三电平逆变器驱动双定子绕组PMSM系统容错控制

李俊泓[1]，王岫鑫[2]

（1. 广安职业技术学院 智能制造与能源工程学院，四川 广安 638000；
2. 重庆邮电大学 自动化学院，重庆 400065）

摘要：为了提高三电平逆变器驱动双定子绕组永磁同步电机（PMSM）系统的运行能力，设计了一种针对缺相故障和开关管开路故障的新型容错控制策略。新方案基于矢量空间解耦（VSD）控制实现了2套定子绕组的整体转矩控制。新方案可以实现优化目标下的缺相故障容错控制，如最小电流幅值方差。此外，针对开关管开路故障提出了基于VSD的补偿方案，即通过调整开关调制策略，实现了系统对称运行。新型容错控制方案还能抑制电流谐波和直流母线中点电压偏差。最后，PMSM容错试验结果验证了新型控制方案的有效性。

关键词：双定子绕组永磁同步电机；三电平逆变器；容错控制；矢量空间解耦；脉宽调制

中图分类号：TM351 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd19370

Fault Tolerant Control of Dual Stator Winding PMSM System Driven by Three-level Inverters

LI Junhong[1], WANG Xiuxin[2]

（1. *School of Intelligent Manufacturing and Energy Engineering, Guang'an Vocational & Technical College, Guang'an* 638000, *Sichuan, China*; 2. *Institute of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing* 400065, *China*）

Abstract: In order to improve the running ability of three-level inverter-driven permanent magnet synchronous motor (PMSM) system with double stator windings, a novel fault-tolerant control strategy for open-phase faults and open-switch faults was designed. The new scheme realized the integral control of the torque of the two sets of stator windings based on vector space decomposition (VSD) control. The new scheme could achieve open-phase fault tolerant control under the optimization goal, such as minimum current amplitude variance. In addition, a compensation scheme based on VSD was proposed for open-switch faults, that is, by adjusting the switching modulation strategy, the system was operated symmetrically. The current harmonics and DC bus neutral point deviation could be suppressed by the new fault tolerant control strategy. Finally, fault-tolerance test results of the PMSM verify the effectiveness of the new control scheme.

Key words: double stator winding permanent magnet synchronous motor; three-level inverter; fault tolerant control; vector space decomposition (VSD); pulse width modulation (PWM)

对于大功率，且需要高可靠性的电力传动系统，双定子绕组PMSM驱动系统是一个优选方案[1]，当系统中一个定子绕组或一个逆变器故障时，另一个绕组和逆变器仍可提供负载转矩并维持系统运行。文献[2]从不同优化目标出发，单独对每相电流进行控制设计，但研究仅限于两电平逆变器供电的多相电机驱动系统。文献[3]提出了一种基于VSD技术的转矩整体控制。文献[4]将VSD技术用于多相电机驱动系统的容错控制中，但局限于缺相故障，未提及开关管开路故障。同时，采用多电平技术可显著提高驱动系统的额定电压和容量[5]。将多电平逆变器和多定子绕组电机结合的驱动系统同时兼具两者的优点[6]，目前研究集中在电流谐波优化、共模电压消

基金项目：2016年四川省教育厅课题（16ZB0451）

作者简介：李俊泓（1985-），男，本科，副教授，Email：3169341279@qq.com

除等方面[7],对容错控制研究鲜有报道。

为了提高二极管中点钳位(neutral point clamped,NPC)型三电平逆变器供电的双定子绕组PMSM驱动系统的可靠性,本文设计了一种针对缺相故障和开关管开路故障的新型容错控制策略。控制策略基于VSD技术实现,通过同相电平偏移多载波调制和空间矢量调制(space vector modulation,SVM),可以有效解决直流母线中点电压偏差。针对开关管开路故障,提出了基于改进SVM的VSD故障容错控制。最后,开展了试验研究,验证了新型控制策略的有效性。

1　矢量空间解耦技术

图1为NPC三电平逆变器驱动双定子绕组PMSM系统示意图。

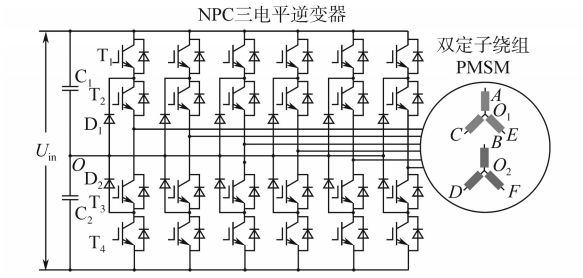


图1　NPC三电平逆变器驱动双定子绕组PMSM驱动系统配置

Fig.1　Configuration of NPC three-level inverters-fed double stator winding PMSM driving system

1.1　正常情况下的VSD建模

忽略磁饱和和磁芯损耗,可得到双定子绕组PMSM的数学模型,即电压和磁链方程为[8]

$$\begin{cases}\boldsymbol{u}_s = R_s\boldsymbol{i}_s + \mathrm{p}\boldsymbol{\Psi}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r = \boldsymbol{L}_s\boldsymbol{i}_s + \Psi_f\end{cases} \tag{1}$$

