

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2026.02.007

# 角接五相电机单相开路故障零序环流抑制方法

周亚蒙<sup>1</sup>, 田兵<sup>1</sup>, 谭强<sup>1</sup>, 王涛<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211106; 2. 浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310058)

**摘要:**角接五相电机在单相绕组开路故障下存在典型零序环流,会引起相电流畸变和转矩波动等问题。为此,文中提出一种近似线性化控制方法,并结合比例-积分(proportional-integral, PI)控制实现对交变零序环流的有效抑制。首先,基于现有的星接五相电机容错控制模型,通过增设绕组相电流和电压的变换矩阵,给出一种角接五相电机的容错解耦控制方案;然后,推导零序环流和零序电磁转矩的非线性数学模型,并依据位置角度细分方法将非线性零序模型近似线性化,结合多维度 PI 控制器实现零序环流抑制;最后,进行仿真验证。实验结果表明,零序环流在未抑制前呈现具有一定幅值且基频波动的交流特性,在实行抑制方法之后,零序环流近乎为 0。相电流由抑制前的严重失衡和幅值过大状态转变为正常状态,转矩波动问题也明显改善。因此,在角接五相电机发生单相开路故障时,可以使用主动抑制零序环流的容错控制方法改善相电流畸变和转矩波动问题。

**关键词:**角接五相电机;容错控制;零序环流;近似线性化;比例-积分(PI)控制;矢量控制

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2026)02-0060-10

## 0 引言

交通运载系统电气化是实现节能减碳和环保减污的重要手段,也是未来“无人驾驶”技术普及的关键一环,并逐渐向电动飞机和电动船舶等领域扩展<sup>[1-3]</sup>。在这种需求的推动下,对具备高可靠性、高功率密度和高容错能力的推进系统进行研究显得非常重要<sup>[4-5]</sup>。五相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具备高可靠性、高功率密度、高容错能力等特点,现在已经被应用于电动飞机、精密医疗设备等工业场合<sup>[6-8]</sup>。按照五相电机绕组排布方式的不同,五相 PMSM 可以被分为星形连接、五边形连接、五角星连接、开放式绕组连接及其组合<sup>[9]</sup>。星接五相电机的容错控制方式简单,因而被广泛研究。但是,角接五相电机(简称角接电机)拥有在同等直流母线电压供电的情形下,每相绕组电压可以达到星接五相电机的 1.902 倍的显著优点<sup>[10]</sup>。高直流电压利用率使得角接电机在需要高转速支撑的领域有着极其重要的研究和应用价值,如新能源汽车驱动和多电飞机推进领域。因此,针对角接电机的矢量控制,特别是故障情况下的容错控制技术,正在吸引越来越多的学者进行深入研究。

角接电机在正常和故障模式下的基本控制原理均可借鉴星接电机的研究成果。针对星接五相电机,意大利帕多瓦大学的 BIANCHI N 于 2006 年

收稿日期:2025-08-21;修回日期:2025-11-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52207061);航空科学基金资助项目(2022Z024052002)

基于电机互感为 0,推导出解析模型下星接五相电机开路与短路故障的容错电流求解方法<sup>[11]</sup>。MOHAMMADPOUR A 等人于 2011 年提出适用于具有梯形波反电动势的星接五相电机基于镜像对称理论的容错控制策略<sup>[12]</sup>。陈富扬等人于 2019 年提出一种基于电压矢量预筛选的模型预测转矩控制策略,以提高单相开路故障下五相磁通切换永磁电机的控制性能<sup>[13]</sup>。顾理成等人通过重构非故障相电流,提出五相永磁容错电机的相间短路容错控制方案,降低了相间短路下断相行为引起的转矩损失和转矩脉动<sup>[14]</sup>。在故障诊断方面,陈前等人通过构建扰动观测器,给出一种星接电机匝间短路故障的在线诊断与容错控制方法<sup>[15]</sup>。此外,陈前等人还对双星接五相电机的容错控制进行研究,提出基于扭矩补偿和磁通调节的控制策略,用于降低故障电机模式切换时的容错电流幅值<sup>[16]</sup>。张丽等人针对磁通增强的星接电机,提出扩展的基于虚拟信号注入的最大转矩电流比控制策略<sup>[17]</sup>以提高电机驱动器动态性能。

与此同时,针对角接电机的容错控制亦取得了一批富有成效的研究成果。顾春阳等人通过重构角接电机基波空间和 3 次谐波子空间的变换矩阵,提出一种新的容错控制策略,通过与不考虑 3 次谐波子空间的控制策略对比,验证所提方法可降低故障电机的转矩波动<sup>[18]</sup>。MOHAMMADPOUR A 等人针对五相电机在 3 种绕组连接模式下的开路故障,提出一种统一容错的相电流配置方法<sup>[19]</sup>,并给出五相电机在 3 种绕组连接模式下的开路故障低转矩纹波控制技术,表明在相绕组故障模式下角接

电机输出的平均转矩高于星接电机。MASOUD M I 等人计算不同绕组连接模式采用相同容错电流配置时电机所输出的最大转矩,但是在电流闭环控制方面并没有考虑零序电流的影响<sup>[20]</sup>。ABDEL-KHALIK A S 等人认为角接电机在逆变器相开路后的某些转矩性能要优于星接电机,容错控制下星接电机的电流情况更好,但角接电机的优势在于容错运行铜损更小<sup>[21]</sup>。

上述针对角接电机的研究成果大多仅专注于参考电流的配置以使转矩或降额最优,对电流、转矩在容错解耦模型下的控制技术较少涉及。若能采用合适的方法将传统星接电机的电流-转矩矢量控制技术应用到角接电机的控制中,则针对角接电机的容错控制将能更好地被系统性研究。但是,目前针对角接电机的矢量控制有 2 种方法。一种方法是借助模型参数转换理论,即将角接电机视为一台星接电机,并借助星接电机已取得的成果实现容错控制。该方法仅适用于正常模式和逆变器开路故障,未涉及电机绕组上发生的故障行为,且位置角度重新整定与电磁参数转换较为复杂<sup>[22]</sup>。另一种方法是通过增设线-相变换矩阵<sup>[23]</sup>,从绕组坐标系层面实现对角接电机的矢量解耦,其理论基础为五相电机的数学模型在绕组坐标系下具备通用性,通过引入线-相电流、电压变换,可以实现对绕组相电压、电流的控制。该方法可以克服模型转换的缺点,同时在理论上,电机绕组发生故障时通过重构线-相变换矩阵真实映射故障时的相电流表现,可以实现多种故障的容错控制。但是目前的研究仅反映出在正常模式下该种控制方法具备可行性,若在此基础上进行容错控制技术研究,还需要考虑绕组内零序环流的影响。

