

九相感应电机单相开路的容错控制策略研究*

李 勇¹, 郑 琦², 郑 瑜³

(1. 金华电业局, 浙江 金华 321000 ; 2. 宁波电业局, 浙江 宁波 315200 ;

3. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 由于多相感应电机的定子相数多于三相, 其可靠性相较于三相电机大大提高。当多相感应电机的一个(或几个)定子绕组开路或变频器的一个(或几个)桥臂出现开路故障的情况下, 不会影响调速系统的启动和运行。针对多相电机的这种特性, 分析了两种容错控制策略, 使得多相感应电机在单相开路的情况下能够实现无扰运行, 并获得平稳的期望转矩。同时以一台九相感应电机为研究对象, 使用有限元进行了仿真。研究结果表明, 这两种容错算法均为有效且可靠。

关键词: 九相感应电机; 单相开路; 无扰运行; 容错控制

中图分类号: TM343

文献标志码: A

文章编号: 1001 - 4551(2011)09 - 1124 - 05

Fault - tolerant control strategy of 9 - phase induction motor with one phase open

LI Yong¹, ZHENG Qi², ZHENG Yu³

(1. Jinhua Electric Power Corporation, Jinhua 321000, China; 2. Ningbo Electric Power Corporation, Ningbo 315200, China; 3. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Multiphase induction motor is more reliable than three phase induction motor, because it has more than three phases in the stator. As a result, the loss of one or more phases did not prevent the machine starting and working. Aiming at those features, two fault-tolerant motor control strategies were analyzed incorporating a multiphase motor that allowed for continuous, disturbance-free operation of the drive even with complete loss of one (or more) legs of the inverter or motor phase. A complete finite element analysis of a nine phase induction motor utilizing those controls was included. The simulation results illustrate the validity and the efficiency of the proposed method.

Key words: nine phase induction motor; one phase open; disturbance-free operation; fault-tolerant control strategy

0 引 言

由于电力机车驱动、舰船驱动、军事装备驱动等应用场合的需要, 近年来, 研究电机驱动系统可靠性的战略意义日益显著^[1-5]。电气传动系统中有许多保证高可靠性的方法, 例如使用高质量的材料和器件, 采用元件、模块与系统级的冗余等, 然而这些方法都将大幅度增加硬件成本。因此, 人们期望通过调整软件的控制算法来提高系统的可靠性, 减小系统的硬件成本投入,

并希望实现无扰运行。

电机驱动系统中的故障可分为电机本体故障(匝间短路、断条和轴承故障等)和功率变换器故障(短路和断路等)。T. M. Jahns 对多相冗余系统在不同情况下某一相开路或短路时, 采用稳态和瞬态等电路法对多相电机的稳态、瞬态特性进行具体分析。Y. Zhao 在矢量空间分解的基础上, 对双三相感应电机缺一相时进行建模, 并对其空间电压矢量进行了分析, 实现了缺一相时的磁场定向控制。西安交通大学对十五相电机

收稿日期: 2011 - 02 - 28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50677060); 浙江省教育厅资助项目(Y200907092); 浙江省科技计划资助项目(2008C01011 - 2; 2008C21163)

作者简介: 李 勇(1983 -), 男, 浙江金华人, 主要从事电力管理方面的工作. E-mail: dayuee@hotmail.com

的容错运行进行了分析研究。

本研究主要研究电流源供电下电机的缺相运行情况。由于电机绕组开路、功率器件开路和短路等经常发生的故障都可以通过硬件故障隔离的方法转变为电机缺相运行,从而大大简化了控制的复杂性^[6]。

本研究以一台九相感应电机为研究对象,分析两种的缺相故障容错运行控制策略,其补偿思想是:①求解定子缺相后的转矩表达式,表达式中含有一个恒定分量和一个脉动分量,通过调节剩余各相电流使该脉动值为0从而达到补偿的目的;②无故障情况下电机平稳运行时各 $d-q$ 平面内定子电流都产生圆形旋转磁场,故障后只需使剩余各相电流合成 MMF 为圆形磁场,即可获得平稳的运行性能,但故障前、后的定子磁动势必须相同。