其中

$$\boldsymbol{u}_s=\begin{bmatrix}u_A\\u_B\\u_C\\u_D\\u_E\\u_F\end{bmatrix}\quad \boldsymbol{i}_s=\begin{bmatrix}i_A\\i_B\\i_C\\i_D\\i_E\\i_F\end{bmatrix}\quad \boldsymbol{\Psi}_s=\begin{bmatrix}\Psi_A\\\Psi_B\\\Psi_C\\\Psi_D\\\Psi_E\\\Psi_F\end{bmatrix}\quad \boldsymbol{\Psi}_r=\begin{bmatrix}\cos\theta\\\cos(\theta-\pi/6)\\\cos(\theta-2\pi/3)\\\cos(\theta-5\pi/6)\\\cos(\theta+2\pi/3)\\\cos(\theta+\pi/2)\end{bmatrix}$$

式中:$\boldsymbol{u}_s$为定子电压矢量;$\boldsymbol{i}_s$为定子电流矢量;$\boldsymbol{\Psi}_s$为定子磁链矢量;$\boldsymbol{\Psi}_r$为耦合到定子绕组的转子磁链矢量;Ψ_f为永磁磁链;θ为d轴和A相之间的相角;p为微分算子;R_s为每相电阻;$\boldsymbol{L}_s$为电感矩阵。电感矩阵$\boldsymbol{L}_s$如下式:

$$\boldsymbol{L}_s = \boldsymbol{A} + \boldsymbol{B} + L_{ls}\boldsymbol{E}_6 \tag{2}$$

其中

$$\boldsymbol{A}=L_{ms}\begin{bmatrix}1&\sqrt{3}/2&-1/2&-\sqrt{3}/2&-1/2&0\\\sqrt{3}/2&1&0&-1/2&-\sqrt{3}/2&-1/2\\-1/2&0&1&\sqrt{3}/2&-1/2&-\sqrt{3}/2\\-\sqrt{3}/2&-1/2&\sqrt{3}/2&1&0&-1/2\\-1/2&-\sqrt{3}/2&-1/2&0&1&\sqrt{3}/2\\0&-1/2&-\sqrt{3}/2&-1/2&\sqrt{3}/2&1\end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{B}=L_{mr}\begin{bmatrix}\cos(2\theta)&\cos(2\theta-\pi/6)&\cos(2\theta-2\pi/3)&\cos(2\theta-5\pi/6)&\cos(2\theta-4\pi/3)&\cos(2\theta-3\pi/2)\\\cos(2\theta-\pi/6)&-\cos(2\theta-4\pi/3)&\cos(2\theta-5\pi/6)&-\cos(2\theta)&\cos(2\theta-3\pi/2)&-\cos(2\theta-2\pi/3)\\\cos(2\theta-2\pi/3)&\cos(2\theta-5\pi/6)&\cos(2\theta-4\pi/3)&\cos(2\theta-3\pi/2)&\cos(2\theta)&\cos(2\theta-\pi/6)\\\cos(2\theta-5\pi/6)&-\cos(2\theta)&\cos(2\theta-3\pi/2)&-\cos(2\theta-2\pi/3)&\cos(2\theta-\pi/6)&-\cos(2\theta-4\pi/3)\\\cos(2\theta-4\pi/3)&\cos(2\theta-3\pi/2)&\cos(2\theta)&\cos(2\theta-\pi/6)&\cos(2\theta-2\pi/3)&\cos(2\theta-5\pi/6)\\\cos(2\theta-3\pi/2)&-\cos(2\theta-2\pi/3)&\cos(2\theta-\pi/6)&-\cos(2\theta-4\pi/3)&\cos(2\theta-5\pi/6)&-\cos(2\theta)\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中:$\boldsymbol{E}_6$为单位矩阵;L_{ls}为漏感;L_{ms},L_{mr}分别为与转子位置无关和相关的电感。

由于转子磁阻的变化频率是转子磁链的2倍,故式(4)中的角度是"2θ"而不是"θ"。

VSD技术中的变换矩阵如下:

$$\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{T}_\alpha\\\boldsymbol{T}_\beta\\\boldsymbol{T}_x\\\boldsymbol{T}_y\end{bmatrix}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1&\sqrt{3}/2&-1/2&\sqrt{3}/2&-1/2&0\\0&1/2&\sqrt{3}/2&1/2&-\sqrt{3}/2&-1\\1&-\sqrt{3}/2&-1/2&\sqrt{3}/2&-1/2&0\\0&1/2&-\sqrt{3}/2&1/2&\sqrt{3}/2&-1\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中:$\boldsymbol{T}_\alpha$,$\boldsymbol{T}_\beta$为α-β子空间的映射向量,α-β子空间对应静止坐标系;$\boldsymbol{T}_x$,$\boldsymbol{T}_y$为x-y子空间的映射向量,x-y子空间对应二维正交静止坐标系,主要对应变换后的谐波分量。

另外,o_1-o_2子空间也是通过VSD矢量空间分解方法后形成的二维正交静止坐标系,由于2套三相绕组的中性点是隔离的,通过运算后的o_1-o_2子空间上分量为零,不用考虑。

1.2　缺相故障下的VSD建模

假设故障相为F相,其余相为正常相,正常相的映射向量$\boldsymbol{T}_\alpha$和$\boldsymbol{T}_\beta$中的元素与式(5)中的元素相同,如下式所示:

$$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{T}_{\alpha}\\ \boldsymbol{T}_{\beta}\end{bmatrix}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2\\ 0 & 1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & -\sqrt{3}/2\end{bmatrix} \tag{6}$$

α-β子空间仍式与式(5)相同,而o_1-o_2子空间如下式所示:

$$\boldsymbol{T}_{o}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{T}_{o1}\\ \boldsymbol{T}_{o2}\end{bmatrix}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1 & 0 & 1 & 0 & 1\\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中:$\boldsymbol{T}_{o1}$,T_{o2}为o_1-o_2子空间的映射向量。

