

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2021.05.020

# 基于解耦矢量控制的五相永磁同步电机容错控制策略

高岩, 张新华, 王贯, 王天乙, 宋志翌

(北京自动化控制设备研究所, 北京 100074)

**摘要:**针对五相永磁同步电机两相开路故障的运行工况,提出了一种基于解耦矢量控制理论的故障容错控制策略。该策略通过在两相开路故障下的同步旋转坐标系内建立电机的数学模型,构造解耦变换矩阵,将电流控制中 $i_d$ 和 $i_q$ 轴解耦,达到两相开路故障下容错运行的目的。仿真结果表明,在五相永磁同步电机两相开路故障下,基于解耦矢量控制理论的故障容错控制策略能够实现电机驱动系统的高品质运行,具有控制简单、转矩波动小、容错能力强等优点。

**关键词:**五相永磁同步电机;解耦矢量控制;容错;故障

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2021)05-0146-07

## Fault-Tolerant Control Strategy of Five-Phase PMSM Based on Decoupling Vector Control

GAO Yan, ZHANG Xin-hua, WANG Guan, WANG Tian-yi, SONG Zhi-yi

(Beijing Institute of Automatic Control Equipment, Beijing 100074, China)

**Abstract:** Aiming at the operating conditions of two-phase open-circuit faults of five-phase permanent magnet synchronous motors (PMSM), a fault-tolerant control strategy based on decoupling vector control theory is proposed. This strategy achieves the purpose of fault-tolerant operation under two-phase open-circuit faults by establishing a mathematical model of the motor in a synchronous rotating coordinate system under two-phase open-circuit faults, constructing a decoupling transformation matrix, and decoupling the  $i_d$  and  $i_q$  axes in current control. Simulation results show that under two-phase open-circuit faults of a five-phase PMSM, a fault-tolerant control strategy based on decoupling vector control theory can achieve high-quality operation of the motor drive system, with simple control, small torque ripple, and strong fault tolerance advantages.

**Key words:** Five-phase permanent magnet synchronous motor; Decoupling vector control; Fault-tolerant; Fault

### 0 引言

机电伺服系统是航空航天武器装备的重要组成部分,具有动态响应快、功重比高、维护性好、测

试性好等优点,它通过电机与减速器组合驱动负载运行,实现闭环伺服控制,其性能直接决定武器装备控制的动态品质与综合效能<sup>[1-2]</sup>。随着高新武器装备的快速发展,对机电伺服系统提出了高容错性

收稿日期:2020-07-02;修订日期:2020-07-13

基金项目:国家自然科学基金面上基金(51777013);国家自然科学基金青年基金(51907009)

作者简介:高岩(1992-),男,硕士研究生,主要从事容错伺服系统控制方面的研究。

通信作者:张新华(1972-),男,研究员,博士,主要从事伺服系统方面的研究。

和高安全可靠性等严苛要求,传统的伺服系统已经不能满足其发展需求,以新一代多相容错电机为代表的机电伺服系统是一种有效的解决途径。五相永磁同步电机因其高功率密度、高效率、高可靠性等优点,在航空航天、船舶推进和电动汽车等领域具有广阔的应用前景<sup>[3-5]</sup>。由于多相电机及功率驱动的短路故障可以转换为开路故障来处理,因此目前多相电机的容错控制策略主要集中于对开路故障的研究<sup>[6-7]</sup>。针对电机驱动系统开路故障这一种常见的故障类型,本文重点围绕两相开路故障容错控制策略展开研究工作。

文献[8]提出了一种分别控制基波空间和谐波空间的双空间矢量控制策略,在两个空间内分别进行闭环控制,实现了最多两相开路的工况运行。但其采用电流滞环控制的方法,存在开关频率不固定、电流波动大等一系列问题。文献[9]推导出一种单相开路情况下的解耦矩阵,在单相开路的不对称情况下,仍能实现同步旋转坐标系下转矩电流和励磁电流的独立控制。文献[10]通过三次谐波电流注入的方法提高电机的输出转矩,考虑三次谐波电流注入对转矩和损耗的影响,提出了电流幅值约束下最优三次谐波电流注入率的实现方法。文献[11]提出了一种基于解析法的容错电流优化控制策略,分别独立控制基波空间和谐波空间,并对其分别进行闭环控制,可以选择性地消除十五相电机中含量较多的三、五、七次谐波。文献[12]针对五相永磁同步电机单相开路故障,提出了一种不对称空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)控制方法,有效降低了故障运行时的电流谐波含量。文献[13]提出了一种基于直接转矩控制的 SVPWM 方法,通过故障后的空间矢量进行选择性地合成,计算并输出相应的脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)控制信号,但同样未考虑两相开路故障的情况。