1 九相感应电机单相开路时的数学模型

多相电机的数学模型是进一步分析电机性能的重要工具。九相电机的定子和转子的电压方程如下^[7-9]:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]) \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s]) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: V, I, R, L —电压、电流、电阻、电感矩阵,下标 s, r —定子和转子, sr —互感。

当 A 相开路时,则其电压和电流矢量为:

$$\begin{cases} [V_s] = [\vec{v}_{s2} \vec{v}_{s3} \vec{v}_{s4} \vec{v}_{s5} \vec{v}_{s6} \vec{v}_{s7} \vec{v}_{s8} \vec{v}_{s9}]^T \\ [I_s] = [\vec{i}_{s2} \vec{i}_{s3} \vec{i}_{s4} \vec{i}_{s5} \vec{i}_{s6} \vec{i}_{s7} \vec{i}_{s8} \vec{i}_{s9}]^T \end{cases} \quad (2)$$

通过坐标变换,将电压、电流变换到静止的 $\alpha\beta$ 平面^[10]

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_{s\alpha} \\ \vec{v}_{s\beta} \\ \vec{i}_{s\alpha} \\ \vec{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = [c_s] \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中: $[c_s] = \begin{bmatrix} [a]/\|a\| \\ [b]/\|b\| \end{bmatrix}$, $\xi = 2\pi/9$ 。

$$\begin{aligned} [a_0] &= [\cos(0), \cos(-\xi), \cos(-2\xi), \dots, \cos(-8\xi)] \\ [b_0] &= [\sin(0), \sin(-\xi), \sin(-2\xi), \dots, \sin(-8\xi)] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} [a] &= [\cos(-\xi), \cos(-2\xi), \cos(-3\xi), \dots, \cos(-8\xi)] \\ [b] &= [\sin(-\xi), \sin(-2\xi), \sin(-3\xi), \dots, \sin(-8\xi)] \end{aligned} \quad (5)$$

式中:上标 T—求矩阵的转置; c_s —坐标变换矩阵;下标 α, β — α 平面和 β 平面; $\|a\|, \|b\|$ —向量 $[a], [b]$ 的模。

则在 $\alpha\beta$ 平面的定子与转子的电压方程为:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (7)$$

式中:

$$\psi_{s\alpha} = L_{sd} i_{s\alpha} + M_d i_{r\alpha} \quad (8)$$

$$\psi_{s\beta} = L_{sq} i_{s\beta} + M_q i_{r\beta}$$

$$\psi_{r\alpha} = M_d i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \quad (9)$$

$$\psi_{r\beta} = M_q i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}$$

$$\begin{cases} L_{sd} = L_{ls} + \|a\|^2 L_{ms}, M_d = \|a_0\| \|a\| L_{ms} \\ L_{sq} = L_{ls} + \|b\|^2 L_{ms}, M_q = \|b_0\| \|b\| L_{ms} \\ L_r = L_{lr} + \|a_0\|^2 L_{ms} = L_{lr} + \|b_0\|^2 L_{ms} \end{cases} \quad (10)$$

式中: ψ —磁链;下标 $d, q, 0$ — $d, q, 0$ 坐标系; L_{ms} —定子激磁电感; L_{ls}, L_{lr} —定子和转子的漏感; $\|a_0\|, \|b_0\|$ —向量 $[a_0], [b_0]$ 的模。

其电磁转矩方程为^[11]:

$$T_m = \frac{P}{L_r} (M_q i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - M_d i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) = T_{steady} + T_{pulse} \quad (11)$$

$$T_{steady} = \frac{P}{L_r} \frac{1}{D} \left[\begin{aligned} &M_d M_q I_\alpha I_\beta \sqrt{1 + \mathbf{I}_r^2 \omega_s^2} \sin(\phi_1 - \phi_2) \\ &- \frac{\mathbf{I}_r \omega_r}{2} (M_d^2 I_\alpha^2 + M_q^2 I_\beta^2) \cos(\phi_1) \end{aligned} \right] \quad (12)$$

$$T_{pulse} = \frac{P}{L_r} \frac{\mathbf{I}_r \omega_r}{2D} (M_d^2 I_\alpha^2 - M_q^2 I_\beta^2) \cos(2\theta_s - \phi_1) \quad (13)$$