设置约束条件$i_B+i_D=0$,$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}$可修改为

$$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2\\ 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2\end{bmatrix} \tag{8}$$

修改$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}$后可使$\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}$正交于$\boldsymbol{T}_{o}$,同时保持$\alpha$-$\beta$子空间上电流矢量投影不变。然后,构造一个补偿矢量$\boldsymbol{T}_{z}$,如下式:

$$\boldsymbol{T}_{z}=\frac{1}{3}[1\quad -\sqrt{3}/2\quad -1/2\quad \sqrt{3}/2\quad -1/2] \tag{9}$$

使模型的维数达到故障前状态,并满足下式:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{T}_{\alpha\beta}\\ \boldsymbol{T}_{o}\end{bmatrix}\boldsymbol{T}_{z}^{\mathrm{T}}=0 \tag{10}$$

可推导出缺相故障下的广义映射矩阵为

$$\boldsymbol{T}_{5}=\frac{1}{3}\begin{bmatrix}1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2\\ 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2\\ 1 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2\\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1\\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix} \tag{11}$$

将旋转矩阵$\boldsymbol{R}_5(\theta)$乘以$\boldsymbol{T}_5$,可得到矩阵$\boldsymbol{T}_{R5}$,并将α-β坐标系上的基波分量转为d,q轴分量。旋转矩阵$\boldsymbol{R}_5(\theta)$和矩阵$\boldsymbol{T}_{R5}$如下式:

$$\boldsymbol{R}_5(\theta)=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta & 0_{1\times3}\\ -\sin\theta & \cos\theta & 0_{1\times3}\\ 0_{1\times3} & 0_{1\times3} & E_3\end{bmatrix} \tag{12}$$

$$\boldsymbol{T}_{R5}=\boldsymbol{R}_5(\theta)\boldsymbol{T}_5 \tag{13}$$

将式(12)和式(13)乘以式(1),可得到缺相故障下的双定子绕组PMSM动态模型:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}_{dq}=&R_s\boldsymbol{i}_{dq}+\left\{\begin{bmatrix}L_{ls} & 0\\ 0 & L_{ls}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{4}[3+\cos(2\theta)] & -\frac{1}{4}\sin(2\theta)\\ -\frac{1}{4}\sin(2\theta) & \frac{1}{4}[3-\cos(2\theta)]\end{bmatrix}\right.\cdot\\ &\left.\begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix}\right\}\mathrm{p}\boldsymbol{i}_{dq}+\omega\left\{\begin{bmatrix}0 & -L_{ls}\\ L_{ls} & 0\end{bmatrix}+\right.\\ &\left.\begin{bmatrix}\frac{1}{4}[3+\cos(2\theta)] & -\frac{1}{4}\sin(2\theta)\\ -\frac{1}{4}\sin(2\theta) & \frac{1}{4}[3-\cos(2\theta)]\end{bmatrix}\cdot\right.\\ &\left.\begin{bmatrix}0 & -L_q\\ L_d & 0\end{bmatrix}\right\}\boldsymbol{i}_{dq}+\omega\Psi_f\begin{bmatrix}-\frac{1}{4}\sin(2\theta)\\ \frac{1}{4}[3-\cos(2\theta)]\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{14}$$

$$u_z=R_s i_z+L_{ls}\mathrm{p}i_z \tag{15}$$

其中　　$\boldsymbol{u}_{dq}=[u_d\ \ u_q]^{\mathrm{T}}$　　$\boldsymbol{i}_{dq}=[i_d\ \ i_q]^{\mathrm{T}}$

式中:$\boldsymbol{u}_{dq}$,$\boldsymbol{i}_{dq}$分别为转子坐标系下的电压和电流;ω为转子转速;L_d,L_q分别为d,q轴同步电感;u_z,i_z为z子空间上的电压和电流分量。

若2套三相绕组不存在磁耦合,则有:

$$L_d=L_{ls}+1.5L_{ms}-1.5L_{mr}$$
$$L_q=L_{ls}+1.5L_{ms}+1.5L_{mr}$$

由式(14)可以看出,电流前系数是θ的非线性函数。为了能使用线性控制器,需进行线性化处理。因此,进行逆变换可获得以下虚拟电压方程:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}_{gh}=&R_s\boldsymbol{i}_{dq}+\begin{bmatrix}L_d+L_{ls} & 0\\ 0 & L_q+L_{ls}\end{bmatrix}\mathrm{p}\boldsymbol{i}_{dq}+\\ &\omega\begin{bmatrix}0 & -(L_q+L_{ls})\\ L_d+L_{ls} & 0\end{bmatrix}\boldsymbol{i}_{dq}+\omega\Psi_f\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}+\boldsymbol{Q}(\theta)\\ =&[u_g\quad u_h]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{16}$$

其中

$$\boldsymbol{Q}(\theta)=\begin{bmatrix}Q_d(\theta) & Q_q(\theta)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=Q_1(\theta)\mathrm{p}\boldsymbol{i}_{dq}+Q_2(\theta)\boldsymbol{i}_{dq}$$

$$Q_1(\theta)=\frac{L_{ls}}{2}\begin{bmatrix}1-\cos(2\theta) & \sin(2\theta)\\ \sin(2\theta) & 1+\cos(2\theta)\end{bmatrix}$$

$$Q_2(\theta)=\frac{R_sQ_1(\theta)}{L_{ls}}+\frac{\omega L_{ls}}{2}\begin{bmatrix}\sin(2\theta) & \cos(2\theta)-1\\ 1+\cos(2\theta) & -\sin(2\theta)\end{bmatrix}$$

