矢量控制的 OW-PMSM 断相故障下容错控制模型。仿真模型的参数如表 1 所示。

本文比较不同容错策略下的控制效果,分别为基于断相后系统数学模型的 SVPWM 容错控制策略^[21](策略 I),采用改进后坐标变换矩阵但不采用零序抑制的控制策略(策略 II),和采用改进后变换矩阵且采用 PR 控制器的容错控制策略(策略 III)。

控制周期 $T_s=100\ \mu\text{s}$,母线电压为 110 V。

表 1 仿真模型的参数

Table 1 Parameters of simulation model

参数	数值
额定功率/kW	1.05
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	2 500
额定电流/A	4.4
额定转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	4
极对数	4
绕组电感/mH	2.2
零轴电感/mH	0.63
定子电阻/ Ω	1.2
永磁体磁链/Wb	0.139 3
永磁体磁链三次谐波分量/Wb	0.003

给定转速 $n=1\ 000\ \text{r/min}$,系统在额定负载 $4\ \text{N}\cdot\text{m}$ 的条件下运行,验证 OW-PMSM 系统在断相后的突变过程,不同策略的稳态性能以及动态性能。本文设定情况为 a 相发生断路故障,不同策略下电机参数保持一致,在动态性能中,设定峰值电流幅值为 8 A,以保证电机安全运行,仿真结果如图 7~9 所示。

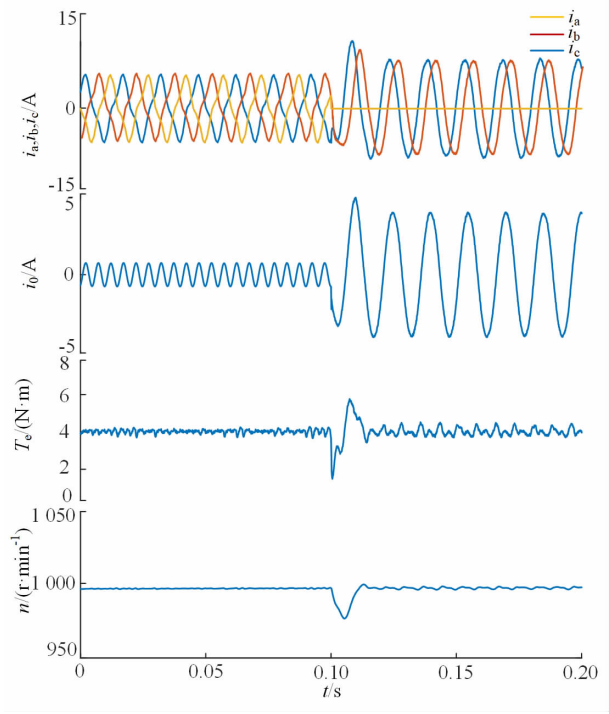
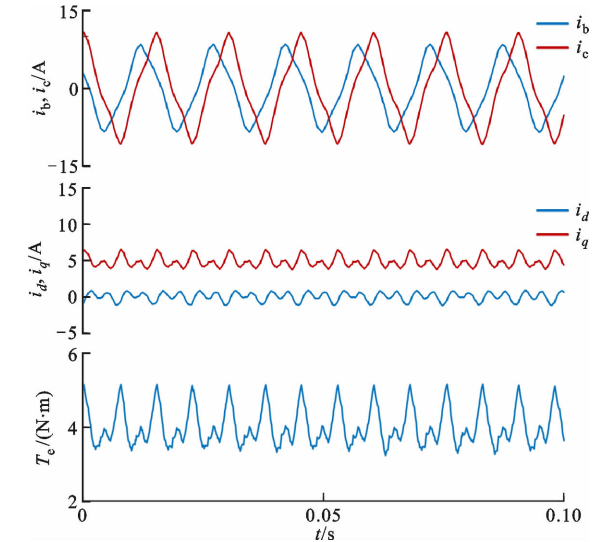


图 7 断相前后 OW-PMSM 突变瞬态过程
Fig. 7 The dynamic process before and after the open-phase fault of OW-PMSM