其中:

$$\begin{cases} \omega_r = P\Omega \\ \theta_s = \omega_s t \\ i_{s\alpha}(t) = I_\alpha \cos(\theta_s) \\ i_{s\beta}(t) = I_\beta \cos(\theta_s) \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \mathbf{I}_r = L_r/R_r \\ D = \sqrt{[1 + \mathbf{I}_r^2(\omega_r^2 - \omega_s^2)]^2 + 4\mathbf{I}_r^2\omega_s^2} \\ \phi_1 = \tan^{-1}((2\mathbf{I}_r\omega_s)/(1 + \mathbf{I}_r^2(\omega_r^2 - \omega_s^2))) \\ \phi_2 = \tan^{-1}(\mathbf{I}_r\omega_s) \end{cases} \quad (15)$$

式中： P —极对数， ω_s —定子磁场同步转速， ω_r —转子电角速度， Ω —转子机械转速， I_α 、 I_β — $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 的幅值， \mathbf{I}_r —转子时间常数， T_m —输出转矩， T_{steady} 、 T_{pulse} —输出转矩的恒定分量和脉动分量。

2 两种无扰运行容错控制策略

2.1 基于抑制转矩脉动原理的容错策略(方法 1)

求解定子缺相后的转矩表达式,由式(11)可知,其输出转矩含有两个分量,一个恒定,一个脉动,设法通过调节剩余各相电流使该波动值为 0 从而达到补偿的目的。即只要 I_α 和 I_β 成一定比例即可削减转矩脉动^[12]：

$$M_d^2 I_\alpha^2 - M_q^2 I_\beta^2 = 0 \quad (16)$$

可得：

$$\left| \frac{I_\alpha}{I_\beta} \right| = \frac{M_q}{M_d} = \frac{\|\mathbf{b}\|}{\|\mathbf{a}\|} \quad (17)$$

$$[\mathbf{I}'_s] = k_2 [\vec{i}_{s2} \vec{i}_{s3} \vec{i}_{s4} (k_1 \vec{i}_{s5}) (k_1 \vec{i}_{s6}) \vec{i}_{s7} \vec{i}_{s8} \vec{i}_{s9}]^T \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_{s\alpha} \\ \vec{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}][\mathbf{I}'_s] \quad (19)$$

在此, k_2 为调整系数,使得经调整后的 $\vec{i}_{s\alpha}$ 、 $\vec{i}_{s\beta}$ 能输出期望的转矩。

由式(18,19)代入式(17)中可得 $k_1 = 1.652\ 65$, $k_2 = 0.982$ 。

即：

$$\begin{aligned} \vec{i}_{s2} &= 0.982I \cos(\theta - 2\pi/9) \\ \vec{i}_{s3} &= 0.982I \cos(\theta - 4\pi/9) \\ \vec{i}_{s4} &= 0.982I \cos(\theta - 6\pi/9) \\ \vec{i}_{s5} &= 0.982I \cos(\theta - 8\pi/9) \cdot 1.652\ 65 \\ \vec{i}_{s6} &= 0.982I \cos(\theta - 10\pi/9) \cdot 1.652\ 65 \\ \vec{i}_{s7} &= 0.982I \cos(\theta - 12\pi/9) \\ \vec{i}_{s8} &= 0.982I \cos(\theta - 14\pi/9) \\ \vec{i}_{s9} &= 0.982I \cos(\theta - 16\pi/9) \end{aligned} \quad (20)$$