将输出有功功率除以转子转速,可推导出输出转矩T_e如下:

$$T_e=3n_p[\Psi_f i_q+(L_d-L_q)i_d i_q] \tag{17}$$

式中:n_p为极对数。

输出有功功率是瞬时输入有功功率的一部分,其中还包含了功率损耗和电感上的瞬时有功功率。式(16)中的虚拟电压方程的形式与非故障条件下转子坐标系下的电压方程相似。对于两相同时故障,可推导出类似动态方程,但$\boldsymbol{Q}(\theta)$区别为

$$\boldsymbol{Q}(\theta)=R_s\boldsymbol{i}_{dq}+\begin{bmatrix}L_{ls} & 0\\ 0 & L_{ls}\end{bmatrix}\mathrm{p}\boldsymbol{i}_{dq}+\begin{bmatrix}0 & L_{ls}\\ -L_{ls} & 0\end{bmatrix}\boldsymbol{i}_{dq}$$

2　调制策略设计

2.1　缺相故障时的多载波调制

对于缺相故障时的NPC逆变器,可采用同相电平偏移多载波调制策略,以提供驱动信号[9]。图2为同相电平偏移多载波调制原理图。如图2所示,一个载波u_{c1}在零电平上方,而另一个载波u_{c2}在零电平下方。当正弦调制信号$u_m>u_{c1}$时,将产生电平P(即图1中T_3和T_4断开,T_1和T_2导通)。当$u_m<u_{c2}$时,将产生电平N(T_3和T_4在T_1和T_2导通时

导通)。对于其他情况,将产生电平O(T_2和T_3在T_1和T_4关闭时打开)。可将零序分量注入到调制信号中以增加输出电压的基波分量,但本文中的零序分量注入将应用到控制直流母线中点电压。

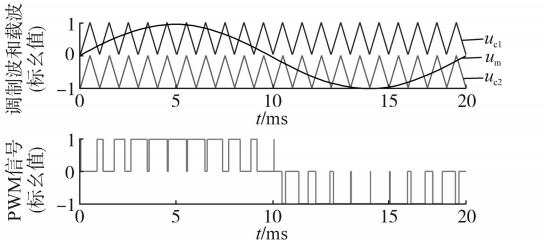


图2　同相电平偏移多载波调制原理

Fig.2　Principle of in-phase level-shifted multicarrier modulation

直流母线中点电压应在容错运行期间进行控制。图3给出了NPC三电平逆变器的等效开关电路,其中F相处于开路,其余非故障相的开关状态由S_x(x=A,B,…,E)表示。S_x的值可以为-1,0和1,分别代表N,O和P状态。当S_x=0时,负载电流通过钳位二极管流入直流母线的中点。

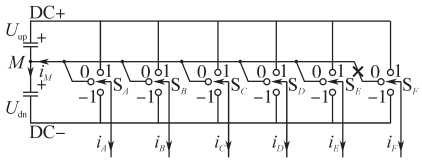


图3　NPC三电平逆变器故障后简化电路

Fig.3　Simplified circuit of NPC three-level inverter after fault

如图3所示,注入直流母线中点的电流瞬时值为

$$i_M=-\sum_{x=A}^{E}(1-|S_x|)i_x=\sum_{x=A}^{E}|S_x|i_x \tag{18}$$

通过注入零序分量,调制电压表示为

$$u_{\mathrm{mx,pu}}=u_{\mathrm{rx,pu}}+u_{0,\mathrm{pu}} \tag{19}$$

式中:$u_{\mathrm{mx,pu}}$为每相最终输出调制电压的标么值;$u_{\mathrm{rx,pu}}$为电流控制器输出调制电压的标么值;$u_{0,\mathrm{pu}}$为注入零序电压的标么值。

因此,由式(18)和式(19)可得到:

$$i_M=\sum_{x=A}^{E}|u_{\mathrm{mx,pu}}|i_x=\sum_{x=A}^{E}|u_{\mathrm{rx,pu}}+u_{0,\mathrm{pu}}|i_x \tag{20}$$

其中,电压和电流值是每个采样间隔T_s内的平均值。为了描述调制电压$u_{\mathrm{mx,pu}}$和注入电流i_M之间的关系,定义函数Sign($u_{\mathrm{mx,pu}}$)如下:

$$\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{mx,pu}})=\begin{cases}1 & u_{\mathrm{mx,pu}}>0\\ 0 & u_{\mathrm{mx,pu}}=0\\ -1 & u_{\mathrm{mx,pu}}<0\end{cases} \tag{21}$$

进一步,式(20)改写为

$$i_M=u_{0,\mathrm{pu}}\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{mx,pu}})i_x+\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{mx,pu}})u_{\mathrm{rx,pu}}i_x \tag{22}$$

因此,直流母线中点电压偏差与电流注入之间的关系如下式所示:

$$\begin{aligned}\Delta U_c(k)&=U_{\mathrm{up}}(k)-U_{\mathrm{dn}}(k)\\&=\Delta U_c(k-1)\cdot[u_{0,\mathrm{pu}}\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{mx,pu}})i_x+\\&\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{mx,pu}})u_{\mathrm{rx,pu}}i_x]/C\end{aligned} \tag{23}$$