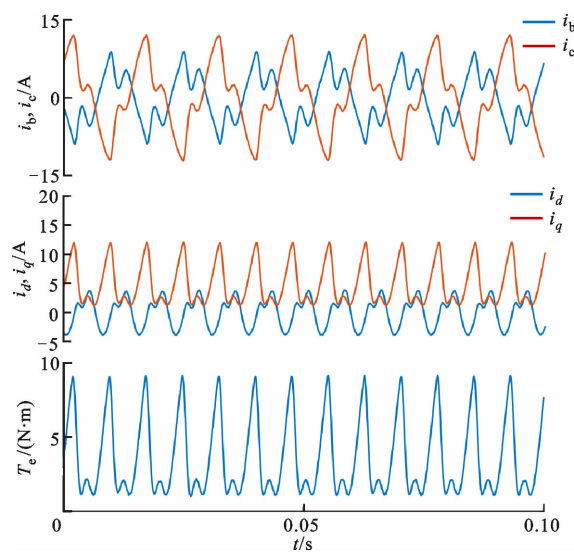
由图 7 可以看出,0.1 s 时 a 相断开,非故障 b、c

相电流相位差从 120° 变为 60° ,电流幅值从 4.8 A 变为 8.2 A,变倍数为 1.71 倍,符合前述理论推导结果;零序电流在断相前频率为 200 Hz,幅值为 0.86 A,属于三次谐波 ZSC,来源于电机反电势三次谐波分量,断相后零序电流频率为 66.67 Hz,幅值为 4.6 A,属于基频 ZSC,来自系统容错控制对 a 相缺失电磁转矩的补偿电流,而断相后的三次谐波电流被零轴电流环所抑制;整个断相瞬态过程大致为 0.1~0.12 s,持续时间为 0.2 s,期间电磁转矩和电机转速存在抖动,之后趋于断相后的稳定运行,转矩脉动从 $\pm 0.25\ \text{N}\cdot\text{m}$ 增加到 $\pm 0.62\ \text{N}\cdot\text{m}$,转速波动从 $\pm 1.2\ \text{r}\cdot\text{min}^{-1}$ 增大到 $\pm 2.5\ \text{r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

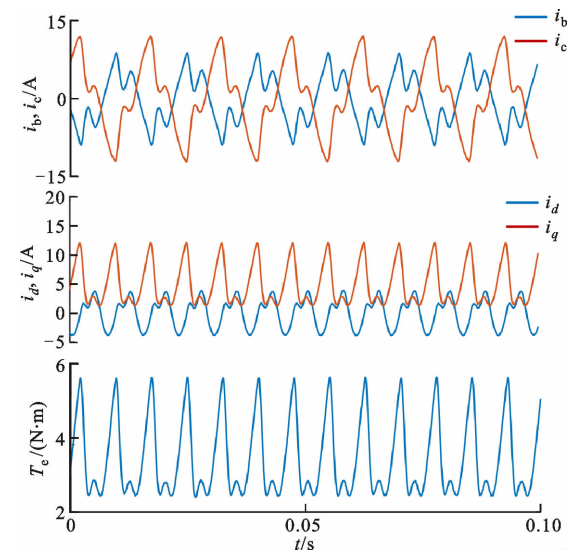
图 8 比较了 3 种不同控制策略在额定转矩以及给定转速下的容错稳态性能。由图 8(a)可以看出,策略 I 控制下非故障 b、c 相电流存在畸变现象,这是由传统坐标转换下缺失 a 相产生对应分量的磁势所导致。剩余非故障相利用共母线 OW-PMSM 系统本身具有的零序回路容错性,在 dq 轴电流环的作用下对剩余相的电流幅值与相位进行调节,即使采用断相后的 SVPWM 开关矢量图,系统仍存在一定控制误差。由图 8(b)可以看出,策略 II 控制下非故障 bc 相电流存在较大畸变现象,其中 b 相电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)相比策略 I 的 12.29% 变为 28.33%,c 相电流 THD 从 16.22% 变为 35.37%,这是由零序回路中三次谐波 ZSC 增大所致,三次谐波 ZSC 从 1.51 A 增大到 4.02 A,策略 I 采用的 SVPWM 调制策略在电机稳定运行时,逆变器本身产生的共模电压为 0,回路中仅存电机本身产生的零序电压反电势,因此零序电流较小,而策略 II 本身采用 SPWM 调制,逆变器组