角接电机在绕组开路故障时存在较严重的零序问题,表现为剩余 4 相电流不平衡且幅值过大,更为严重的是零序环流会带来转矩波动进而降低容错控制下的调速性能。为此,文中在增设线-相变换矩阵的基础上,提出基于转子位置细分的零序模型近似线性化方法和零序环流抑制措施。首先,给出角接五相电机开路容错解耦控制的理论基础,推导出零序环路非线性数学模型。接着,通过模拟故障时绕组内部真实的电流走向,推导出适用于单相开路故障的线-相变换矩阵以获取真实零序环流。然后,针对非线性控制,提出将零序模型依据转子位置进行近似线性化等效,从而将非线性系统转换为位置空间的线性定常系统,如此,在位置空间使用常规的线性比例-积分(proportional-integral, PI)控

制器即可实现零序环流抑制。仿真和实验结果表明,所提控制方法能有效抑制单相开路故障下的零序环流,改善电机的相电流表现和转矩、调速性能。

## 1 角接五相电机基本开路容错解耦控制

相较于三相电机,五相 PMSM 的绕组连接方式更加复杂,可划分为图 1 所示的 3 种基本形式:星形连接、五边形连接(简称角接)和五边形连接。其中,角接电机对直流电压等级需求较低,但是在绕组开路故障下的容错控制较为复杂。文中专注于研究角接电机在单相开路故障下的容错控制技术。

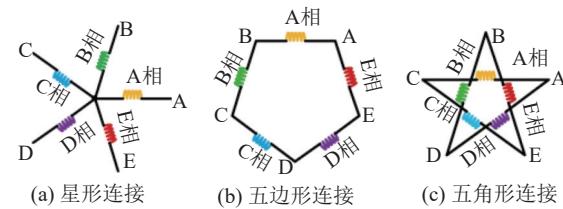


图 1 五相 PMSM 绕组连接模式  
Fig.1 Winding connection modes for five-phase PMSM

假设 A 相绕组开路,其余 4 相绕组正常。结合文献[24]的研究,角接电机的开路容错控制可借助于星接电机已有的成果。这是因为电机控制的本质是通过逆变器相电压调制实现对绕组相电流的闭环控制,若基于绕组坐标系建模进行分析,则角接电机和星接电机并无实质区别。因此,若能正确地获取各相绕组电流,结合星接电机矢量控制使用 Clarke 和 Park 变换,便可以在不依赖模型参数转换的情况下实现对角接电机的矢量控制。角接电机在 A 相开路的故障情况下,逆变器线电流和电机绕组相电流将会服从图 2 所示的映射规律。其中,  $i_A$ — $i_E$  分别为 A 相—E 相的相电流;  $i_{AL}$ — $i_{EL}$  分别为 A 相—E 相的线电流。

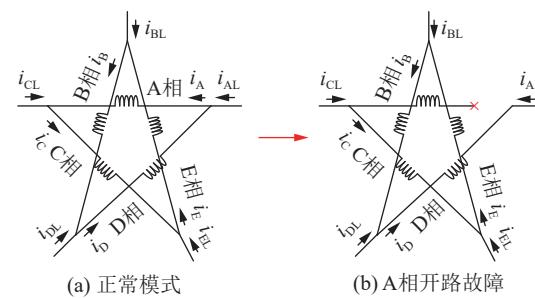


图 2 正常模式与 A 相开路模式线-相电流映射规律变化  
Fig.2 Line-phase current mapping law in normal mode and phase-A open circuit fault mode

根据图 2 和基尔霍夫电流定律可知,在 A 相开路故障下,逆变器线电流和电机绕组相电流之间的数学关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} i_{AL} \\ i_{BL} \\ i_{CL} \\ i_{DL} \\ i_{EL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \end{bmatrix} \quad (1)$$

工程实践中, 电机绕组相电流不便测量, 逆变器线电流则更容易获得。为了从线电流中计算出相电流, 对上述电流变换求逆, 得到以下表达式:

$$\begin{bmatrix} i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{5} & \frac{2}{5} & \frac{2}{5} & -\frac{3}{5} & \frac{2}{5} \\ -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} & \frac{4}{5} & -\frac{1}{5} & -\frac{1}{5} \\ -\frac{4}{5} & \frac{1}{5} & \frac{1}{5} & \frac{1}{5} & \frac{1}{5} \\ -\frac{2}{5} & -\frac{2}{5} & \frac{3}{5} & -\frac{2}{5} & \frac{3}{5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{AL} \\ i_{BL} \\ i_{CL} \\ i_{DL} \\ i_{EL} \end{bmatrix} \quad (2)$$

为了便于分析, 将式(2)中的电流变换矩阵记作  $C_{L2\Phi}$ 。

此外, 在采用逆变器斩波技术对电机相电压进行调制时, 逆变器直接输出量对应逆变器相电压, 因此还需要进行线-相电压变换, 将闭环电流调节器所计算出的电机相电压(即逆变器线电压)转换为逆变器相电压。在脉宽调制(pulse width modulation, PWM)技术之前, 角接电机还应进行式(3)的电压变换, 将其中的电压变换矩阵记作  $V_{L2P}$ 。

$$\begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \\ u_{DO} \\ u_{EO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/5 & -1/5 & 1/5 & -2/5 & 0 \\ 0 & 2/5 & -1/5 & 1/5 & -2/5 \\ -2/5 & 0 & 2/5 & -1/5 & 1/5 \\ 1/5 & -2/5 & 0 & 2/5 & -1/5 \\ -1/5 & 1/5 & -2/5 & 0 & 2/5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $u_A$ — $u_E$  分别为 A 相—E 相的相电压;  $u_{AO}$ —

$u_{EO}$  分别为 A 相—E 相的极电压。

由此, 可以给出图 3 所示的针对角接电机单相开路故障模式下的基本解耦容错控制方案。其中, 符号“\*”表示参考值;  $T_{Park}$ 、 $T_{Clarke}$  分别为 Park、Clarke 变换矩阵;  $T_{Park}^{-1}$ 、 $T_{Clarke}^{-1}$  分别为 Park、Clarke 变换逆矩阵;  $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ 、 $u_{\beta 3}$  为  $\alpha\beta$  坐标系下的定子电压;  $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ 、 $i_{\beta 3}$  为  $\alpha\beta$  坐标系下的定子电流;  $u_{d1}$ 、 $u_{q1}$ 、 $u_{q3}$  为  $dq$  坐标系下的定子电压;  $i_{d1}$ 、 $i_{q1}$ 、 $i_{q3}$  为  $dq$  坐标系下的定子电流;  $\theta$  为转子位置角度;  $\omega$  为转速; SVPWM 为空间矢量脉宽调制; PIR 为 PI 谐振。在此方案中, 将零序控制律  $u_o$  设置为 0。同时, 在矩阵  $V_{L2P}$  处输入反电动势  $e_A$  以弥补 A 相电压缺失, 角接五相电机的各相反电动势的表达式可参考文献[10]中的式(11)。

