

绕组开路故障下的双三相永磁同步电机容错控制

郑冬霞, 刘咏萱

(上海汽车集团股份有限公司技术中心, 上海 201804)

摘要: 针对汽车方向盘电动助力转向系统可靠性问题, 基于双三相永磁同步电机(PMSM)研究了绕组开路故障下的容错控制策略。以一相绕组开路为例, 通过推导出电机绕组开路时的坐标变换矩阵, 建立了故障下的双三相 PMSM $d-q$ 轴坐标系数学模型。在对电压方程进行解耦变换的基础上, 设计了结合前馈补偿的电流调节器架构, 研究了定子总铜耗最小的容错控制策略。仿真结果表明, 所研究的控制策略改善了双三相 PMSM 绕组缺相后的运行性能。

关键词: 双三相永磁同步电机; 容错控制; 绕组开路; 转向系统

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)05-0028-05

doi: 10.12177/emca.2020.010

Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Under Open Winding Faults

ZHENG Dongxia, LIU Yongxuan

(Technology Center of SAIC Motor, Shanghai 201804, China)

Abstract: For the reliability of the electric power steering system of the automobile steering wheel, the fault-tolerant control strategy based on the dual three-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs) under open winding faults is studied. A one-phase open winding is used as an example. By deducing the coordinate transformation matrix when the motor winding is open, a mathematical model of dual three-phase PMSMs under fault in the $d-q$ axis coordinate system is established. Based on the decoupling transformation of the motor voltage equation, a current regulator architecture with feedforward compensation is designed, and a fault-tolerant control strategy with the minimum total loss of the stator is studied. The simulation results confirm that the control strategy can improve the performance of the dual three-phase PMSMs under phase loss fault conditions.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motors; fault-tolerant control; open winding; steering system

0 引言

随着无人驾驶技术的进步, 汽车电动助力转向(EPS)容错运行性能亟待提升。与传统三相电机相比, 双三相永磁同步电机(PMSM)在容错能力上具有优势^[1-2]。当三相 PMSM 出现绕组开路故障时, 为了保证电机能够继续运行, 需要将电机定子三相绕组的中性点连接到变频器。双三相

PMSM 具有更多供电相数, 当发生一相绕组甚至多相绕组开路故障时, 对剩余相绕组进行适当的控制调整, 仍能使其正常运行且控制性能不受影响, 大幅提高了系统的可靠性和可控性^[3-4]。

电机驱动系统最常见的故障有电机的绕组开路、匝间短路与功率器件的开路、短路。这些故障可以通过硬件隔离等措施转化为电机的绕组开路故障^[5]。当双三相电机出现一相绕组开路故障

收稿日期: 2020-02-20; 收到修改稿日期: 2020-03-13

作者简介: 郑冬霞(1982—), 女, 研究方向为汽车电子软件开发。

刘咏萱(1981—), 女, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电动助力转向电控系统开发。

时,最简单的控制方法就是将出现故障的那一套三相绕组切除,保留另一套三相绕组工作,此时的控制方法与三相电机完全一致。但是,为了保持输出功率不变,每一相输出电流将提高为原来的2倍。因此,这种方法不能充分体现双三相电机冗余的优势^[6]。

电机在绕组开路状态下的不对称运行一直是研究热点之一,国内外学者进行了深入的研究。文献[7]对一相绕组开路后,变双三相电机为单三相电机的综合性能进行了分析,并提出了对缺相后系统的动态跟踪能力实现优化的控制策略。文献[8]提出了一种基于解析法的电流优化控制策略,使五相同步电机在发生一相绕组开路故障时仍能继续提供平滑转矩。文献[9]详细论述了加倍增加对应相电流容错控制策略、最优转矩容错控制策略和电流矢量容错控制策略的实现方法,并通过数学计算和仿真比较分析了这3种容错控制策略的性能优缺点。文献[10-11]将容错后电机的铜耗最小作为优化目标,实现了对电磁转矩波动的抑制。文献[12]通过坐标变换获得了定子一相绕组开路时双三相感应电机的动态解耦数学模型,并以此为基础提出了磁场定向控制策略。文献[13]基于一相绕组开路时的双三相PMSM数学模型,结合前馈解耦补偿算法设计了电流调节器,减小了电磁转矩的波动。这种定子绕组开路后的电机建模方法在多相PMSM控制中也得以应用^[14-16]。