(a)策略 I



(b)策略Ⅱ



(c)策略Ⅲ

图 8 断相故障时不同控制策略下的稳态性能

Fig. 8 The steady-state performances under open-phase fault with different control strategy

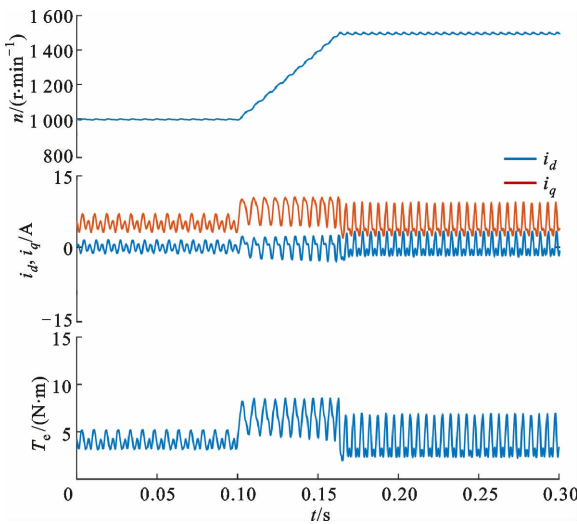
本身也会为零序回路提供共模电压,因此其定子相电流失真明显。对应 dq 轴电流来说,以 q 轴电流为例,策略Ⅱ在稳定运行时存在幅值为 3.72 A 的 2 次谐波电流以及 1.04 A 的 4 次谐波电流,对比策略Ⅰ存在 0.44、0.67 A 的 2 次以及 4 次谐波电流, q 轴电流存在谐波较大,导致电磁转矩波动从 $\pm 0.92 \text{ N}\cdot\text{m}$ 增大到 $\pm 4.39 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

相比于策略Ⅱ,策略Ⅲ采用了 PR 控制器对零序电流进行抑制,由图 8(c)可以看出,系统稳态运行情况得到有效提升。其中对比策略Ⅰ的运行结果,b 相电流 THD 减小到 5.10%,c 相电流 THD

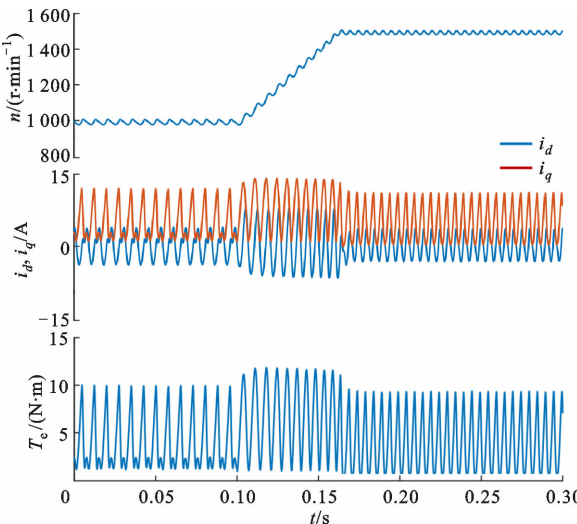
减小为 6.83%,电流接近完全正弦。零序电流减小为 0.69 A, d 轴电流 2 次、4 次谐波减小为 0.26、0.09 A,并且电磁转矩波动减小为 $\pm 0.49 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

图 9 比较了 3 种不同控制策略在动态运行过程中的控制性能,保持额定负载转矩 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$,将转速从 $1\,000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 上升至 $1\,500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。由图 9(a)可以看出,当转速上升以后,策略Ⅰ产生的 dq 轴电流谐波增大, d 轴电流脉动从 2.8 A 增大到 5.1 A, q 轴电流脉动从 3.9 A 增大到 7.1 A,同时转矩波动从 $\pm 0.92 \text{ N}\cdot\text{m}$ 增大到 $\pm 2.24 \text{ N}\cdot\text{m}$,转速波动也相应变大。