该方案除增设 2 个变换矩阵外, 其余控制原理和星接电机的容错控制相同, 可以直接使用已经被广泛应用的星接电机容错控制器。即在经由线-相变换获取到角接电机的绕组相电流后, 可直接使用一般星接电机单相开路故障下修正后的坐标变换。

在上述基本容错控制方案中, 角接电机在两相旋转坐标系下的  $dq$  轴电压方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{q3} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{q3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{q3} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 \\ -L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{q3} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{lr} \\ 3\lambda_{3r} \cos 3\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{R}_s$  为定子绕组对角矩阵;  $L_d$ 、 $L_q$ 、 $L_{ls}$  分别为  $d$  轴电感、 $q$  轴电感和绕组漏感;  $\lambda_{lr}$ 、 $\lambda_{3r}$  为转子磁链

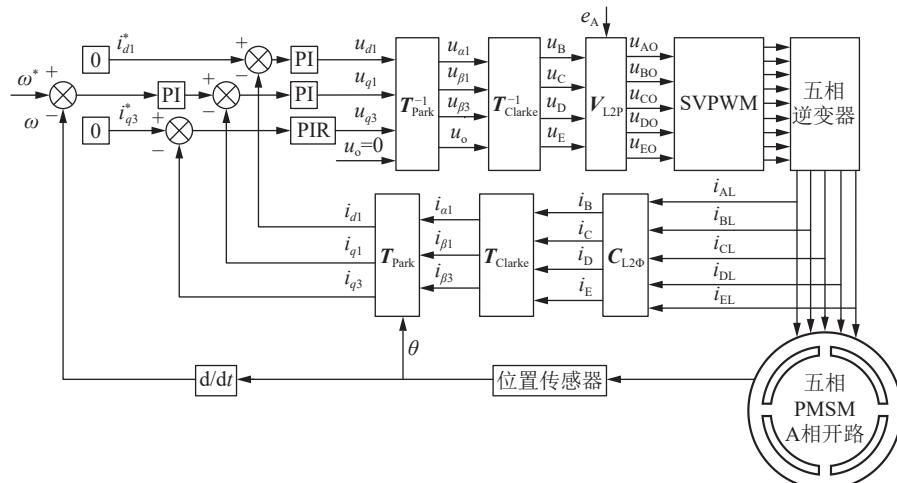


图 3 角接五相电机 A 相开路故障基本容错控制方案

Fig.3 Basic fault-tolerant control scheme for a pentacle-wired five-phase PMSM with phase-A open circuit fault

幅值。PI、PIR 控制器的参数整定和星接电机容错控制方案中的参数整定一致。

所提基本容错控制方案具备方便和普适的优点。但是, 由于零序回路的控制开环处理, 零序环流未受到主动抑制, 其对容错控制调速性能的不利影响依然存在。所以, 文中将以解决单相开路故障下相电流不平衡和转矩明显波动等问题为目的改进容错控制方案, 并对零序环流的获取以及抑制零序环流的方法进行深入分析。

## 2 零序回路建模和零序环流抑制方法

### 2.1 零序回路模型

基于绕组坐标系建模进行分析时, 角接电机和星接电机并无实质区别。所以, 借鉴星接电机已取得的容错解耦模型并考虑零序空间, 角接电机在两相旋转坐标系下的电压方程可以表示为:

$$\mathbf{U}_{dq_1q_3o} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{dq_1q_3o} + \mathbf{E}_{L-dq_1q_3o} + \mathbf{E}_{dq_1q_3o} \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{U}_{dq_1q_3o}$  为相电压在容错  $dq_1q_3o$  坐标系下的投影;  $\mathbf{I}_{dq_1q_3o}$  为相电流在容错  $dq_1q_3o$  坐标系下的投影;  $\mathbf{E}_{L-dq_1q_3o}$ 、 $\mathbf{E}_{dq_1q_3o}$  分别为因电枢反应和转子旋转而引起的感应电动势。下标 “o” 代表  $\mathbf{U}_{dq_1q_3o}$  和  $\mathbf{I}_{dq_1q_3o}$  在  $o$  轴投影后的映射分量。

其中,  $\mathbf{E}_{dq_1q_3o}$  和  $\mathbf{E}_{L-dq_1q_3o}$  可进一步表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{dq_1q_3o} &= \mathbf{T}_{\text{Park}} \mathbf{T}_{\text{Clarke}} \mathbf{E}_s = \\ &\omega \lambda_1 \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0.4 \sin \theta \end{bmatrix} + \omega \lambda_{3\phi} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 3 \cos 3\theta \\ 1.2 \sin 3\theta \end{bmatrix} \quad (6) \\ \mathbf{E}_{L-dq_1q_3o} &= \frac{d\mathbf{L}_{dq_1q_3o}}{dt} \mathbf{I}_{dq_1q_3o} + \\ &\mathbf{L}_{dq_1q_3o} \frac{d\mathbf{I}_{dq_1q_3o}}{dt} - \mathbf{\Omega} \mathbf{L}_{dq_1q_3o} \mathbf{I}_{dq_1q_3o} \quad (7) \end{aligned}$$

式中:  $\mathbf{E}_s$  为反动电势矩阵;  $\lambda_1$  为基波磁链;  $\lambda_{3\phi}$  为 3 次谐波磁链;  $\mathbf{\Omega}$  为速度矩阵;  $\mathbf{L}_{dq_1q_3o}$  为  $dq_1q_3o$  坐标系下的电感矩阵, 具体表达式为:

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & (L_d - L_{ls}) \cos \theta \\ 0 & L_q & 0 & (L_q - L_{ls}) \sin \theta \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ -0.4(L_d - L_{ls}) \cos \theta & 0.4(L_q - L_{ls}) \sin \theta & 0 & 0.2[L_{ls} - L_d - L_q - (L_d - L_q) \cos 2\theta] \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过将式(6)、式(7)代入式(5)中, 可以得到单相开路故障下  $u_o$  和零序环流  $i_o$  之间的数学关系模型:

$$\begin{aligned} u_o &= Ri_o + 0.4\omega(L_d - L_q)i_o \sin 2\theta + \\ &0.2[L_{ls} - L_d - L_q - (L_d - L_q) \cos 2\theta] \frac{di_o}{dt} + \\ &0.4\omega(L_d - L_{ls})i_d \sin \theta + 0.4\omega(L_q - L_{ls})i_q \cos \theta - \\ &0.4(L_d - L_{ls}) \cos \theta \frac{di_d}{dt} + 0.4(L_q - L_{ls}) \sin \theta \frac{di_q}{dt} + \\ &0.4\omega\lambda_{1r} \sin \theta + 1.2\omega\lambda_{3r} \sin 3\theta \quad (9) \end{aligned}$$