本文采用矢量空间解耦的建模方法,在2套绕组中性点隔离且均不与母线中性点电位相连的情况下,建立了一相绕组开路的双三相PMSM数学模型,研究了结合前馈控制的定子铜耗最小矢量控制策略。通过仿真验证了所提控制策略的可行性。

1 绕组开路的双三相PMSM数学模型

1.1 绕组开路的双三相PMSM在自然坐标系下的数学模型

双三相PMSM在正常运行时一般采用的是2套定子绕组中性点隔离方式,可以有效抑制零序电流,简化控制结构。本文所述的双三相PMSM的2套定子绕组(A-B-C和D-E-F)之间电角度相移 30° ,中性点隔离,如图1(a)所示;F相开路时

如图1(b)所示。

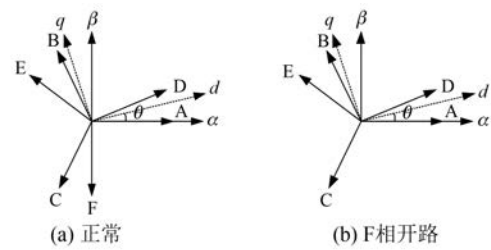


图1 双三相PMSM定子绕组位置关系

由图1(b)可以看出,定子绕组F相开路时,剩余五相在自然坐标系下的电压与磁链方程可写为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \\ \boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_f \cdot \mathbf{F}(\theta) \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\mathbf{u}_s = [u_A \quad u_B \quad u_C \quad u_D \quad u_E]^T;$$

$$\mathbf{i}_s = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_D \quad i_E]^T;$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C \quad \psi_D \quad \psi_E]^T; \mathbf{R}_s = \mathbf{R}\mathbf{I}_5;$$

$$\mathbf{F}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \end{bmatrix}^T; \mathbf{L}_s = \mathbf{L}_l \mathbf{I}_5 +$$

$$\mathbf{L}_m \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 & 0 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 & 1 & -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 & -1/2 & 1 \end{bmatrix};$$

\mathbf{R}_s 、 \mathbf{u}_s 、 \mathbf{i}_s 、 $\boldsymbol{\psi}_s$ 、 \mathbf{L}_s 分别为定子绕组电阻、定子绕组相电压、定子绕组相电流、定子绕组相磁链矢量和定子电感系数矩阵; $\boldsymbol{\psi}_f$ 、 $\mathbf{F}(\theta)$ 为永磁体在每一相绕组中产生的磁链幅值、磁链系数矩阵; θ 为转子磁极位置与A相绕组轴线之间的电角度; L_l 表示定子绕组漏感; L_m 表示定子绕组互感。

1.2 绕组开路时双三相PMSM的坐标变换阵

由式(1)可知,一相绕组开路时双三相PMSM在自然坐标系下为非线性、高阶、强耦合的系统。为了简化控制,根据矢量空间解耦的建模方法和变换前后幅值不变的原则确定F相绕组开路时双三相PMSM的坐标变换阵为

$$\mathbf{T}_s = [r_d \ r_q \ r_{z1} \ r_{z2} \ r_{z3}]^T \quad (2)$$

其中, d - q 子空间电流与机电能量转换有关, $z1$ - $z2$ - $z3$ 子空间电流与机电能量转换无关。根据图 1(b) 中定子绕组间的相位关系, 可以确定 r_d 、 r_q 。再由 r_d 、 r_q 、 r_{z1} 、 r_{z2} 、 r_{z3} 两两正交及 2 套定子绕组中性点隔离关系可得:

$$\mathbf{T}_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ -\sin\theta & \cos\theta & \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{0}_{3 \times 1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

1.3 一相绕组开路故障下电机的解耦模型

将式(3)应用到式(1)得:

$$\begin{cases} \mathbf{T}_s \mathbf{u}_s = \mathbf{T}_s \mathbf{R} \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{T}_s \mathbf{i}_s + \frac{d(\mathbf{T}_s \boldsymbol{\psi}_s)}{dt} \\ \mathbf{T}_s \boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{T}_s \mathbf{L}_s \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{T}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_f \mathbf{T}_s \mathbf{F}(\theta) \end{cases} \quad (4)$$