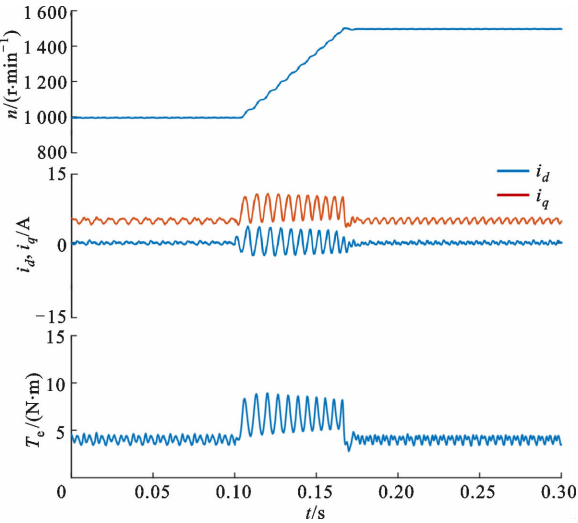
这是由于策略Ⅰ控制零序回路中只存在电机三次谐波反电势,其幅值与电机转速成正比,当转速上升时,电机自身反电势增大,回路零序电流增大,导致 dq 轴电流脉动增大,运行性能变差。



(a)策略Ⅰ



(b)策略Ⅱ



(c)策略Ⅲ

图 9 断相故障时不同控制策略下的动态跟随性能
Fig. 9 The dynamic follow performances under open-phase fault with different control strategy

由图 9(b)可以看出,由于未对零序电流进行抑制,系统零序回路中存在逆变器组产生的共模电压以及电机自身三次谐波反电势,但由于策略Ⅱ采用无零序抑制的 SPWM 调制,动态响应前后以及过程中,策略Ⅱ的运行性能均差于策略Ⅰ、Ⅲ,SPWM 的采用仅为零序回路的控制提供桥梁,这是 SVPWM 难以做到的。

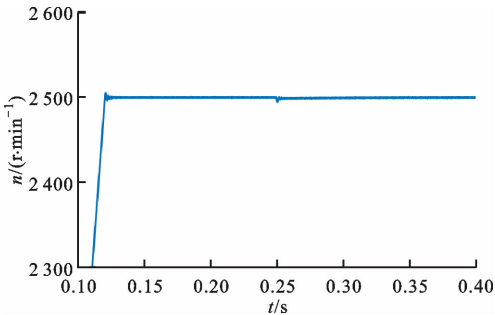
由图 9(c)可以看出,策略Ⅲ无论是在动态响应过程中还是响应前后,其控制性能均是最优的,相较于策略Ⅰ,再升高转速后,电机控制性能依旧平稳, dq 轴电流脉动分别为 1.0、1.5 A,转矩波动为 $\pm 0.50\text{ N}\cdot\text{m}$ 。在动态响应过程中,转矩脉动以及电流脉动较大,其原因是,在电机提速过程中,一方面转速观测存在延迟导致频率偏移,另一方面 PR 调节参数发生变化导致的延迟响应,当转速稳定后,PR 调节器参数不变,对零序电流产生相应的抑制作用。表 2 给出了 3 种控制策略的稳态控制性能对比

表 2 不同控制策略稳态控制性能对比
Table 2 Comparison of steady-state performances among three different control strategy

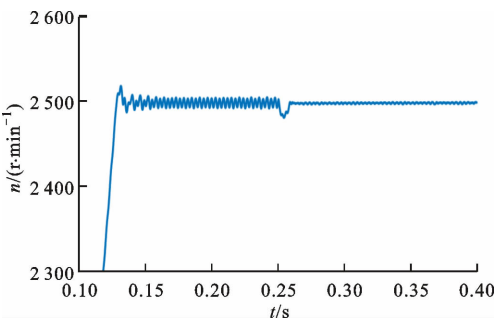
控制策略	相电流总 谐波失真 /%	转矩波动 /(N·m)	是否抑制 三次谐波 零序电流	是否受转 速影响
策略Ⅰ	14.26	± 0.92	否	是
策略Ⅱ	31.85	± 4.39	是	否
策略Ⅲ	5.97	± 0.49	是	否

比,其中相电流 THD 取 bc 相平均值。
由表 2 可以看出,仅有策略Ⅲ对三次谐波零序电流有抑制作用,策略Ⅱ转矩脉动以及电流 THD 最大,策略Ⅲ相较于其他两种容错控制策略,其控制性能最好,策略Ⅰ次之,然而策略Ⅰ在容错控制过程中,其控制性能受转速影响,转速越大,其控制性能越差。观测捕捉电机转速并调节 PR 控制器参数,能够有效抑制三次谐波零序电流,减小了电流脉动以及转矩波动,有效提升了电机断相后的控制性能。