式中： I —故障前定子电流矢量幅值。

补偿后的各相电流向量图如图 1 所示。

补偿后的定子铜耗与正常运行时的定子铜耗比如下：

$$\frac{P_{cu}'}{P_{cu}} = \frac{\vec{i}'_{s2}{}^2 + \vec{i}'_{s3}{}^2 + \vec{i}'_{s4}{}^2 + \dots + \vec{i}'_{s9}{}^2}{\vec{i}'_{s1}{}^2 + \vec{i}'_{s2}{}^2 + \vec{i}'_{s3}{}^2 + \vec{i}'_{s4}{}^2 + \dots + \vec{i}'_{s9}{}^2} = 1.228$$

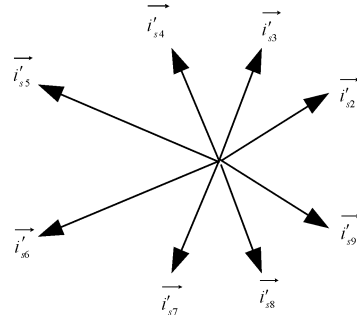


图 1 方法 1 补偿后的各相电流向量图

2.2 基于保持磁动势恒定原理的容错策略(方法 2)

由于本研究中所研究的九相感应电机采用短距分布绕组,可近似认为其绕组只含基波分量。那么,其定子绕组磁动势为^[13-14]：

$$MMF = N \vec{i}_{s1} + \delta N \vec{i}_{s2} + \delta^2 N \vec{i}_{s3} + \delta^3 N \vec{i}_{s4} + \delta^4 N \vec{i}_{s5} + \delta^5 N \vec{i}_{s6} + \delta^6 N \vec{i}_{s7} + \delta^7 N \vec{i}_{s8} + \delta^8 N \vec{i}_{s9} \quad (21)$$

式中： N —每相定子绕组绕组系数； δ —单位旋转因子， $\delta = e^{j2\pi/9}$ 。

化简,可得：

$$MMF = \frac{9NI}{2} e^{j\theta_s} \quad (22)$$

式中： I —故障前定子电流矢量幅值。

当 A 相发生故障断路时,为了保证故障前后定子旋转磁势不变,要求如下：

$$\begin{aligned} \frac{9NI}{2} e^{j\theta_s} &= \delta N \vec{i}'_{s2} + \delta^2 N \vec{i}'_{s3} + \delta^3 N \vec{i}'_{s4} + \delta^4 N \vec{i}'_{s5} + \\ &\delta^5 N \vec{i}'_{s6} + \delta^6 N \vec{i}'_{s7} + \delta^7 N \vec{i}'_{s8} + \delta^8 N \vec{i}'_{s9} \end{aligned} \quad (23)$$

上式中实部和虚部分别相等,有：

$$\begin{aligned} \frac{9}{2} I \cos\theta_s &= \cos \frac{2\pi}{9} (\vec{i}'_{s2} + \vec{i}'_{s9}) + \cos \frac{4\pi}{9} (\vec{i}'_{s3} + \vec{i}'_{s8}) + \\ &\cos \frac{6\pi}{9} (\vec{i}'_{s4} + \vec{i}'_{s7}) + \cos \frac{8\pi}{9} (\vec{i}'_{s5} + \vec{i}'_{s6}) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \frac{9}{2} I \sin\theta_s &= \sin \frac{2\pi}{9} (\vec{i}'_{s2} - \vec{i}'_{s9}) + \sin \frac{4\pi}{9} (\vec{i}'_{s3} - \vec{i}'_{s8}) + \\ &\sin \frac{6\pi}{9} (\vec{i}'_{s4} - \vec{i}'_{s7}) + \sin \frac{8\pi}{9} (\vec{i}'_{s5} - \vec{i}'_{s6}) \end{aligned} \quad (25)$$

引入无中线连接的附加条件,由于无中线连接,则：

$$\vec{i}'_{s2} + \vec{i}'_{s3} + \vec{i}'_{s4} + \vec{i}'_{s5} + \vec{i}'_{s6} + \vec{i}'_{s7} + \vec{i}'_{s8} + \vec{i}'_{s9} = 0 \quad (26)$$