本文针对五相永磁同步电机发生两相开路故障的运行工况,在解耦矢量变换的基础上,通过构造解耦变换矩阵,建立缺相故障下同步旋转坐标系内的电机数学模型,提出了一种故障状态下系统的线性控制方法。该方法在保证平均转矩的同时大幅减小了由定子绕组开路故障引起的转矩脉动,使五相永磁同步电机在故障状态下的运行性能得到了较好改善且实现简单。最后通过仿真结果验证了所提容错控制策略的可行性和有效性。

## 1 五相永磁同步电机的数学模型

以五相永磁同步电机为控制对象,其矢量控制的关键问题是建立同步旋转坐标系下的数学模型,与三相电机数学模型的建立方法类似,依次得到电压方程、磁链方程、转矩方程和电感矩阵<sup>[14-15]</sup>。

建立自然坐标系模型后,推导由自然坐标系到旋转坐标系下的变换矩阵,定义  $\alpha$  轴方向和 A 轴保持一致,  $\beta$  轴方向滞后  $\alpha$  轴  $90^\circ$ , 将自然坐标系的分量向  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴投影。首先通过 Clark 变换将定子各相电流从 A、B、C、D、E 坐标系变换到两相静止坐标系,再经过 Park 坐标旋转变换得到  $d_1$ - $q_1$  和  $d_3$ - $q_3$  空间内的变换矩阵。3 个坐标系之间的关系如图 1 所示,  $d_1$ - $q_1$  坐标系以同步转速  $\omega$  旋转,  $d_3$ - $q_3$  坐标系以 3 倍同步转速  $3\omega$  旋转。

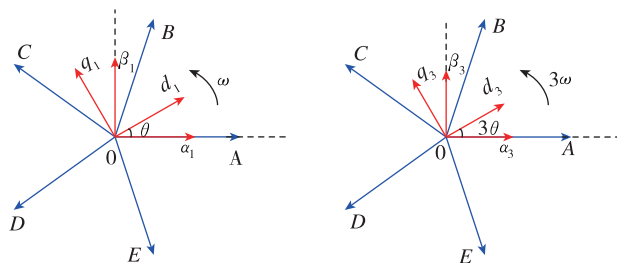


图 1 五相电压空间矢量相位关系

Fig. 1 Phase relation of five-phase voltage space vector

通过 Clark 变换矩阵  $T(\alpha)$  的作用,实现五相自然坐标系到两相静止坐标系  $\alpha$ - $\beta$  的变换,电压和电流中的一次谐波映射到五阶矩阵的第一行、第二行构成基波空间,三次谐波映射到第三行、第四行构成谐波空间,最后一行对应零序分量。通过 Park 变换矩阵  $R(\theta)$  的作用,实现两相静止坐标系  $\alpha$ - $\beta$  到旋转坐标系  $d$ - $q$  的变换。

因此,五相永磁同步电机由五相静止坐标系到同步旋转坐标系的变换矩阵为

$$\mathbf{T}(\theta) = \mathbf{R}(\theta)\mathbf{T}(\alpha) \quad (1)$$

式中,  $\alpha = 2\pi/5$ ;  $\theta$  为电机的电角度。经过此变换矩阵完成了电压矢量从自然坐标系到同步旋转坐标系的变换。

将  $\mathbf{T}(\theta)$  代入自然坐标系下的电压方程,得到旋转的定子电压方程为

$$\mathbf{U}_{dqs} = \mathbf{T}(\theta)\mathbf{U}_s = \mathbf{I}_{dqs}\mathbf{R}_{dqs} + m\boldsymbol{\psi}_{dqs} - \boldsymbol{\Omega}_{dqs}\boldsymbol{\psi}_{dqs} \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{U}_{dqs}$  为  $d$ - $q$  坐标系下的电压矩阵,  $\mathbf{U}_{dqs} = [U_{d1} \ U_{q1} \ U_{d3} \ U_{q3} \ U_0]^T$ ;  $\mathbf{I}_{dqs}$  为  $d$ - $q$  坐标系下