式中:k为第k个控制周期;U_{up}为上部电容C_{up}电压;U_{dn}为下部电容C_{dn}电压。

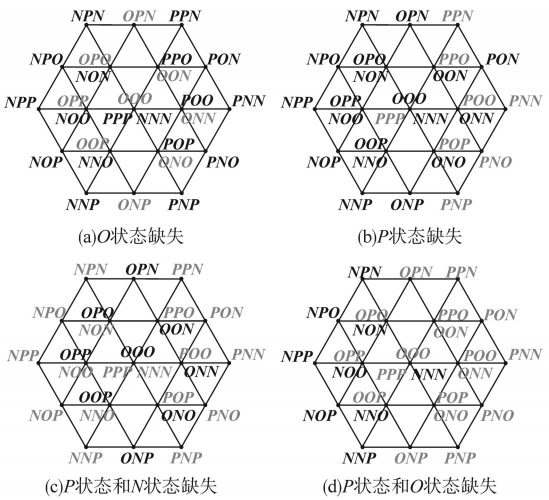
为了实现$\Delta U_c(k-1)=0$,同时考虑到零序电压$u_{0,\mathrm{pu}}$与$u_{\mathrm{rx,pu}}$相比较小,可推导出零序电压$u_{0,\mathrm{pu}}$为

$$u_{0,\mathrm{pu}}=\frac{C\Delta U_c(k-1)T_s-\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{rx,pu}})u_{\mathrm{rx,pu}}i_x}{\sum_{x=A}^{E}\mathrm{Sign}(u_{\mathrm{rx,pu}})i_x} \tag{24}$$

至此,式(24)中的零序电压将加到闭环电流控制器的输出调制电压上,用于缺相故障下的非故障相桥臂控制。

2.2　开关管开路故障下的SVM调制

NPC三电平逆变器具有冗余开关状态,这非常有利于PMSM驱动系统的容错控制。因此,可以对电路重构并使用冗余矢量来维持逆变器对称运行,输出三相平衡电压。图4给出了三相NPC三电平逆变器在A相出现开关管开路故障后的SVM典型电压矢量分布。



(a)O状态缺失　(b)P状态缺失

(c)P状态和N状态缺失　(d)P状态和O状态缺失

图4　A相开关管开路故障后的典型电压矢量分布

Fig.4　Typical voltage vectors distribution after open-switch faults inphase A

其中,如图4a所示,O状态缺失后,NPC三电平逆变器被强制退回至两电平模式,但这保持了两电平逆变器的对称运行。对于图4b中的P状态缺失和图4c中的P状态和N状态缺失,A相始

终工作在O状态,电压轨迹维持在内部小六边形中来保持对称运行。但内六边形的电压幅值较小,逆变器应在低速区域工作。对于图4d中的P状态和O状态缺失,由于电压矢量的不平衡分布,不能保持驱动器的对称运行。

3 容错控制设计

3.1 缺相故障时的容错控制

当缺相故障发生后,为消除转矩脉动,需重新设置电流参考。为了在限制电流幅值的同时降低铜损,将i_d^*设为0,转速闭环控制输出即为i_q^*。为了对转矩整体控制,只使用了一个转子坐标系。通过对i_d^*和i_q^*应用逆Park变换,α-β子空间中的基波电流参考为

$$\begin{cases} i_\alpha^* = -i_q^* \sin\theta \\ i_\beta^* = i_q^* \cos\theta \end{cases} \tag{25}$$

基于VSD矩阵,可推导相电流参考值与α-β子空间分量之间的关系:

$$\begin{cases} 2i_A^* + \sqrt{3}i_B^* - i_C^* - \sqrt{3}i_D^* - i_E^* = -6i_q^* \sin\theta = 6i_\alpha^* \\ i_B^* + \sqrt{3}i_C^* + i_D^* - \sqrt{3}i_E^* - i_F^* = 6i_q^* \cos\theta = 6i_\beta^* \end{cases} \tag{26}$$

同时,应满足以下相电流限制条件:

$$\begin{cases} i_A^* + i_C^* + i_E^* = 0 \\ i_B^* + i_D^* + i_F^* = 0 \end{cases} \tag{27}$$

除了转矩脉动抑制外,还可实现其他优化目标,如最小电流幅值方差控制,将相电流参考改写为

$$i_j^* = x_j \sin\theta + y_j \cos\theta \quad j = A,B,\cdots,F$$

那么电流幅值方差最小化目标可表示为

$$F_{\mathrm{PM}}(x_A,\cdots,x_F,y_A,\cdots,y_F) = \frac{1}{6-n_{\mathrm{F}}}\sum_{i=A}^{F} R_{\mathrm{s}}(x_i^2+y_i^2) - \left[\frac{1}{6-n_{\mathrm{F}}}\sum_{i=A}^{F}\sqrt{x_i^2+y_i^2}\right]^2 \tag{28}$$

式中:n_{F}是故障相的数量。

基于约束条件和优化目标,应用拉格朗日优化函数可推导出优化电流参考为

$$\begin{cases} i_A^* = 0.667 i_q^* \sin(\theta + 180^\circ) \\ i_B^* = 1.155 i_q^* \sin(\theta + 180^\circ) \\ i_C^* = 1.764 i_q^* \sin(\theta + 79.104^\circ) \\ i_D^* = 1.155 i_q^* \sin\theta \\ i_E^* = 1.764 i_q^* \sin(\theta - 79.104^\circ) \end{cases}$$

由式(14)和式(15)中模型,可使用基于VSD的控制方式,将VSD矩阵应用于前述相电流基准可获得优化后z子空间的电流分量为$i_z^* = 0.333 i_q^* \sin\theta$。类似地,可推导出两相($A$相和$F$相)缺相故障时的容错控制电流参考如下:

$$\begin{cases} i_B^* = 1.732 i_q^* \sin(\theta + 180^\circ) \\ i_C^* = 1.732 i_q^* \sin(\theta + 90^\circ) \\ i_D^* = 1.732 i_q^* \sin\theta \\ i_E^* = 1.732 i_q^* \sin(\theta - 90^\circ) \end{cases}$$