显然,由式(24~26)构成的方程组有3个方程,却有8个未知数,方程组有无穷多组解,因此需要引入其他的附加条件。尽管电流补偿后电机转矩并无变化,但定子铜耗增大,电机的效率降低,因此,定子铜耗最小常被作为一个附加条件。本研究采用拉格朗日法求解上述条件的极值点,以求得满足其他条件后定子铜耗最小时对应的各相电流值。

定子绕组铜损耗为:

$$P'_{cu} = r_s \cdot \vec{i}'_{s2}{}^2 + \vec{i}'_{s3}{}^2 + \vec{i}'_{s4}{}^2 + \vec{i}'_{s5}{}^2 + \vec{i}'_{s6}{}^2 + \vec{i}'_{s7}{}^2 + \vec{i}'_{s8}{}^2 + \vec{i}'_{s9}{}^2 \quad (27)$$

本研究采用拉格朗日乘数法,构造函数 $P(\vec{i}'_{s2}, \dots, \vec{i}'_{s9}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$, 其中 λ_1, λ_2 和 λ_3 为与各相电流无关的常数。

$$P(\vec{i}'_{s2}, \dots, \vec{i}'_{s9}, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = (\vec{i}'_{s2}{}^2 + \vec{i}'_{s3}{}^2 + \vec{i}'_{s4}{}^2 + \vec{i}'_{s5}{}^2 + \vec{i}'_{s6}{}^2 + \vec{i}'_{s7}{}^2 + \vec{i}'_{s8}{}^2 + \vec{i}'_{s9}{}^2) + \lambda_1 (\cos \frac{2\pi}{9}(\vec{i}'_{s2} + \vec{i}'_{s9}) + \cos \frac{4\pi}{9}(\vec{i}'_{s3} + \vec{i}'_{s8}) + \cos \frac{6\pi}{9}(\vec{i}'_{s4} + \vec{i}'_{s7}) + \cos \frac{8\pi}{9}(\vec{i}'_{s5} + \vec{i}'_{s6}) - \frac{9}{2}I\cos\theta_s) + \lambda_2 (\sin \frac{2\pi}{9}(\vec{i}'_{s2} - \vec{i}'_{s9}) + \sin \frac{4\pi}{9}(\vec{i}'_{s3} - \vec{i}'_{s8}) + \sin \frac{6\pi}{9}(\vec{i}'_{s4} - \vec{i}'_{s7}) + \sin \frac{8\pi}{9}(\vec{i}'_{s5} - \vec{i}'_{s6}) - \frac{9}{2}I\sin\theta_s) + \lambda_3 (\vec{i}'_{s2} + \vec{i}'_{s3} + \vec{i}'_{s4} + \vec{i}'_{s5} + \vec{i}'_{s6} + \vec{i}'_{s7} + \vec{i}'_{s8} + \vec{i}'_{s9}) \quad (28)$$

求解上式可得:

$$\begin{aligned} \vec{i}'_{s2} &= 1.3507I\cos(\theta_s - 0.4958) \\ \vec{i}'_{s3} &= 1.0621I\cos(\theta_s - 1.1864) \\ \vec{i}'_{s4} &= 1.0001I\cos(\theta_s + 4.1890) \\ \vec{i}'_{s5} &= 1.1389I\cos(\theta_s + 3.4466) \\ \vec{i}'_{s6} &= 1.1389I\cos(\theta_s - 3.4466) \\ \vec{i}'_{s7} &= 1.0001I\cos(\theta_s - 4.1890) \\ \vec{i}'_{s8} &= 1.0621I\cos(\theta_s + 1.1864) \\ \vec{i}'_{s9} &= 1.3507I\cos(\theta_s + 0.4958) \end{aligned} \quad (29)$$