的电流矩阵,  $\mathbf{I}_{dqs} = [I_{d1} \ I_{q1} \ I_{d3} \ I_{q3} \ I_0]^T$ ;  $\mathbf{R}_{dqs}$  为  $d$ - $q$  坐标系下的电子电阻,  $\mathbf{R}_{dqs} = r_s \mathbf{I}_{5 \times 5}$ ,  $r_s$  为绕组相电阻;  $\boldsymbol{\psi}_{dqs}$  为  $d$ - $q$  坐标系下的磁链矩阵,  $\boldsymbol{\psi}_{dqs} = [\psi_{d1} \ \psi_{q1} \ \psi_{d3} \ \psi_{q3} \ \psi_0]^T$ ;  $\boldsymbol{\psi}_{dqm}$  为  $d$ - $q$  坐标系下的永磁体磁链,  $\boldsymbol{\psi}_{dqm} = [0 \ \psi_{m1} \ 0 \ \psi_{m3} \ 0]^T$ ;  $\boldsymbol{\Omega}_{dqs}$  为  $d$ - $q$  坐标系下的速度矩阵。

磁链方程为

$$\boldsymbol{\psi}_{dqs} = \mathbf{T}(\theta)\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_{dqs}\mathbf{I}_{dqs} + \boldsymbol{\psi}_{dqm} \quad (3)$$

电感矩阵为

$$\mathbf{L}_{dqs} = \mathbf{T}(\theta)\mathbf{L}_s\mathbf{T}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{d3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{q3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中,  $L_{d1}$  和  $L_{q1}$  分别为基波空间内的直轴与交轴电感;  $L_{d3}$  和  $L_{q3}$  分别为三次谐波空间内的直轴与交轴电感。

## 2 两相开路故障的容错控制技术

### 2.1 相邻两相开路容错控制

假设当  $C$ 、 $D$  两相绕组发生开路故障后, 电机由原来的五相对称系统变为三相不对称系统, 在不改变五相半桥逆变器结构的情况下, 在推导过程中忽略影响较小的电机漏感、谐波电感和永磁体磁链的谐波分量, 研究容错控制算法。

由于此时五相永磁同步电机系统只剩下 2 个自由度, 正常运行时的变换矩阵已经不再适用, 如果

$$\mathbf{L}_{dqs} = \mathbf{T}_{CD}(\theta)\mathbf{L}_s\mathbf{T}_{CD}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} 1.0635 - 0.7453\cos 2\theta & 0.7454\sin 2\theta & 0.1717\cos \theta \\ 0.7454\sin 2\theta & 1.0637 + 0.7453\cos 2\theta & 0.1717\sin \theta \\ 1.6180\cos \theta & -1.6180\sin \theta & 0.8727 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{dqm} = \mathbf{T}_{CD}(\theta)\boldsymbol{\psi}_m = \begin{bmatrix} 0.18 \sin^2 \theta + 0.16 \cos^2 \theta + 0.06 \sin \theta \cos \theta + 0.09 \sin \theta - 0.03 \cos \theta \\ 0.12 \cos^2 \theta - 0.02 \sin \theta \cos \theta + 0.36 \sin \theta - 0.12 \cos \theta \\ 0.38 \sin^2 \theta + 0.52 \cos^2 \theta + 0.10 \sin \theta \cos \theta - 0.38 \sin \theta + 0.12 \cos \theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

由于此时受到两相开路后绕组不对称的影响, 采用修正后的解耦变换矩阵得到的同步旋转坐标系下电机的电压方程中, 电感矩阵未实现对角化,  $d$  轴和  $q$  轴之间存在耦合。若想达到电机正常运行时直轴电感与交轴电感独立存在的状态, 这里采用修正矩阵  $\mathbf{P}$  对其进行进一步修正, 以对  $d$  轴和  $q$  轴之间解耦。构造一个三阶矩阵  $\mathbf{P}$ , 通过矩阵  $\mathbf{P}$  的作用,