图5给出了在缺相故障下,NPC三电平双定子绕组PMSM驱动系统的容错控制框图。如图5所示,q轴和d轴电流闭环控制分别产生虚拟电压基准u_{g}^*和u_{h}^*。数学模型中的前馈项即体现为补偿电压,即Δu_{g}^*和Δu_{h}^*。此外,d,q轴电流控制器的带宽被设计为大于2ω,从而可以有效地控制振荡项2θ。对于z子空间上电流$i_z^* = 0.333 i_q^* \sin\theta$,采用PR控制器进行控制。

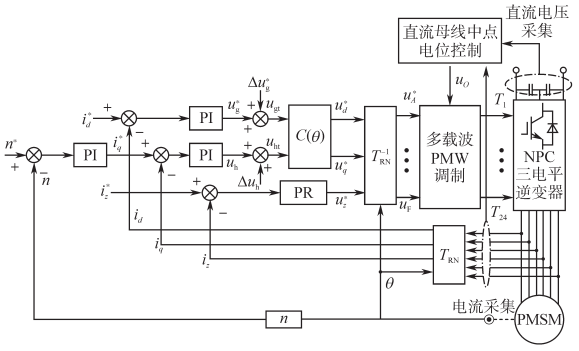


图5　缺相故障时的容错控制方案框图

Fig.5　Block diagram of fault tolerant control scheme of open-phase faults

3.2 开关管开路故障时的容错控制

图6给出了在开关管开路故障下,NPC三电平双定子绕组PMSM驱动系统的容错控制框图。

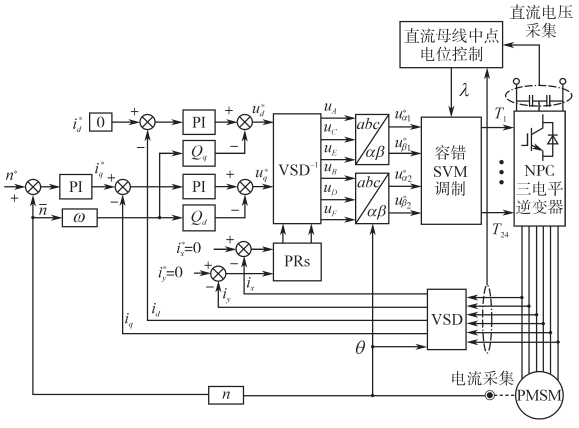


图6　开关管开路故障时的容错控制方案框图

Fig.6　Block diagram of fault tolerant control scheme of open-switch faults

如图6所示,d轴和q轴电流闭环控制在基波子空间上产生u_d^*和u_q^*,而谐波子空间上的闭环电流控制用于跟踪u_x^*和u_y^*。解耦项$Q_d=\omega\Psi_f+\omega L_d i_d$和$Q_q=\omega L_q i_q$分别添加到$d$轴和$q$轴电流控制器。然后,利用逆VSD变换和Clark变换计算电压基准$u_{\alpha1}^*$,$u_{\beta1}^*$,$u_{\alpha2}^*$和$u_{\beta2}^*$。并根据图4中的修正SVM矢量分布,输出矢量合成的开关信号给余下的非故障开关管。

4　试验验证

为了验证所提出新型容错控制策略的有效性,搭建了PMSM拖动试验平台,并开展了试验研究。试验平台如图7所示,试验系统PMSM主要参数为:额定转速ω_n=1 500 r/min,额定转矩T_n=19 N·m,定子电阻R_s=0.8 Ω,d轴电感L_d=8.71 mH,q轴电感L_q=5.68 mH,永磁磁链Ψ_f=0.31 Wb,极对数n_p=3;另外,直流电容容值C_1=1 000 μF,开关频率f_n=5 kHz,前端直流电压U_{in}=200 V。试验平台中双定子绕组PMSM系统采用2台磁隔离的三相PMSM实现,由于双定子绕组PMSM 2套三相绕组的中性点是隔离的,也即双定子绕组PMSM 2套定子绕组是磁场不耦合的,故此处等效是合理的。负载电机基于三相永磁发电机和电阻负载实现,负载转矩可以通过负载电阻进行调节。试验平台中的NPC三电平逆变器基于英飞凌公司的F3L100R07W2E3模块构建,控制算法的硬件平台采用德州仪器公司的DSP芯片TMS320F28335。

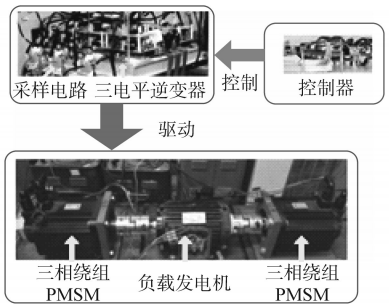


图7　试验平台

Fig.7　Experimental platform

图8为在没有容错控制的情况下,F相故障时的试验波形。其中,直流母线电压100 V(为半桥电压),电机转速400 r/min,且机组的负载转矩为7 N·m。从图8a和图8c中转矩波形可以看出,系统转矩出现了明显脉动。图8b和图8d分别显示了故障绕组和正常绕组的相电流波形。