其中: $[u_d \ u_q \ u_{z1} \ u_{z2} \ u_{z3}]^T = \mathbf{T}_s \mathbf{u}_s$;

$[i_d \ i_q \ i_{z1} \ i_{z2} \ i_{z3}]^T = \mathbf{T}_s \mathbf{i}_s$ 。

则电机在 d - q 坐标系下的数学模型为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{N}(\theta) \omega \boldsymbol{\psi}_f + \\ \omega \left[\mathbf{M}(\theta) \begin{bmatrix} 0 & -3L_q \\ 3L_d & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_1 \\ L_1 & 0 \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ \left[\mathbf{M}(\theta) \begin{bmatrix} 3L_d & 0 \\ 0 & 3L_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & 3L_1 \end{bmatrix} \right] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

其中:

$$\mathbf{M}(\theta) = \begin{bmatrix} 0.75 + 0.25\cos 2\theta & -0.25\sin 2\theta \\ -0.25\sin 2\theta & 0.75 - 0.25\cos 2\theta \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{N}(\theta) = \begin{bmatrix} -0.25\sin 2\theta \\ 0.75 - 0.25\cos 2\theta \end{bmatrix};$$

ω 为同步电角频率; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴定子绕组主自感。

电机在 $z1$ - $z2$ - $z3$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_{z1} = \left(R + L_1 \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{z1} \\ u_{z2} = \left(R + L_1 \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{z2} \\ u_{z3} = \left(R + L_1 \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{z3} \end{cases} \quad (6)$$

式(5)、式(6)表明一相开路时双三相 PMSM 的机电能量转换与电机正常运行时一样只发生在 d - q 子空间上。

根据一相开路时双三相 PMSM 磁共能对机械角度求偏导, 得到电磁转矩为

$$T_e = p \left(\frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_s}{\partial \theta} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{F}(\theta)}{\partial \theta} \boldsymbol{\psi}_f \right) = 3p [(3L_d - 3L_q) i_d i_q + i_q \boldsymbol{\psi}_f] \quad (7)$$

式中: p 为极对数。

式(7)表明, 一相定子绕组开路后的电磁转矩表达式与电机正常运行时一致, 因此只要保证缺相前后 d 、 q 轴电流不变, 一相开路后电机的电磁转矩就不会变。

2 绕组开路故障时电机的定子总铜耗最小控制

一相绕组开路时双三相 PMSM 的容错控制本质上还是对 d - q 子空间与 $z1$ - $z2$ - $z3$ 子空间下电流分量的控制。由式(6)可知, $z1$ - $z2$ - $z3$ 子空间中的电流分量不存在耦合关系, 易于控制, 可对控制器进行单独设计。式(5)表明, 一相绕组开路时双三相 PMSM 参数不再对称, d - q 坐标系下电压方程具有强耦合性, 不利于控制器设计。为了简化控制, 从减小耦合的角度出发, 在式(5)两边同乘以 $\mathbf{M}(\theta)$ 的逆矩阵 $\mathbf{M}^{-1}(\theta)$, 引入新的控制变量 u_{dm} 、 u_{qm} :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dm} \\ u_{qm} \end{bmatrix} &= \mathbf{M}^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 3 - \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & 3 + \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \\ \begin{bmatrix} 1.5R & 0 \\ 0 & 1.5R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega \boldsymbol{\psi}_f + \\ \begin{bmatrix} 1.5L_1 + 3L_d & 0 \\ 0 & 1.5L_1 + 3L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &+ \end{aligned}$$

$$\omega \begin{bmatrix} 0 & -1.5L_1 - 3L_q \\ 1.5L_1 + 3L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}(\theta) \quad (8)$$

并且,

$$\boldsymbol{\varepsilon}(\theta) = \frac{R}{2} \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{L_1}{2} \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\omega L_1}{2} \begin{bmatrix} \sin 2\theta & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta & -\sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