要实现故障下的矢量控制, 需要重新推导从自然坐标系到同步旋转坐标系的解耦矩阵。当  $C$ 、 $D$  两相开路后, 在  $\mathbf{T}(\alpha)$  矩阵的基础上, 去掉与  $C$ 、 $D$  有关的两列, 只考虑基波空间的变换, 把谐波空间当成零序分量处理, 且保证  $\alpha$ 、 $\beta$  两个坐标轴之间正交, 得到故障状态下修正后的解耦降阶 Clark 变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{CD} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 + \frac{2}{3}\cos 2\alpha & \cos \alpha + \frac{2}{3}\cos 2\alpha & \cos 4\alpha + \frac{2}{3}\cos 2\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 4\alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

此时从静止坐标系到同步旋转坐标系的降阶 Park 变换矩阵为

$$\mathbf{R}_{CD}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

在推导出缺相故障下的解耦变换矩阵后, 通过解耦矩阵  $\mathbf{T}_{CD}(\theta) = \mathbf{R}_{CD}(\theta)\mathbf{T}_{CD}$  的变换作用, 继续推导同步旋转坐标系下的磁链方程, 故障后仍然选取  $A$  相绕组方向为直轴方向, 变换后的磁链矩阵表示为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{dqs} &= \mathbf{T}_{CD}(\theta)(\mathbf{L}_s\mathbf{I}_s + \boldsymbol{\psi}_m) \\ &= \mathbf{T}_{CD}(\theta)\mathbf{L}_s\mathbf{T}_{CD}^{-1}(\theta)\mathbf{T}_{CD}(\theta)\mathbf{I}_s + \mathbf{T}_{CD}(\theta)\boldsymbol{\psi}_m \\ &= \mathbf{L}_{dqs}\mathbf{I}_{dqs} + \boldsymbol{\psi}_{dqm} \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $\boldsymbol{\psi}_m$  为参与机电能量转换的永磁体磁链幅值。

变换后的电感矩阵和永磁体磁链矩阵分别表示为

对电感矩阵及磁链矩阵进行进一步简化。矩阵  $\mathbf{P}_{CD}$  如下所示

$$\mathbf{P}_{CD} = \begin{bmatrix} 1.0636 + 0.7454\cos 2\theta & -0.7454\sin 2\theta & 0 \\ -0.7454\sin 2\theta & 1.0636 - 0.7454\cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

修正以后的电感和永磁体磁链矩阵如式(11)所示,直轴和交轴此时已经不存在耦合关系且实现了对角化。

$$\mathbf{P}_{CD}\mathbf{L}_{dqs} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0.5395\cos\theta \\ 0 & 1 & -0.5395\cos\theta \\ 1.6180\cos 2\theta & -1.6180\sin\theta & 0.8727 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{P}_{CD}\boldsymbol{\Psi}_{dqm} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.52\cos^2\theta + 0.38\sin^2\theta + \\ 0.10\sin\theta\cos\theta - 0.38\sin\theta + 0.12\cos\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

电机缺相运行时的转矩方程如式(13)所示。由于本文设定的电机为隐极电机,电感矩阵为常数矩阵,它对转子位置角度的微分为零。因此,转矩只由永磁磁链对转子位置角度的微分对应的项产生。

$$\begin{aligned} T_{e1} &= \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} = p \left( \frac{1}{2} I_s^T \frac{\partial L_s}{\partial \theta} I_s + I_s^T \frac{\partial \psi_m}{\partial \theta} \right) \\ &= \frac{5}{2} p \psi_{m1} \left( I_{q1} + \frac{1}{2} I_{o1} \sin\theta \right) \end{aligned} \quad (13)$$