式中:  $R$  为定子电阻在零序回路的映射。 $i_o$  的表达式为式(10)。

$$i_o = \frac{2}{5}(i_B + i_C + i_D + i_E) \quad (10)$$

此时, 由于 A 相绕组开路,  $i_A=0$ , 所以  $i_o$  与实际零序电流  $i_z$  之间的关系为:

$$i_z = \frac{2}{5}(i_A + i_B + i_C + i_D + i_E) = i_o \quad (11)$$

在主动抑制零序的容错控制方案中, 为方便起见, 在经线-相变换得到剩余 4 相健康相电流后, 可直接利用式(10)获取  $i_o$ 。

分析式(9), 当采用基本方案时, 即设定  $u_o=0$ , 可以反解出  $i_o$  必定不为 0。而且从式(10)可知, 不受抑制的  $i_o$  和相电流一样, 保持基频波动的交流特性。其流通于电机绕组内部, 会造成相电流失衡和转矩波动。为抑制零序环流, 将  $i_o=0$  代入式(9)便可得到此时所需的  $u_o$ 。但是这种开环抑制方法过于依赖电机参数且抗干扰能力差, 并不实用。因此, 文中提出一种零序环流的闭环抑制方法。

### 2.2 零序电磁转矩建模

$i_o$  由零序电压产生, 图 4 给出单相开路情况下 A 相各部位电势情况示意。图中,  $u_{Aa}$  为绕组 A 相电压;  $\Delta u_A$  为  $u_A$ 、 $u_{Aa}$  的差值。从图中可以得知, 零序环流处于不可控状态, 因此  $\Delta u_A$  不为 0。

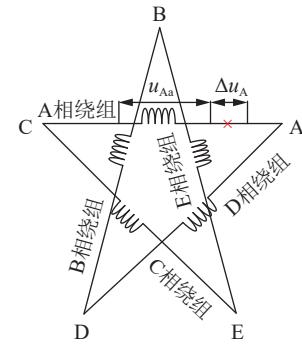


图 4 A 相开路故障下的电压情况示意  
Fig.4 Schematic diagram of voltage situation under phase-A open circuit fault

与  $i_z$  相似, 定义电机实际零序电压  $u_z$  的表达式为:

$$\begin{aligned} u_z &= \frac{2}{5}(u_{Aa} + u_B + u_C + u_D + u_E) = \\ &u_A - \Delta u_A + u_B + u_C + u_D + u_E = -\Delta u_A \quad (12) \end{aligned}$$

在自然坐标系下角接电机 A 相开路故障时的电压可参考文献[1]中的式(9), 其中所涉及的电感矩阵各元素指的是各相自感和绕组间互感。考虑到  $i_z=i_o$ , 将各相电压相加, 并参考文献[1]中的式(11)进行简化, 可得到:

$$u_z = Ri_o + L_{\text{sum}} \frac{di_o}{dt} \quad (13)$$

式中:  $L_{\text{sum}}$  为定常系数。

从式(13)可知, 当对  $i_o$  进行抑制时,  $u_z$  也会跟随至 0, 从而出现  $\Delta u_A=0$  的情况。此时, 角接电机的转矩性能将会和星接电机在同等相故障下的转矩性能完全一致。

此外, 由  $i_o$  引起的电磁转矩波动  $T_z$  可以表示为:

$$T_z = \frac{u_z i_o}{\omega} = \left( Ri_o + L_{\text{sum}} \frac{di_o}{dt} \right) \frac{i_o}{\omega} \quad (14)$$

由于 2 个正弦信号  $u_z$  和  $i_o$  相乘可得到直流量, 因此零序电磁转矩的存在可增加平均转矩, 但同时也会加大转矩纹波, 且零序环流也会使相电流峰值有所增加, 从而使转矩-电流比下降, 加剧容错模式下的降额程度。所以, 实行零序环流抑制对降低开路故障下电机的转矩波动和降额程度很有必要。

$u_o$  的表达式与  $i_o$  相似, 仅与剩余 4 相健康相电压有关, 所以  $u_o$  与  $u_z$  并不等价。零序抑制的实质是  $u_o$  与  $i_o$  的关系式, 采用合适的控制方法将  $i_o$  限制到 0, 此时可得到所需的  $u_o$ , 并将  $u_o$  参与到修正后的容错坐标变换, 最终得到平衡无异常的剩余 4 相电流。同时, 抑制  $i_o$  会使  $u_z$  跟随至 0, 零序波动因此消除, 角接电机的转矩与调速性能得到明显改善。

### 2.3 基于近似线性化的零序环流抑制方法

根据式(9), 将  $u_o$  和  $i_o$  之间的关系式重新分为两部分:

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} \quad (15)$$

$u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  的具体表述如下。

$$u_{o1} = Ri_o + 0.4\omega(L_d - L_q)i_o \sin 2\theta + 0.2[L_{\text{ls}} - L_d - L_q - (L_d - L_q)\cos 2\theta] \frac{di_o}{dt} \quad (16)$$

$$u_{o2} = 0.4\omega(L_d - L_{\text{ls}})i_d \sin \theta + 0.4\omega(L_q - L_{\text{ls}})i_q \cos \theta - 0.4(L_d - L_{\text{ls}})\cos \theta \frac{di_d}{dt} + 0.4(L_q - L_{\text{ls}})\sin \theta \frac{di_q}{dt} + 0.4\omega\lambda_{\text{lr}} \sin \theta + 1.2\omega\lambda_{\text{sr}} \sin 3\theta \quad (17)$$

其中,  $u_{o2}$  与  $i_o$  无关, 属于零序环流抑制下的扰动分量。为简化分析, 认为  $i_d \approx 0$ ,  $i_q$  为常数, 从而有:

$$u_{o2} = 0.4\omega(L_q - L_{\text{ls}})i_q \cos \theta + 0.4\omega\lambda_{\text{lr}} \sin \theta + 1.2\omega\lambda_{\text{sr}} \sin 3\theta \quad (18)$$

基于此, 可得到  $i_o$  与  $u_o$  的简化数学关系式:

$$u_o = Ri_o + k_1 i_o + k_2 \frac{di_o}{dt} + D \quad (19)$$

$$\begin{cases} k_1 = 0.4\omega(L_d - L_q)\sin 2\theta \\ k_2 = 0.2[L_{\text{ls}} - L_d - L_q - (L_d - L_q)\cos 2\theta] \\ D = 0.4\omega(L_q - L_{\text{ls}})i_q \cos \theta + 0.4\omega\lambda_{\text{lr}} \sin \theta + 1.2\omega\lambda_{\text{sr}} \sin 3\theta \end{cases} \quad (20)$$

从式(19)和式(20)可以看出, 状态量系数  $k_1$  和  $k_2$  呈现二倍频波动, 而扰动分量  $D$  中的最高次波动为三倍频。这表明  $u_o$  和  $i_o$  间数学关系的简化模型仍为非线性模型, 而常规的线性控制器, 如 PI 控制器, 在这种场合下效果不佳。为克服零序环流控制时出现的非线性问题, 文中将提出一种将非线性系统近似线性化的方法, 以促使线性控制器继续发挥作用。