补偿后的各相电流向量图如图2所示。

补偿后的定子铜耗与正常运行时的定子铜耗比如下:

$$\frac{P'_{cu}}{P_{cu}} = \frac{\vec{i}'_{s2}{}^2 + \vec{i}'_{s3}{}^2 + \vec{i}'_{s4}{}^2 + \dots + \vec{i}'_{s9}{}^2}{i_{s2}{}^2 + i_{s3}{}^2 + i_{s4}{}^2 + \dots + i_{s9}{}^2} = 1.167 \quad (30)$$

3 仿真与分析

本研究以一台9相15kW异步电机为研究对象,

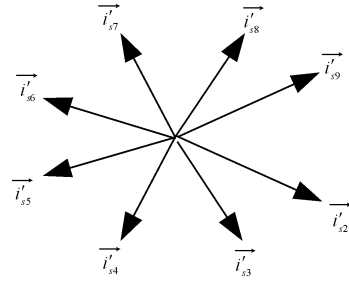


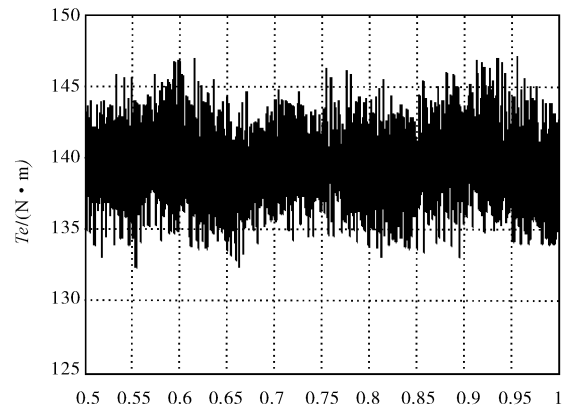
图2 方法2补偿后的各相电流向量图

该电机由一台3相异步电机(Y2-180L-6)改造而来,定子54槽,转子44槽,定子内径为205mm,转子外径为204.1mm,铁心长170mm。改造后的9相电机定子采用分布绕组,极对数 $p=3$,每相串联匝数为114,并联支路数为1,转子不变。本研究采用二维有限元分析软件 Ansoft/Maxwell2D 来进一步计算。九相电机输出转矩及脉动比较如图3所示。

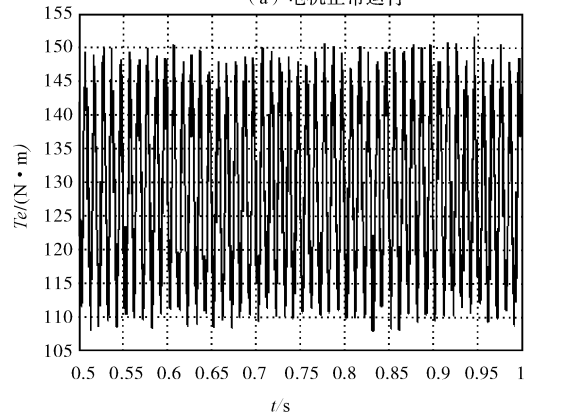
仿真结果表明,使用容错策略1、2能保证输出转矩保持不变,容错策略1的脉动转矩较小,而容错策略2的铜耗最小。

4 结束语

本研究针对多相电机运行中出现一相(或多相)