式中,  $\psi_{m1}$  为永磁体磁链基波幅值。由电机的转矩方程可知,当电机工作于线性区域时,电机的

$$\mathbf{L}_{dqs} = \mathbf{T}_{BE}(\theta) \mathbf{L}_s \mathbf{T}_{BE}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} 1.4907\cos^2\theta + 0.6910 & -0.7454\sin 2\theta & -0.4495\cos\theta \\ -0.7454\sin 2\theta & -1.4907\cos^2\theta + 2.1817 & 0.4495\sin\theta \\ 0.6180\cos\theta & 0.6180\sin\theta & 0.1273 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{dqm} = \mathbf{T}_{BE}(\theta) \boldsymbol{\psi}_m = \begin{bmatrix} 0.46\sin^2\theta + 0.48\cos^2\theta + 0.16\sin\theta\cos\theta + 0.23\sin\theta - 0.08\cos\theta \\ 0.07\cos^2\theta - 0.01\sin\theta\cos\theta + 0.22\sin\theta - 0.07\cos\theta \\ 0.38\sin^2\theta + 0.52\cos^2\theta + 0.10\sin\theta\cos\theta - 0.38\sin\theta + 0.12\cos\theta \end{bmatrix} \quad (17)$$

由此可见,当电机不相邻两相发生开路故障时,情况与相邻两相开路故障相似, $d$ 轴和 $q$ 轴之间也存在耦合,需要构造 $\mathbf{P}$ 矩阵对其进行解耦。

构造矩阵 $\mathbf{P}_{BE}$ 如下所示

$$\mathbf{P}_{BE} = \begin{bmatrix} 1.4364 - 0.7454\cos 2\theta & 0.7454\sin 2\theta & 0 \\ 0.7454\sin 2\theta & 1.4364 + 0.7454\cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

修正以后的电感和永磁体磁链矩阵如下所示

$$\mathbf{P}_{BE}\mathbf{L}_{dqs} = \begin{bmatrix} 1.5074 & 0 & -0.3106\cos\theta \\ 0 & 1.5076 & 0.3106\sin\theta \\ 0.618\cos\theta & 0.618\sin\theta & 0.1273 \end{bmatrix} \quad (19)$$

输出转矩主要与 $q$ 轴电流 $I_{q1}$ 和零序电流 $I_{o1}$ 有关。 $I_{o1}$ 产生的转矩为波动转矩,可以把其当成干扰项,应始终控制 $I_{o1}$ 为零。 $I_{o1}$ 为零,那么在电机线性工作区,电机输出转矩与 $q$ 轴电流 $I_{q1}$ 成线性关系。通过控制交轴电流就可以控制转矩,此时两相开路故障下的电机和正常运行时的控制方法一致。

## 2.2 不相邻两相开路容错控制

同理可得,当 $B$ 、 $E$ 两相发生开路故障时,得到修正后的解耦矩阵如下所示

$$\mathbf{T}_{BE} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 + \frac{2}{3}\cos\alpha & \cos 2\alpha + \frac{2}{3}\cos\alpha & \cos 3\alpha + \frac{2}{3}\cos\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

此时从静止坐标系到同步旋转坐标系的降阶 Park 变换矩阵如下所示

$$\mathbf{R}_{BE}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

变换后的电感矩阵和永磁体磁链矩阵如下所示

$$\mathbf{P}_{BE}\boldsymbol{\Psi}_{dqm} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.52\cos^2\theta + 0.38\sin^2\theta + 0.10\sin\theta\cos\theta - \\ 0.38\sin\theta + 0.12\cos\theta \end{bmatrix} \quad (20)$$

## 3 系统仿真及结果分析

通过推导的解耦矩阵式(11)与式(19)可知,除去与正常状态下一样的直轴和交轴控制量以外,两相断路故障状态下又提供了一个零序分量的控制自由度,为了减少转矩波动,按照转矩计算公式控制零序分量为零。

采用推导所得的解耦变换矩阵,分别把自然坐标系内 $I_A I_C I_D$ 和 $I_A I_B I_E$ 的实际值转换到旋转坐标系,

得到  $I_{d1}$ 、 $I_{q1}$  后与给定值比较,得到的结果通过PI调节可以获得直轴和交轴分量  $PU_{d1}$  和  $PU_{q1}$ ,再通过矩阵  $P^{-1}(\theta)$  实现解耦,得到  $U_{d1}$  和  $U_{q1}$  后将其通过逆变换转换为相电压,通过驱动模块产生 PWM 信号进行

驱动,得到理想的永磁同步电机相电压。为了验证本文采用算法的合理性和正确性,利用 Matlab 搭建了电机的仿真模型。缺相故障下电机解耦矢量控制如图 2 所示,电机参数如表 1 所示。