进一步对本文所提带零序抑制的断相容错控制策略的动态性能进行分析,给定电机额定转速 $n_N = 2\,500\text{ r/min}$,使电机在断相状态下空载启动,在 0.25 s 时系统加上额定负载 $4\text{ N}\cdot\text{m}$,验证断相故障下本文策略下电机运行的动态性能指标,并与正常运行情况进行对比,其中正常运行采用中六边形调制方法^[4],设定峰值电流为 8 A,以保证电机提速过程中的安全运行,仿真结果如图 10 所示。



(a)正常运行情况



(b)断相状态下运行情况

图 10 额定运行下的动态性能
Fig. 10 Dynamic performance at rated running

由图 10(a)可以看出,在电机正常额定运行时,动态性能指标中,超调量为 0.32%,上升时间为 0.096 s,定义平衡状态为稳态值的 $\pm 2\%$,调节时间为 0.118 s,由于系统无静差,故动态降落为 0,且加载瞬间电机转速降落很小,低于 2%,因此恢复时间也为 0,期间暂态过程持续时间为 0.002 s。相对于

图 10(a)所示正常运行情况,图 10(b)中本文所提方法在断相启动时亦能保证良好的动态性能,其中超调量增大到 0.9%,上升时间增大为 0.1 s,调节时间为 0.125 s,系统保持无静差,动态降落为 0,但暂态过程持续时间增为 0.011 s。

5 结 论

本文提出了一种基于三次谐波 ZSC 抑制的共母线 OW-PMSM 断相故障容错控制策略。基于断相前后控制系统合成磁势不变,设计了一种新型坐标变换矩阵,重新调整非故障相电枢电流的相位和幅值,以补偿缺失相产生的电磁转矩,改善了断相后系统由于控制模型不精确引起的控制误差,提高了系统可靠性和稳定性。针对断相后三次谐波 ZSC 引起的同步旋转坐标系下的电流谐波问题,进一步引用 PR 控制器,通过对转速的观测动态调节控制器参数,有效地抑制了三次谐波 ZSC,同时避免了对基波 ZSC 的影响,减小了电磁转矩以及电机转速的波动,提高了系统控制性能。同时,所采用的控制策略可以根据逆变器的电流等级,灵活地对逆变器组进行电压分配,使两组逆变器达到更好的协同作用。仿真结果表明,本文提出的方法保证了共母线 OW-PMSM 系统在发生断相故障时的稳定运行,并且使断相后的控制系统有着良好的控制性能。

参考文献:

- [1] 殷凯轩,高琳,陈锐,等.带参数识别的永磁同步电机多虚拟信号注入最大转矩电流比控制[J].西安交通大学学报,2021,55(11):87-96.
YIN Kaixuan, GAO Lin, CHEN Rui, et al. Multiple virtual signals injection maximum torque per ampere control for permanent magnet synchronous motor with parameter identification [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(11): 87-96.
- [2] 刘坤,高琳.永磁同步电机的改进模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2020,24(1):10-17.
LIU Shen, GAO Lin. Improved model of predictive direct torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 10-17.
- [3] 殷凯轩,高琳,付文华,等.永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制[J].西安交通大学学报,2021,55(4):29-38.
YIN Kaixuan, GAO Lin, FU Wenhua, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and feed-forward control strategy [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38.
- [4] 安群涛,孙力,孙立志.新型开放式绕组永磁同步电机矢量控制系统研究[J].中国电机工程学报,2015,35(22):5891-5898.
AN Quntao, SUN Li, SUN Lizhi. Research on novel open-end winding permanent magnet synchronous motor vector control systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(22): 5891-5898.
- [5] MATHEW J, RAJEEVAN P P, MATHEW K, et al. A multilevel inverter scheme with dodecagonal voltage space vectors based on flying capacitor topology for induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 516-525.
- [6] 魏佳丹,周波,韩楚,等.一种新型绕组开路型永磁电机启动/发电系统[J].中国电机工程学报,2011,31(36):86-94.
WEI Jiadan, ZHOU Bo, HAN Chu, et al. A novel open-winding permanent magnetic starter-generator [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 86-94.
- [7] 贾一帆,初亮,许楠,等.车用双电源开绕组电机驱动系统绕组模式切换及电流控制策略[J].吉林大学学报(工学版),2018,48(1):20-29.
JIA Yifan, CHU Liang, XU Nan, et al. Winding mode shifting and current control strategy of dual power open-winding PMSM drive system for electric vehicle [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2018, 48(1): 20-29.
- [8] REDDY B V, SOMASEKHAR V T. A dual inverter fed four-level open-end winding induction motor drive with a nested rectifier-inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 938-946.
- [9] LI Xueping, ZHANG Shuo, ZHANG Chengning, et al. An improved deadbeat predictive current control scheme for open-winding permanent magnet synchronous motors drives with disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4622-4632.
- [10] ZHENG Zhihao, SUN Dan, WANG Mingze, et al. A dual two-vector-based model predictive flux control with field-weakening operation for OW-PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2191-2200.
- [11] 年珩,阮晨辉,何峪嵩,等.基于Z源逆变器的共直流母线开绕组永磁同步电机系统控制策略[J].中国电机工程学报,2019,39(18):5509-5519.
NIAN Heng, RUAN Chenhui, HE Yusong, et al. Control strategy for open-winding PMSM system with