$k_1$ 、 $k_2$  和  $D$  随  $\theta$  呈现周期性和重复性变化。以  $k_1$  为例, 在一个周期  $T$  内, 可将该系数按  $\theta$  划分为 4 个取样角度  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$  和  $\theta_4$ , 每个取样角度所对应的系数值分别记为  $k_1(\theta_1)$ 、 $k_1(\theta_2)$ 、 $k_1(\theta_3)$  和  $k_1(\theta_4)$ 。在不同周期内仅考虑任意一个特定取样角度, 即将  $k_1$  可看成定常系数, 具体效果如图 5 所示。

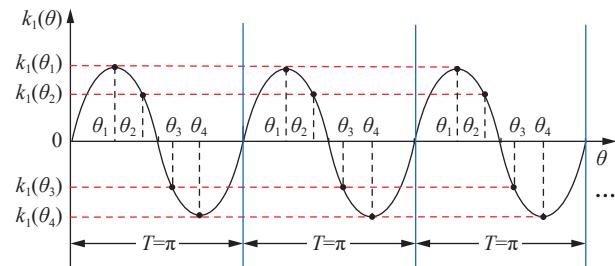


图 5 非线性系数的近似线性化示意

Fig.5 Approximate linearization schematic diagram of the nonlinearity coefficients

由于  $D$  中的最高次波动频率为基波的 3 倍, 因此以 1/3 基波周期为一个固定的取样周期, 在该周期内将  $\theta$  划分为  $N$  个取样角度。此时, 对于特定角度  $\theta_K$  ( $K=1, 2, \dots, N$ ), 不同周期内的  $k_1$ 、 $k_2$  和  $D$  总是能保持定常。即在每个重复的  $\theta_K$  处, 式(19)可等效为一种线性定常系统。在每个重复的  $\theta_K$  处使用一个 PI 控制器, 便可实现对零序环流的有效抑制。由于固定的取样周期内规划出了  $N$  个取样角度, 所以需要发起  $N$  个 PI 控制器, 方能实现完全的零序环流抑制。

以特定取样角度  $\theta=\pi/2$  为例进行说明, 将此时的  $u_o$  记作  $u_{o-1}$ , 式(19)变化为:

$$u_{o-1} = Ri_o + 0.2(L_{\text{ls}} - 2L_q) \frac{di_o}{dt} + D_1 \quad (21)$$

$$D_1 = 0.4\omega\lambda_{\text{lr}} - 1.2\omega\lambda_{\text{sr}} \quad (22)$$

显然, 式(22)为线性定常系统, 在其他取样角

度上也存在类似的线性定常系统。上述方法的线性化程度与同一周期内取样点的数量有关。取样点越多, 线性化的程度就越高, PI 控制就越有效。但是, 更细致的划分将会占用更多的随机存取存储器空间。在划分出  $N$  个取样点的情况下, 不同点的取样角度表示为:

$$\theta_k = \frac{2\pi}{\theta_f N} K \quad (23)$$

式中:  $\theta_f$  为  $\theta$  的分频。此处令  $\theta_f = 3$ , 便能实现针对具有最高三倍频时变的非线性数学模型的近似线性化。

## 2.4 主动抑制零序环流下的容错控制方案

以角接电机 A 相开路故障下的基本容错控制方案为框架, 结合所提抑制零序环流的方法, 可给出单相开路故障下主动抑制零序环流的容错控制方案, 如图 6 所示。

在该方案中, 以解决故障电机相电流不平衡和转矩波动明显为主要目的, 将零序环路模型依据转子位置角度进行近似线性化细分, 然后使用 PI 控制器, 即可实现对零序环流的主动抑制。考虑故障电机运行状况和控制器内存, 取  $N$  为 157, 即在每个开关周期仅进行 1 次 PI 控制器运算, 为此开辟 157 个内存单元用于存储取样点对应的 PI 值, 因此该方法不存在计算时间溢出问题。需要指出的是, 当划分精度足够的时候, 不同取样角度下线性系数之间和扰动常数之间的差值并不大。不考虑这些微小差异, 同时使这 157 个 PI 控制器拥有一样的参数以降

低容错控制算法的复杂度。此时, 虽然系统在不同取样点下各自进行 PI 控制, 但是相当于共用一个 PI 控制器, 不存在不同控制器间切换所引起的抖动问题。

所提容错控制算法的其他部分与基本容错解耦方法一致。

## 3 仿真实验

### 3.1 仿真结果与分析

为验证文中所提零序环流抑制方法的可行性, 利用 Simulink 搭建角接五相 PMSM 控制系统仿真模型。仿真所用的电机模型参数如表 1 所示, 与实物电机的参数保持一致。

图 7 为角接电机 A 相开路下零序环流不抑制和主动抑制的仿真波形对比, 其中零序环流主动抑制的控制原理参考图 6。从图 7 可以看出, 零序环路不施加控制律时, A 相电流呈现基频波动且幅值非常大; 而施加了所提零序环流抑制方法后, 零序环流基本为 0。仿真结果证明了文中所提零序环流抑制方法的有效性。

图 8 为 2 种零序环流治理模式下电机相电流的仿真波形。由图可知, A 相开路故障时, 电机的剩余相电流处于极度不平衡状态, 具体表现为峰值异常。尤其是 C、D 两相, 电流峰值出现较大幅度增加。但是, 采用文中所提的基于“近似线性化+PI”的零序环流抑制方法之后, 剩余相电流趋于平衡, 无异常峰值现象。

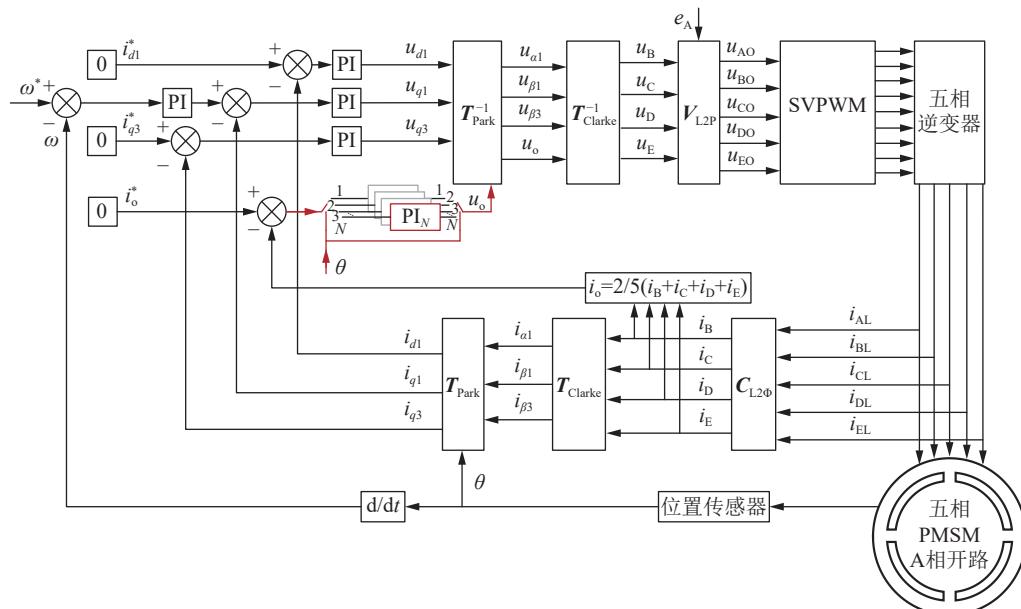


图 6 A 相开路故障容错控制下主动抑制零序环流的方案

Fig.6 Active zero-sequence circulation suppression scheme within the framework of fault-tolerant control for phase-A open circuit fault