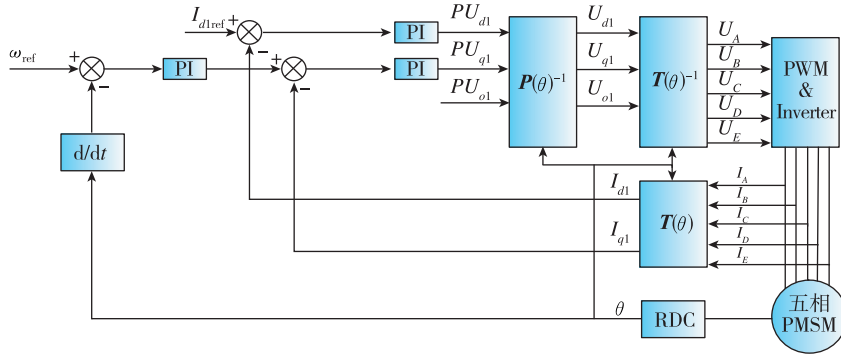


图 2 缺相故障下电机解耦矢量控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of motor decoupling vector control system under phase failure

表 1 电机参数

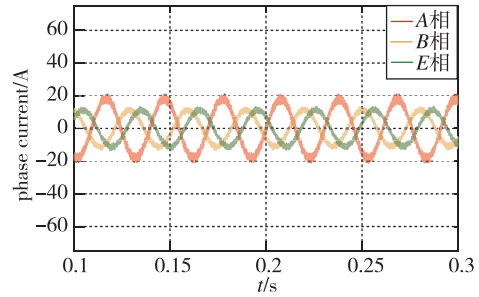
Tab. 1 Motor parameters

参数	数值
永磁体极对数	1
反电动势系数/[V/(rad/m)]	0.024
电磁转矩系数	1
定子电阻/ $\Omega$	0.04
定子电感/mH	0.6

给定驱动系统减速比 200,容错伺服电机转速 6000r/min,负载力矩  $5\text{N}\cdot\text{m}$ 。

(1)相邻两相开路状态的仿真测试

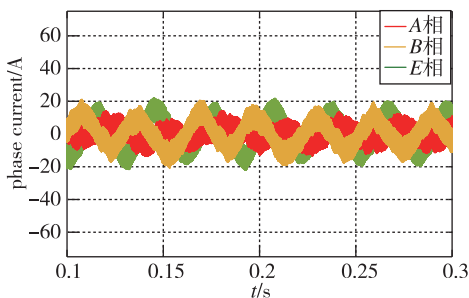
图 3~图 5 所示为稳态时相邻两相开路故障情况下,采用滞环控制算法和解耦矢量控制算法的仿真结果。从图 3 可知,采用解耦矢量控制算法的剩余三相相电流 A 相电流幅值为 20A,B、E 两相电流幅值为 12A,波形正弦度好,电流波动小;从图 4 可知,采用解耦矢量控制算法的直轴电流基本稳定



(b)解耦矢量控制算法相电流

图 3 相邻两相开路状态相电流

Fig. 3 Phase current of adjacent two phase open-circuit state



(a)电流滞环算法相电流

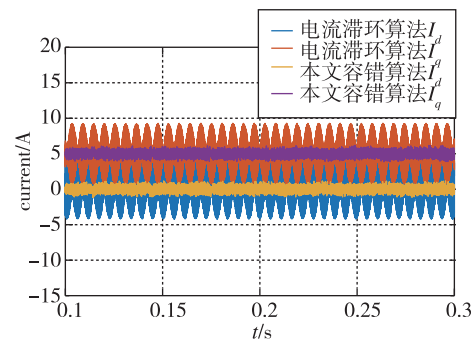


图 4 相邻两相开路状态  $I_d$ 、 $I_q$

Fig. 4  $I_d$ 、 $I_q$  of adjacent two phase open-circuit state

在 0A,交轴电流为 5A,直轴和交轴电流在稳态下的波动小于 10%;从图 5 可知,采用解耦矢量控制算法的转矩稳定在  $5\text{N}\cdot\text{m}$ ,转矩脉动在稳态下的波动小于 10%。由电机运行机理可知,电流和转矩产