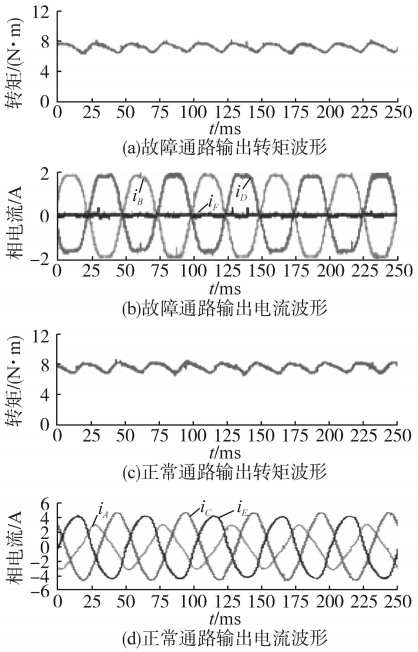


图8　F相故障时无容错控制试验波形

Fig.8　Test waveforms during F-phase fault without fault tolerant control

图9为实施容错控制下,F相故障时的试验波形。其中,直流母线电压100 V,电机转速400 r/min。从图9a和图9c中的转矩波形可看出,系统的转矩脉动得到了抑制。图9b和图9d分别显示了故障绕组和正常绕组的相电流波形。图9e为施加容错控制时中点电压波形和z子空间电流波形,可以看出,直流母线中点电压偏差在故障后通过使用零序电压注入得到了很好的抑制,而z子空间电流被控制为$0.333i_q^*\sin\theta$以获得最小电流幅值方差。

图10为实施容错控制下,F相故障时的动态试验波形。图10a和图10b为转速参考值在300 r/min和500 r/min阶跃变化时的转速动态波形,可以看出,转速可以准确地追踪参考值。图10c和图10d为电机转速保持在400 r/min,负载转矩在3.2 N·m和7.13 N·m之间切换时的动态试验波形,可以看出,转速能快速稳定,负载动态较好。

图11为T_1开路故障时,实施容错控制的试验波形。图11a和图11b为T_1开路故障前的相电流波形和A相桥臂输出电压波形,图11c和图11d为T_1开路故障后施加容错控制的相电流波形和A相桥臂输出电压波形,从图11中可以看出,故障前后相电流波形相同,但是A相电压被容错控制钳位为0。

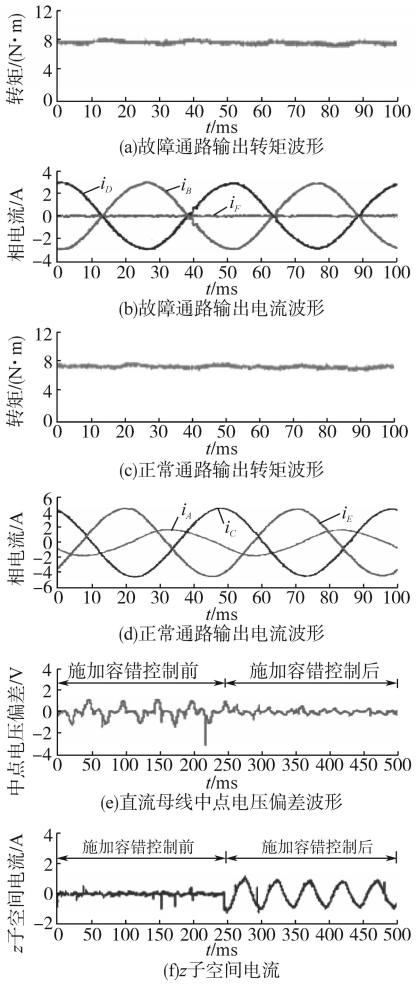


图9　F相故障时使用容错控制试验波形

Fig.9　Test waveforms during F-phase fault with fault tolerant control

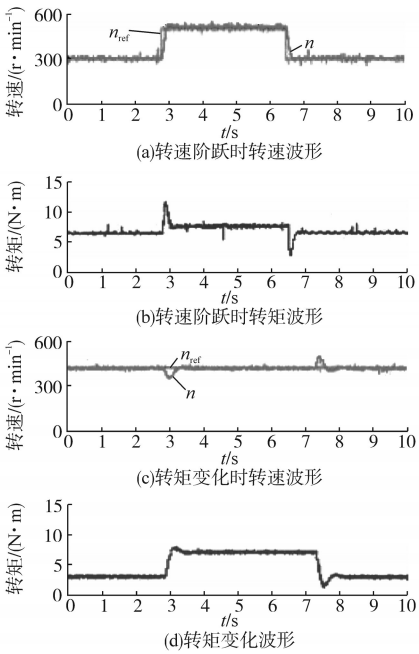


图10　F相故障时使用容错控制的动态试验波形

Fig.10　Dynamic test waveforms during F-phase fault with fault tolerant control

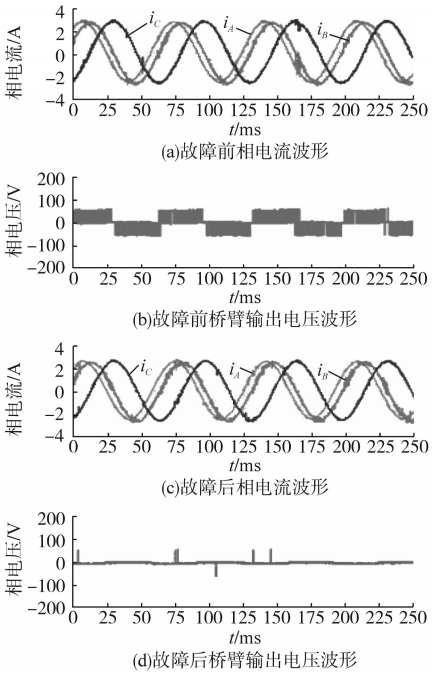


图11　T_1开路故障时采用容错控制试验波形

Fig.11　Test waveforms during open-switch fault in T_1 with fault tolerant control