表 1 角接五相 PMSM 主要参数  
Table 1 The main parameters of the pentacle-wired five-phase PMSM

电机参数	数值
电机转子极对数	2
定子绕组相电阻/Ω	0.5
直轴电感基波分量/mH	1.41
交轴电感基波分量/mH	2.04
每相漏电感/mH	0.26
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	1 000
额定功率/W	2 000
直流母线电压/V	110
开关频率/kHz	10
永磁体基波磁链幅值/Wb	0.143

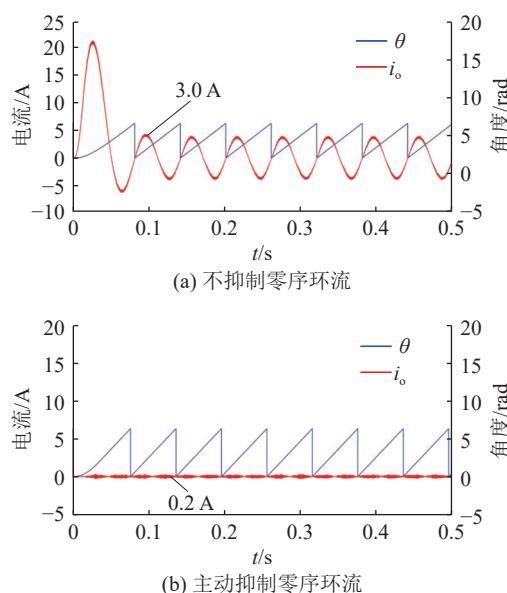


图 7 A 相开路零序环流不抑制和主动抑制时的仿真波形  
Fig.7 Simulated waveforms when  $i_o$  is not suppressed and actively suppressed under the phase-A open circuit

同时,为分析零序环流治理前后电机转矩的波动情况,图 9 给出了 2 种模式下电机转矩波动的仿真波形。

由图 9 可得,当角接电机发生绕组开路故障且不解决零序环流问题时,电机会出现明显转矩波动,影响容错控制下的调速性能。但是文中所采用的零序环流抑制方法可以有效抑制零序环流,使得零序环流带来的转矩波动现象被基本消除。上述仿真情况可基本验证文中所提零序环流抑制方法的可行性和有效性。

### 3.2 实验验证

利用五相 PMSM 驱动控制平台对所提算法进行验证,其中微控制器采用 STM32H723, 电机采用

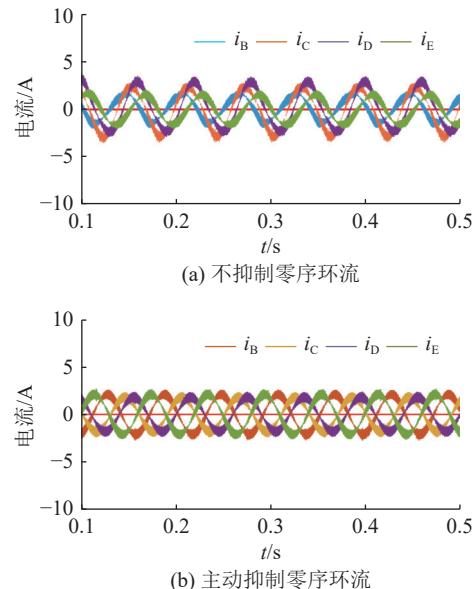


图 8 零序环流不抑制和主动抑制时电机剩余健康相电流仿真波形  
Fig.8 Simulation waveforms of the residual healthy phase current of the motor when the zero sequence circulation is not suppressed and actively suppressed

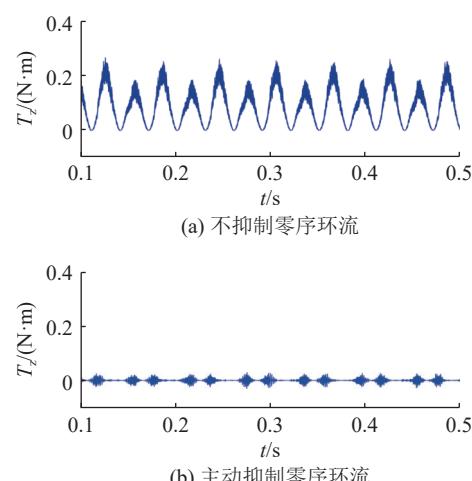


图 9 零序环流不抑制和主动抑制时电机转矩波动情况  
Fig.9 Simulation waveforms of motor torque fluctuation when the zero sequence circulation is not suppressed and actively suppressed

开绕组模式,根据需求可连接成星接和角接。电机驱动器为五相桥式结构,直流供电采用“单相交流+二极管整流桥+母线电容”的结构,母线电压为 110 V。电机参数参考表 1,其中死区时间设置为 2.5 μs。电机和电机驱动实物系统如图 10 所示。

图 11 分别对应 A 相开路时不抑制零序和主动抑制零序情况下,零序环流、转子位置以及电机转矩波动的实验波形。可以看出,当 A 相开路时,  $i_o$  以较高幅值保持基频波动,符合式(11);同时,由于  $i_o$  未受抑制,因  $i_o$  产生的转矩波动明显,极大地

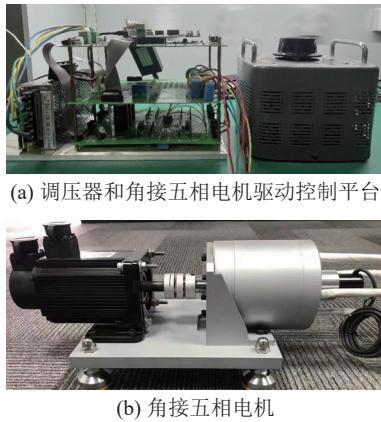


图 10 五相 PMSM 驱动系统实验平台

Fig.10 Experimental platform of five-phase PMSM drive system

影响了电机的调速性能。但是,当采用文中所提出的“近似线性化+PI”抑制零序环流的方法后,零序问题得到有效解决,且电机输出转矩在故障下波动明显的问题得到了有效改善,转矩稳定情况与正常模式下基本无异。