生较大的波动,易导致电机无法正常工作。在采用解耦矢量控制算法的情况下,电流和转矩在稳态下的波动小,电机在缺相下仍然能够可靠运行。

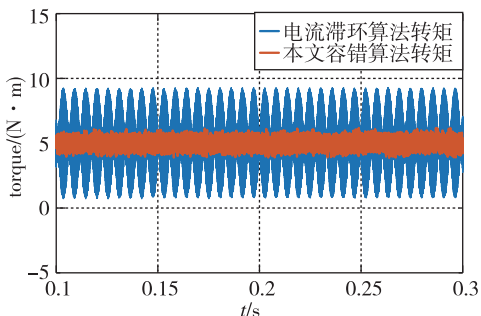
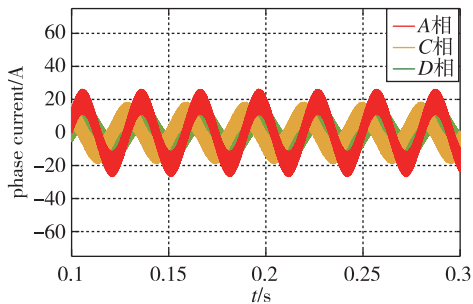


图 5 相邻两相开路状态转矩

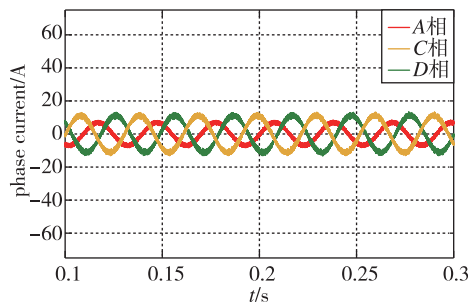
Fig. 5 Torque of adjacent two phase open-circuit state

(2)不相邻两相开路状态的仿真测试

图 6~图 8 所示为稳态时不相邻两相开路故障情况下,采用滞环控制算法和解耦矢量控制算法的仿真结果。从图 6 可知,采用解耦矢量控制算法的 A 相电流幅值为 7.5A,C、D 两相电流幅值为 13A,相电流波形正弦度好,波动小;从图 7 可知,采用解耦矢量控制算法的直轴电流基本稳定在 0A,交轴电流为 5A,直轴和交轴电流在稳态下的波动小于 10%。



(a)电流滞环算法相电流



(b)解耦矢量控制算法相电流

图 6 不相邻两相开路状态相电流

Fig. 6 Phase current of non-adjacent two phase open-circuit state

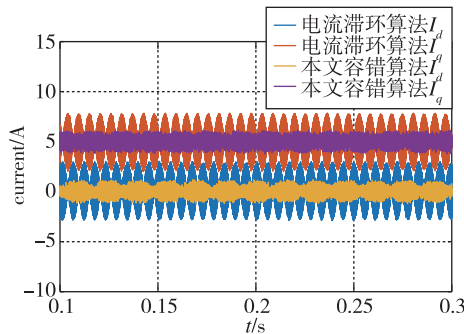


图 7 不相邻两相开路状态  $I_d, I_q$

Fig. 7  $I_d, I_q$  of non-adjacent two phase open-circuit state

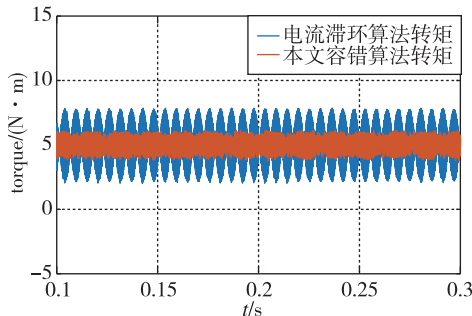


图 8 不相邻两相开路状态转矩

Fig. 8 Torque of non-adjacent two phase open-circuit state

从图 8 可知,采用解耦矢量控制算法的转矩稳定在 5N·m,转矩脉动在稳态下的波动小于 10%。在采用解耦矢量控制算法的情况下,电流和转矩在稳态下的波动小,在缺相下仍然能够可靠运行。

从图 3~图 8 可知,容错以后的相电流波正弦度较好,有效抑制了故障后的相电流畸变和电流中的谐波成分,容错以后的电磁转矩在保持平均转矩不变的情况下可以有效抑制电磁转矩脉动。