(a) 电机正常运行



(b) A相开路运行

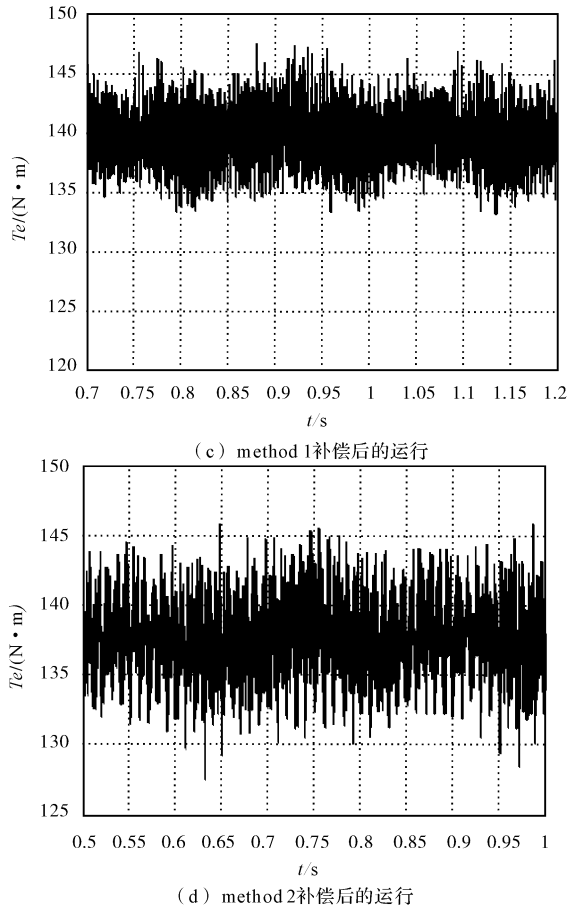


图 3 九相电机输出转矩及脉动比较

开路的情况,分析了两种无扰运行容错控制策略。这两种策略基于两套不同的理论,策略一是求解定子缺相后的转矩表达式,设法通过调节剩余各相电流使转矩表达式中的脉动分量达到零从而达到补偿目的;策略二是保持故障前后电机各 $d-q$ 平面内定子电流都产生圆形旋转磁场相等,即保持相同的磁动势来实现平稳转矩的输出。本研究还使用二维有限元分析软件 Ansoft/Maxwell2D 对一台九相电机进行仿真分析和计算。仿真结果表明,策略一在保证输出期望转矩的同时,能减小转矩脉动,但铜耗将提高到正常运行的 122.8%;策略二在输出期望转矩的同时,铜耗保持最小,为正常运行的 116.7%,但转矩脉动较策略一有所增大。

参考文献 (References):

[1] EMIL L. Multiphase electric machines for variable speed applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(5):1893-1909.

- [2] 吴旭升,马伟明. 交直流混合供电多相电机超瞬变电抗的测定[J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(11):64-69.
- [3] 吴新振,王祥珩. 12/3 相双绕组异步发电机定子谐波漏感的计算[J]. *中国电机工程学报*, 2007, 27(7):71-75.
- [4] 庄朝晖,熊有伦,马挺. 多相感应电机变频调速系统—回顾、现状及展望[J]. *电气传动*, 2001(2):3-7.
- [5] 于飞,张晓峰,李槐树. 五相逆变器的空间矢量 PWM 控制[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(9):40-46.
- [6] 薛山,温旭辉,王又珑. 多相永磁同步电机多维控制技术[J]. *电工技术学报*, 2008, 23(9):65-69.
- [7] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(5):1100-1108.
- [8] PANT V, SINGH G K, SINGH S N. Modeling of a Multi-phase Induction Machine under Fault Condition[C]//PEDS'99. Hongkong:[s. n.], 1999:27-29.
- [9] KIANINEZHAD R, NAHID - MOBARAKEH B, BAGHI L, et al. Torque ripples suppression for six - phase induction motors under open phase faults [C]//Proceeding of IEEE IECON, Paris, France, [s. n.], 2006:1363-1368.
- [10] SINGH G K, NAM K, LIM S K. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(4):1177-1184.
- [11] ARAUJO RIBEIRO R L, JACOBINA C B, DASILVA E R C, et al. Fault-rolerant, voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 5(2):439-446.
- [12] KIANINEZHAD R, NAHID-MOBARAKEH B, BAGHI L, et al. Modeling and control of six-phse symmetrical induction machine under fault condition due to open phases [J]. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 2008, 55(5):1966-1977.
- [13] FU J R, LIPO T A, Disturbance-free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, 30(5):1267-1274.
- [14] ZHAO Y, LIPO T A, Modeling and control of a multiphase induction machine with structural unbalance. part I: machine modeling and multi-dimensional current regulation [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1996, 11(3):570-577.

[编辑:李 辉]