因为本文所用的电机模型 L_1 值较小, 可以忽略不计, 所以式(9)可近似为

$$\boldsymbol{\varepsilon}(\theta) = \frac{R}{2} \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(8)、式(10)表明, i_d 和 i_q 分别在 q 轴和 d 轴方向产生交叉耦合项。若 i_d 、 i_q 完全解耦, 则和电机正常运行时的 d - q 子空间方程具有相同的形式。则式(8)可变为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_{dm} \\ u_{qm} \end{bmatrix} - \\ \omega \begin{bmatrix} 0 & -1.5L_1 - 3L_q \\ 1.5L_1 + 3L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \boldsymbol{\varepsilon}(\theta) &= \\ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 3 - \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & 3 + \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.5R & 0 \\ 0 & 1.5R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega \psi_f + \begin{bmatrix} 1.5L_1 + 3L_d & 0 \\ 0 & 1.5L_1 + 3L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} & \end{aligned} \quad (11)$$

式中: u_{d0} 、 u_{q0} 为电流解耦后的 d 轴、 q 轴电压。

根据式(11), 为了消除耦合影响, 可采用前馈补偿的方法进行解耦控制, 即在 PI 电流调节器的基础上引入前馈补偿控制器, 进行复合控制。此时需要将电流环调节器输出的解耦控制量 u_{dm} 、 u_{qm} 转换为 d - q 坐标系下的 u_d 、 u_q 再应用于电机。定子绕组容错矢量控制策略前馈解耦控制框图如图 2 所示。

双三相 PMSM 的任意一相绕组开路故障后, 基于矢量控制的容错控制系统整体框图如图 3 所示。由于 $z1$ - $z2$ - $z3$ 子空间不参与机电能量转换反而会产生定子铜耗的情况, 将其给定的电流值设为零, 即定子总铜耗最小控制策略。

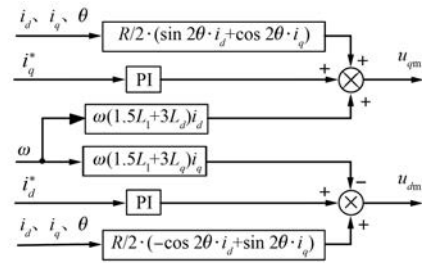


图 2 定子绕组容错矢量控制策略前馈解耦控制框图

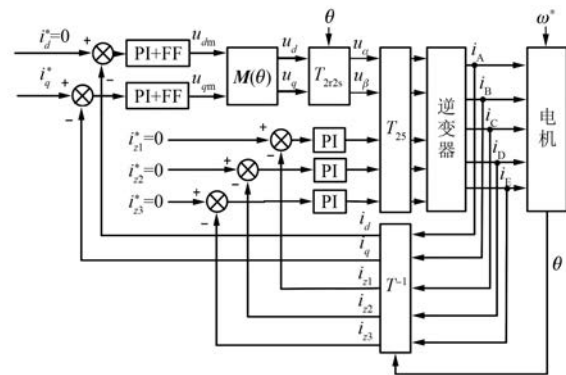


图 3 一相开路双三相 PMSM 控制系统

图 3 中的 PI+FF 模块即图 2 中的结合前馈补偿解耦的电流调节器。对一相绕组开路下的解耦变换矩阵求逆可以得到电机相电流, 则电机的定子总铜耗为

$$P_{Cu} = 4.5Ri_q^2 + 1.5i_q^2 \cos 2\theta \quad (12)$$

式(12)中含有 $\cos 2\theta$ 的分量在一个周期内均值为零, 则定子铜耗最小为

$$P_{Cu \min} = 4.5Ri_q^2 \quad (13)$$

3 仿真结果分析

为了验证理论分析的可行性与正确性, 在 MATLAB/Simulink 中对 F 相绕组开路的双三相 PMSM 容错控制算法进行仿真分析。仿真中, 母线电压为 12 V, 逆变器采用正弦脉宽调制 (SPWM) 调制方式。电机参数为: $R = 0.018 \Omega$, $L_1 = 0.005182 \text{ mH}$, $\psi_f = 0.0056 \text{ Wb}$, $L_d = L_q = 0.15546 \text{ mH}$, 转动惯量 $J = 0.0015 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 极对数为 5。转速给定为 300 r/min。

图 4 为 F 相定子绕组开路故障下双三相 PMSM 的运行仿真结果, 分别为定子绕组相电流, 定子绕组 d 、 q 轴电流, 电机输出转矩的稳态波形图。一相绕组开路故障时的电流环控制与正常运

行时的定子铜耗最小控制方法相同。图 4 表明, 定子电流波形出现了较大的畸变, 输出电磁转矩出现了较大的二倍频波动, 电机的运行性能受到了很大影响。说明电机正常运行时的电流控制方案不适用于电机一相绕组开路故障状态。