4 结论

本文针对五相永磁同步电机发生两相开路故障的情况,提出了一种基于解耦矢量控制理论的容错运行策略。该算法通过建立缺相故障下同步旋转坐标系内的电机数学模型,对两相开路故障工况下实现永磁同步电机的容错运行进行了深入研究,得到如下结论:

1)基于解耦矢量控制理论的容错运行策略通过构造解耦变换矩阵,能够在同步旋转坐标系内实现故障下电机  $d$  轴和  $q$  轴分量的解耦控制;

2)通过仿真结果表明,这种解耦控制的方法可以有效改善滞环控制时功率器件开关频率不固定的缺点,采用该容错控制策略可以对输出转矩进行线性控制,在保持平均转矩的同时有效抑制了转矩

脉动,抗扰能力强,实现了从故障状态平滑可靠地切换到容错运行状态,可以达到五相永磁同步电机驱动系统在两相开路故障下的高品质运行。

### 参考文献

- [1] 张新华, 黄建, 张兆凯, 等. 大功率高性能航天伺服系统发展综述[J]. 导航定位与授时, 2017, 4(1): 14-19.  
Zhang Xinhua, Huang Jian, Zhang Zhaokai, et al. Review on the development of high-power high-performance aerospace servo system[J]. Navigation Positioning and Timing, 2017, 4(1): 14-19(in Chinese).
- [2] 张新华, 黄建. 大功率高性能冗余度宇航电传伺服技术发展综述[J]. 导航定位与授时, 2017, 4(5): 1-7.  
Zhang Xinhua, Huang Jian. Review on the development of high-power and high-performance redundant aerospace electric servo system[J]. Navigation Positioning and Timing, 2017, 4(5): 1-7(in Chinese).
- [3] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17-29.  
Liu Zicheng, Li Yongdong, Zheng Zedong. Control and drive techniques for multiphase machines: a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 17-29(in Chinese).
- [4] Hu Y, Gan C, Cao W, et al. Flexible fault-tolerant topology for switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4654-4668.
- [5] Abdel-Khalik A S, Ahmed S, Massoud A M. Steady-state mathematical modeling of a five-phase induction machine with a combined star/pentagon stator winding connection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 63(3): 1331-1343.
- [6] 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(in Chinese).
- [7] Bermudez M, Gonzalez-Prieto I, Barrero F, et al. Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 902-911.
- [8] Toliyat H A. Analysis and simulation of five-phase variable speed induction motor drives under asymmetrical connections[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 13(4): 748-756.
- [9] Ryu H M, Kim J W, Sul S K. Synchronous frame current control of multi-phase synchronous motor-Part I. Modeling and current control based on multiple d-q spaces concept under balanced condition[C]// Proceedings of 2004 IEEE Industry Applications Conference. Seattle, USA, 2004: 63.
- [10] 王鹏飞. 电动汽车用五相永磁容错电机的设计及运行控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.  
Wang Pengfei. Research on design and operation control of five-phase fault-tolerant permanent magnet machine used for electric vehicles[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015(in Chinese).
- [11] 郝振洋, 胡育文, 黄文新. 永磁容错电机最优电流直接控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 46-51.  
Hao Zhenyang, Hu Yuwen, Huang Wenxin. Optimal current direct control strategy for fault tolerant permanent magnet motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 46-51(in Chinese).
- [12] Chen Q, Liu G, Zhao W, et al. Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brushless motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 12-22.
- [13] Zhang L, Fan Y, Cui R, et al. Fault-tolerant direct torque control of five-phase FTFSCW-IPM motor based on analogous three-phase SVPWM for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 910-919.
- [14] 薛山, 温旭辉. 基于矢量空间解耦的五相永磁同步电机建模与仿真[J]. 微特电机, 2006, 34(6): 21-23.  
Xue Shan, Wen Xuhui. Modeling and simulation of five-phase PMSM based on vector space decomposition[J]. Small & Special Electrical Machines, 2006, 34(6): 21-23(in Chinese).
- [15] 赵品志, 杨贵杰, 李勇. 五相永磁同步电动机单相开路故障的容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 68-76.  
Zhao Pinzhi, Yang Guijie, Li Yong. Fault-tolerant control strategy for five-phase permanent magnetic synchronous motor under single phase open-circuit fault condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 68-76(in Chinese).