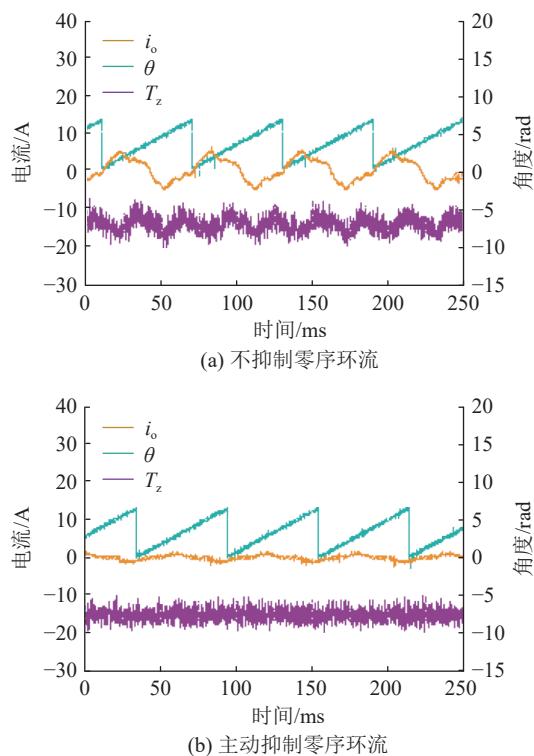


图 11 零序问题治理前后零序环流与转矩波动

Fig.11 Zero-sequence circulation and torque fluctuation before and after zero sequence mitigation

图 12 展示了在上述 3 种情况下电机 B、C、D 三相相电流的波形,可以看出,对比正常模式,A 相开路但零序环流不抑制时,相电流不平衡严重,C、D 两相电流峰值过大,使得电机带载能力显著降低;但当零序环流得到有效抑制后,相电流趋

于平衡且不会出现相电流峰值异常的情况。由于加工工艺问题,实验所用角接电机存在高次谐波绕组,而且五角星接法会给 3 次谐波留存流通路径,使相电流出现一定程度的畸变。但是此部分的谐波治理不属于零序环流抑制范畴,且正常模式时仍存在类似现象,并不会引起转矩的明显波动,因此,文中不考虑相关的相电流谐波治理问题。

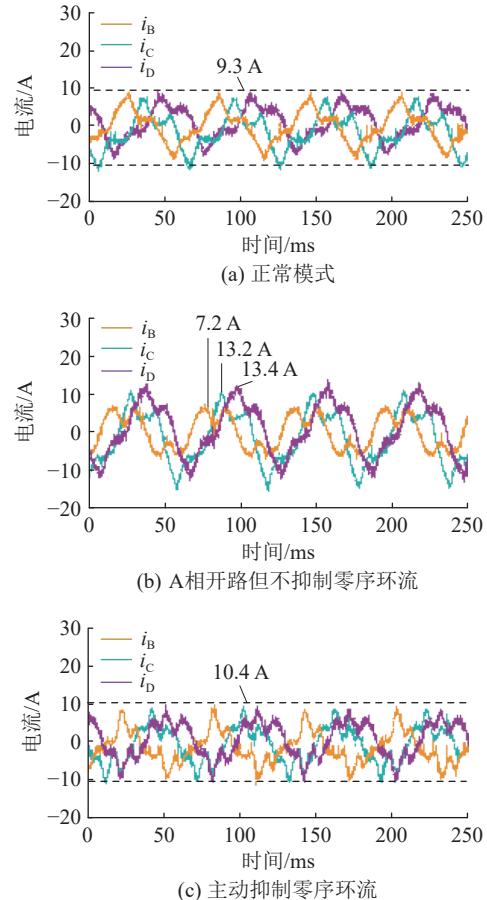


图 12 不同情况下绕组相电流实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of winding phase currents under different conditions

上述实验结果充分表明,文中所提出的基于“近似线性化+PI”的零序环流抑制方法具备可行性和有效性。而且故障电机的零序问题得到解决后,其转矩波动问题和相电流不平衡问题均可得到明显解决,从而有利于改善电机降额问题并提高容错控制下的调速性能。

#### 4 结论

针对角接五相 PMSM 在单相开路故障时产生的零序环流问题,文中提出零序环流主动抑制算法。先通过逆变器线电流推算出电机相电流,由此获取实际零序环流,并将零序环流反馈至零序环流调节器。鉴于零序模型的非线性特征,文中采用基

于转子角度细分的近似线性化方法,将零序模型转化为位置空间的线性定常系统,从而实现了在位置空间使用常规 PI 控制器调节零序环流。仿真和试验证明了所提方法能够明显抑制零序环流,改善故障后电机的相电流表现和转矩性能。