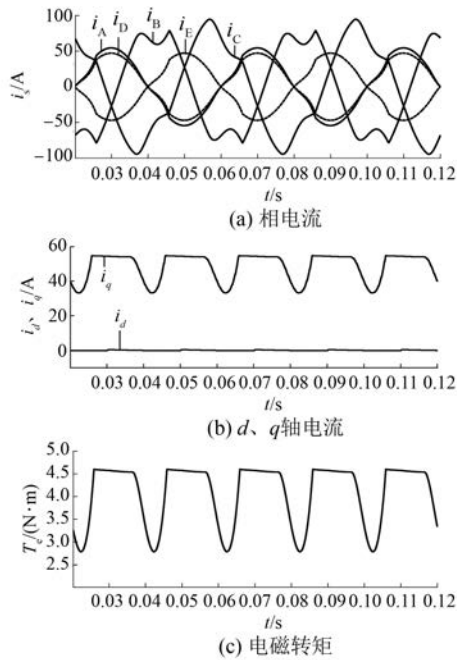


图 4 未采用容错算法时仿真结果

图 5 为 F 相定子绕组开路故障时基于本文定

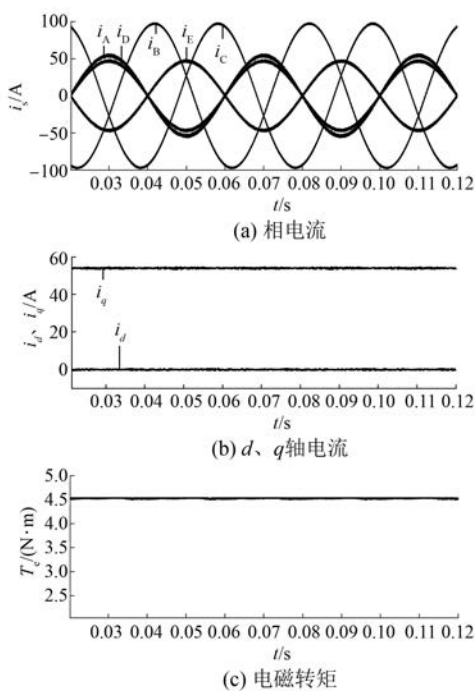


图 5 采用容错控制策略下仿真结果

子总铜耗最小控制所得到的定子绕组相电流, 定子绕组 d 、 q 轴电流, 电机输出转矩仿真结果。图 5 表明, 此时电机定子相电流波形的畸变情况得到有效改善, 恢复正弦化, 并且电机输出转矩的转矩脉动降低到了 1% 以内, 电机缺相后的运行性能得到了较大的改善。

4 结 语

本文以中性点隔离且不与逆变器母线相连、相移 30° 的双三相 PMSM 为研究对象, 主要分析了其出现缺相故障后的运行状态。首先, 根据矢量空间解耦的建模方法和变换前后幅值不变的原则推导出 F 相开路时的坐标变换阵。然后, 在 d - q 坐标系下建立了缺相后双三相 PMSM 模型。在此基础上, 从减小耦合的角度出发, 引入新的控制变量 u_{dm} 、 u_{qm} , 在电流控制环增加前馈补偿结构, 实现 d - q 空间下电压方程的解耦, 进而研究定子总铜耗最小控制策略。最后, 进行仿真验证, 结果表明该控制策略大大改善了电机缺相后的运行性能。

【参 考 文 献】

- [1] 王伟华, 肖曦, 丁有爽. 永磁同步电机改进电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 50.
- [2] 荆锴, 孙鹤旭, 董研, 等. 以电流矢量为目标的永磁同步电机定子电流动态预测[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 47.
- [3] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893.
- [4] FU J, LIPO T A. Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an open phase[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(5): 1267.
- [5] 王永兴, 温旭辉, 赵峰. 六相永磁同步电机缺相容错控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 49.
- [6] 王凌波, 闫震, 周扬忠. 五相永磁同步电机缺两相容错型直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 58.
- [7] LIN F J, HUNG Y C, HWANG J C, et al. Fault-tolerant control of a six-phase motor drive system using a Takagi-Sugeno-Kang type fuzzy neural network with asymmetric membership function[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3557.

(下转第 38 页)