图12为T_1开路故障后,使用容错控制和不使用容错控制的对比试验波形,对比使用容错控制前后x–y子空间电流和相电流波形可以看出,容错控制可以消除x–y子空间电流的波动和相电流畸变,同时转矩脉动也得到明显抑制。

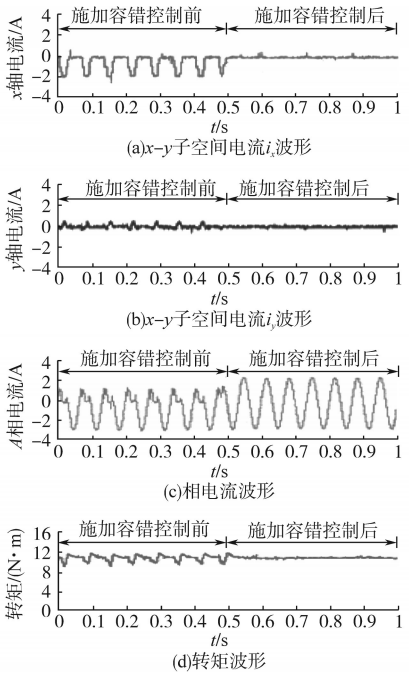


图12　T_1开路故障时采用和不采用容错控制对比试验波形

Fig.12　Contrast test waveforms during open-switch fault in T_1 with and without fault tolerant control

图13为T_1开路故障后采用容错控制的动态试验波形。图13a和图13b为转速参考值在300 r/min和400 r/min之间阶跃变化时的转速动态波形,可以看出,转速可以准确地追踪参考值。图13c和图13d为电机转速保持在300 r/min,负载转矩在3.2 N·m和7.13 N·m之间切换时的动态试验波形,可以看出,转速能快速稳定,负载动态较好。

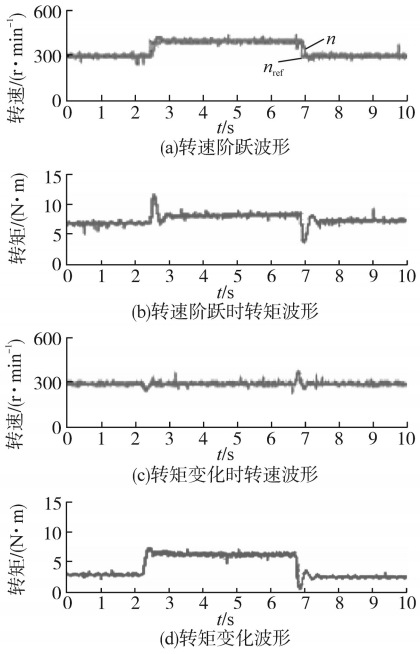


图13　T_1开路故障时使用容错控制的动态试验波形

Fig.13　Dynamic test waveforms during open-switch fault in T_1 with fault tolerant control

5　结论

围绕NPC三电平逆变器驱动双定子绕组PMSM的容错运行控制问题,本文针对缺相故障和开关管开路故障,基于VSD技术设计了容错控制方案,现总结主要结论如下:

1)不同于对多定子绕组转矩分别进行控制的传统方案,新型容错方案可以整体控制PMSM转矩,大大简化了控制器结构;

2)对于缺相故障,设计了多载波调制策略,并通过推导z子空间上的最优电流参考,实现了最小电流幅值方差和最小铜损的容错控制;

3)对于开关管开路故障,设计了修正型SVM调制策略,并基于VSD技术,实现了驱动系统对称相电流和平滑转矩脉动的容错运行;

4)试验结果验证了在缺相故障和开关管开路故障情况下,所提出的容错控制方案能够有效缓解转矩振荡,实现系统的容错运行。

参考文献

[1] 张华强,秦秀敬,于亚新,等. 双三相永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电气传动,2017,47(2):3-8.

[2] 周长攀,杨贵杰,苏健勇,等. 基于正常解耦变换的双三相永磁同步电机缺相容错控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(2):86-96.

[3] 王学庆,王政,程明. T型三电平逆变器馈电双三相PMSM直接转矩控制[J]. 电工技术学报,2017,32(s1):116-123.

[4] Ryu H M,Kim J W,Sul S K. Synchronous-frame Current Control of Multiphase Synchronous Motor under Asymmetric Fault Condition Due to Open Phases[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2006,42(4):1062-1070.

[5] 於锋,程明,花为,等. 基于NPC三电平九相磁通切换永磁电机的控制[J]. 电机与控制学报,2017,21(2):18-26.

[6] 年珩,陈亮. 基于三电平变流器的单边可控开绕组永磁同步发电机系统控制技术[J]. 中国电机工程学报,2016,36(22):6238-6245.

[7] Bhattacharya S,Mascarella D,Joós G,*et al*. A Dual Three-level T- NPC Inverter for High- power Traction Applications[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics,2016,4(2):668-678.

[8] 张华强,鲁晓彤,赵建平,等. 双三相和两相永磁同步电机串联系统方法研究[J]. 微特电机,2015,43(7):57-62.

[9] 周长攀,苏健勇,杨贵杰,等. 基于双零序电压注入PWM策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(10):2522-2533.

收稿日期:2018-08-03
修改稿日期:2018-10-22