#### 参考文献:

- [1] TIAN B, LU R Z, HU J. Zero-sequence current suppression of a penta-connected five-phase PMSM under single-phase open fault[C]//2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Chiang Mai, Thailand. IEEE, 2022: 1-5.
- [2] 侯慧,何梓姻,侯婷婷,等.大规模车网互动需求响应策略及潜力评估综述[J].电力系统保护与控制,2024,52(14): 177-187. HOU Hui, HE Ziyin, HOU Tingting, et al. A review of demand response strategies and potential evaluation for large-scale vehicle to grid[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(14): 177-187.
- [3] 刘嘉彦,李祖坤,李畅,等.电动汽车与电力—交通耦合网互动:综述与展望[J].电力科学与技术学报,2024,39(5): 12-24. LIU Jiayan, LI Zukun, LI Chang, et al. Interaction between electric vehicles and power-transportation coupled networks: current status, challenges and development trends[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(5): 12-24.
- [4] 黄友锐,沈玉轩,徐善永.融合机器学习的永磁同步电机数字孪生故障诊断技术研究[J].电测与仪表,2025,62(2): 181-187. HUANG Yourui, SHEN Yuxuan, XU Shanyong. Research on digital twin fault diagnosis technology of permanent magnet synchronous motor integrating machine learning[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2025, 62(2): 181-187.
- [5] 贺虎成,邵贺,桂浩亚,等.永磁同步电机改进型鲁棒模型预测转矩控制[J].电力系统保护与控制,2024,52(4): 155-165. HE Hucheng, SHAO He, GUI Haoya, et al. Improved robust model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(4): 155-165.
- [6] 吕玉映,赵凯辉,游鑫,等.基于双扰动观测器的永磁同步电机双惯量系统无模型递归终端滑模控制[J].电力系统保护与控制,2024,52(21): 129-139. LÜ Yuying, ZHAO Kaihui, YOU Xin, et al. Model-free recursive terminal sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor dual inertia system based on a double disturbance observer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(21): 129-139.
- [7] 赵凯辉,涂麟轩,何颖燊,等.基于紧格式动态线性化的PMSM无模型自适应快速终端滑模控制[J/OL].电力系统保护与控制,2025: 1-12. (2025-08-20) [2025-08-21]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/41.1401.TM.20250820.1539.001.html>. ZHAO Kaihui, TU Linxuan, HE Yingshen, et al. Model-free adaptive fast terminal sliding mode control of PMSM based on compact form dynamic linearization[J/OL]. Power System Protection and Control, 2025: 1-12. (2025-08-20) [2025-08-21]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/41.1401.TM.20250820.1539.001.html>.
- [8] 朱鹏,乔鸣忠,于飞,等.基于磁动势平衡分析的多相感应电机容错控制[J].电工技术学报,2019,34(S1): 62-69. ZHU Peng, QIAO Mingzhong, YU Fei, et al. Tolerant control for multi-phase induction motor based on magnetomotive force balance analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 62-69.
- [9] 范舒婷,孟大伟,艾萌萌.不同定子绕组结构五相感应电机开路故障时性能对比分析[J].电工技术学报,2022,37(7): 1679-1688. FAN Shuting, MENG Dawei, AI Mengmeng. Comparison and analysis of the performance of five-phase induction motors with different stator winding connections under open-circuit conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1679-1688.
- [10] TIAN B, LU R Z, HU J. Single line/phase open fault-tolerant decoupling control of a five-phase permanent magnet synchronous motor under different stator connections[J]. Energies, 2022, 15(9): 3366.
- [11] BIANCHI N, BOLOGNANI S, DAI PRE M. Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(4): 960-970.
- [12] MOHAMMADPOUR A, PARSA L. Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 178-186.
- [13] 陈富扬,花为,黄文涛,等.基于模型预测转矩控制的五相磁通切换永磁电机开路故障容错策略[J].中国电机工程学报,2019,39(2): 337-346, 631. CHEN Fuyang, HUA Wei, HUANG Wentao, et al. Open-circuit fault-tolerant strategies for a five-phase flux-switching permanent magnet motor based on model predictive torque control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 337-346, 631.
- [14] 顾理成,陈前,赵文祥,等.五相永磁容错电机的相间短路容错控制[J].电工技术学报,2022,37(8): 1972-1981. GU Licheng, CHEN Qian, ZHAO Wenxiang, et al. Inter-phase short-circuit fault-tolerant control for five-phase permanent magnet fault-tolerant motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 1972-1981.
- [15] CHEN Q, HAN X, LIU G H, et al. Inter-turn fault diagnosis and control for five-phase PMSMs by disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 13901-13909.
- [16] LIU Y, CHEN Q, CHEN S L, et al. Single-phase open-circuit fault-tolerant control for a dual five-phase permanent magnet motor with multioperational modes[J]. IEEE Transactions on

- Transportation Electrification, 2024, 10(4): 9591-9600.
- [17] ZHANG L, DONG C Y, ZHU X Y, et al. A fault-tolerant MTPA control strategy of five-phase flux-intensifying fault-tolerant permanent-magnet motor with sliding-mode disturbance observer under open-circuit and short-circuit faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 13650-13658.
- [18] WANG H R, GU C Y, ZHAO W D, et al. Fault-tolerant control for single-phase open-circuit and short-circuit fault in five-phase PMSM with third-order harmonic back EMF using coefficients reconfiguration[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(1): 782-792.
- [19] MOHAMMADPOUR A, PARSA L. A unified fault-tolerant current control approach for five-phase PM motors with trapezoidal back EMF under different stator winding connections[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3517-3527.
- [20] MASOUD M I, ABDEL-KHALIK A S, AL-ABRI R S, et al. Effects of unbalanced voltage on the steady-state performance of a five-phase induction motor with three different stator winding connections[C]//2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). Berlin, Germany. IEEE, 2014: 1583-1589.
- [21] ABDEL-KHALIK A S, AHMED S, ELSEROUGI A A, et al. Effect of stator winding connection of five-phase induction machines on torque ripples under open line condition[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(2): 580-593.
- [22] ZHANG H, WU W S, WANG L. An improved off-line identification technology for parameters of surface permanent magnet synchronous motors[C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Sydney, NSW, Australia. IEEE, 2017: 1-4.
- [23] ZHOU Y M, TIAN B, BIAN Z Y. A pentacle mode vectorial control for five-phase PMSMs[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Zhuhai, China. IEEE, 2023: 1477-1481.
- [24] TIAN B, AN Q T, DUAN J D, et al. Decoupled modeling and nonlinear speed control for five-phase PM motor under single-phase open fault[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5473-5486.

#### 作者简介:



周亚蒙

周亚蒙(2001),男,硕士在读,研究方向为角接五相电机容错控制技术(E-mail: [yameng.zhou@nuaa.edu.cn](mailto:yameng.zhou@nuaa.edu.cn));

田兵(1989),男,博士,副研究员,研究方向为多相电机驱动;

谭强(1991),男,博士,副研究员,研究方向为精密永磁直线电机及相关技术。

## A zero-sequence current suppression method for pentacle-wired five-phase PMSMs under a single-phase open fault

ZHOU Yameng<sup>1</sup>, TIAN Bing<sup>1</sup>, TAN Qiang<sup>1</sup>, WANG Tao<sup>2</sup>

1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310058, China)

**Abstract:** The zero-sequence circulating current (ZSCC) becomes prominent in the single-phase open-circuit fault of a pentacle-wired five-phase motor, and this phenomenon can lead to phase current distortion and torque fluctuation. To address this issue, a linear approximation control method is proposed, and proportional-integral (PI) control is used to suppress the alternating ZSCC. Firstly, a decoupling fault-tolerant control scheme for a pentacle-wired five-phase motor is introduced. This scheme extends the existing fault-tolerant control for star-wired five-phase motors by developing additional line-to-phase transformation matrices for the phase current and voltage. Then, a nonlinear mathematical relationship between ZSCC and zero-sequence electromagnetic torque is derived, and the nonlinear zero-sequence model is linearized using a subdivision method based on the rotor position. Combined with a multi-dimensional PI controller, ZSCC suppression is achieved. Finally, simulation and experimental results suggest that ZSCC exhibits an alternating characteristic with a significant amplitude oscillating at the fundamental frequency before suppression. ZSCC is effectively eliminated after the suppression method is applied. Also, the phase currents return to normal and can recover from the prior condition of severe imbalance and over-large amplitude, and the torque fluctuation issue is mitigated. In conclusion, when a single-phase open-circuit fault occurs in a pentacle-wired five-phase motor, the fault-tolerant control method with active suppression of ZSCC can be used to mitigate the phase current distortion and torque fluctuation.

**Keywords:** pentacle-wired five-phase motor; fault-tolerant control; zero-sequence circulation current (ZSCC); approximate linearization; proportional-integral (PI) control; vectorial control

(编辑 陈雯嘉)