- common DC bus based on Z-source inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5509-5519.
- [12] 王伟, 蒋奕昕, 王政, 等. 共直流母线开绕组电机系统零序电流抑制技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1871-1885.
- WANG Wei, JIANG Yixin, WANG Zheng, et al. Overview of zero-sequence current suppression technology for open-end winding motor system with common DC-bus [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1871-1885.
- [13] ZHOU Yijie, NIAN Heng. Zero-sequence current suppression strategy of open-winding PMSG system with common DC bus based on zero vector redistribution [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3399-3408.
- [14] 冯智煜, 高琳, 殷凯轩, 等. 开绕组永磁同步电机零矢量注入模型预测控制 [J]. 电机与控制学报, 2022, 26(2): 32-42.
- FENG Zhiyu, GAO Lin, YIN Kaixuan, et al. Improved model predictive zero vector injection control for open-winding permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(2): 32-42.
- [15] 曾恒力, 年珩, 周义杰. 基于比例谐振控制的共直流母线开绕组永磁同步电机零序电流抑制技术 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 35-44.
- ZENG Hengli, NIAN Heng, ZHOU Yijie. Zero sequence current suppression for open winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus based on proportional-resonant controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 35-44.
- [16] 方敏, 周新秀, 刘刚. 三相永磁同步电机断相容错控制 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2972-2981.
- FANG Min, ZHOU Xinxiu, LIU Gang. Fault-tolerant control strategy for three-phase permanent magnet synchronous motor in case of one phase open-circuit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2972-2981.
- [17] 袁高龙, 向保林, 徐光辉. 基于四桥臂逆变器的PMSM断相容错控制策略 [J]. 电气传动, 2021, 51(22): 34-41.
- YUAN Gaolong, XIANG Baolin, XU Guanghui. Fault-tolerant control strategy of PMSM phase failure based on four-bridge inverter [J]. Electric Drive, 2021, 51(22): 34-41.
- [18] WALLMARK O, HARNEFORS L, CARLSON O. Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1973-1980.
- [19] 孟云平, 周新秀, 李红, 等. 基于四桥臂拓扑的永磁同步电机断相容错控制策略 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(15): 3158-3166.
- MENG Yunping, ZHOU Xinxiu, LI Hong, et al. Fault tolerant strategy of four-leg for permanent magnet synchronous motor in case of open circuit fault [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(15): 3158-3166.
- [20] ZHOU Xinxiu, SUN Jun, LI Haitao, et al. High performance three-phase PMSM open-phase fault-tolerant method based on reference frame transformation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7571-7580.
- [21] HU Wei, RUAN Chenhui, NIAN Heng, et al. Simplified modulation scheme for open-end winding PMSM system with common DC bus under open-phase fault based on circulating current suppression [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 10-14.
- [22] 陈文汉, 孙丹, 王铭泽. 断相故障下开绕组永磁同步电机模型预测控制容错控制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 77-86.
- CHEN Wenhan, SUN Dan, WANG Mingze. Research on fault-tolerance strategy based on model predictive control for open-winding PMSM system under open-phase fault [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 77-86.
- [23] 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.
- LÜ 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.
- [24] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.

(编辑 赵炜 亢列梅)