

# 单逆变器供电对称六相 与三相PMSM串联系统谐波耦合分析

刘陵顺<sup>1</sup>, 郭 晔<sup>2</sup>, 闫红广<sup>1</sup>

(1. 海军航空大学, 山东 烟台 264001; 2. 山东农业工程学院, 山东 德州 251100)

**摘要:** 对称六相永磁同步电动机(PMSM)和三相PMSM串联系统中, 电机空间谐波对解耦运行存在耦合问题, 文章以短矩集中绕组的串联电机为研究对象, 利用绕组函数分析了各台串联电机包含的各次谐波的耦合影响规律, 构建了对称六相PMSM中含有2、4次空间谐波时的串联系统数学模型, 推导了电磁转矩的耦合表达式, 通过变速运行的仿真, 分别进行了耦合运行及其解耦运行的验证。

**关键词:** 对称六相PMSM; 三相PMSM; 串联系统; 空间谐波; 耦合分析

**中图分类号:** TM646

**文献标志码:** A

舰船、飞机、机车牵引、纺织、轧钢等领域对多电机调速系统提出了更高的要求<sup>[1-2]</sup>, 近年来提出的单逆变器驱动对称六相PMSM串联三相PMSM系统是一种新型的多电机系统<sup>[3-5]</sup>。在针对多电机串联系统解耦控制的研究中<sup>[6-10]</sup>, 均假设定子绕组按正弦规律分布。但是, 实际的电机由于设计与制造问题, 可能会造成电机中存在一定的空间谐波<sup>[11-12]</sup>。如对于对称六相PMSM, 由于绕组分布不对称会产生一系列的偶次谐波或奇次谐波, 这些谐波对串联系统的解耦控制和电机的电磁转矩产生影响与否, 对于该串联系统的实用化至关重要<sup>[13-16]</sup>。为此, 须要研究该串联PMSM空间谐波对串联电机各自独立运行的耦合效应及串联PMSM的优化设计基本条件、研究补偿非正弦磁场产生的空间谐波消除力矩耦合影响的串联系统解耦控制策略。本文根据绕组函数对集中绕组的对称六相PMSM串联三相PMSM系统中高次谐波对解耦运行的影响规律进行了分析, 构建了对称六相PMSM中含有2、4次空间谐波时的串联系统数学模型, 推导了电磁转矩的耦合表达式, 进行了相关的变速仿真验证。

的联结关系, 逆变器VSI输出电流由式(1)确定<sup>[13-14]</sup>。

$$\begin{cases} i_A = I_{1m} \cos(\omega_1 t) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t) \\ i_B = I_{1m} \cos(\omega_1 t - 60^\circ) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t - 120^\circ) \\ i_C = I_{1m} \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t - 240^\circ) \\ i_D = I_{1m} \cos(\omega_1 t - 180^\circ) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t) \\ i_E = I_{1m} \cos(\omega_1 t - 240^\circ) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t - 120^\circ) \\ i_F = I_{1m} \cos(\omega_1 t - 300^\circ) + 0.5I_{2m} \cos(\omega_2 t - 240^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中:  $I_{1m}$ 、 $I_{2m}$  分别表示对称六相PMSM和三相PMSM参与机电能量转换电流的幅值;  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  分别表示2台PMSM参与机电能量转换电流的角频率。

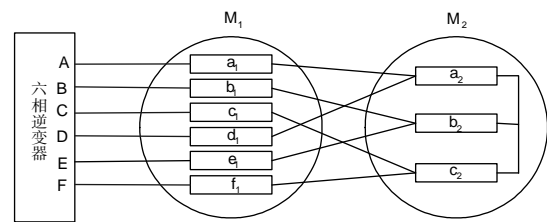


图1 对称六相串联三相PMSM系统

Fig.1 Symmetrical six-phase and three-phase PMSM series-connected system

## 1 基于绕组函数分析方法的磁动势空间谐波影响规律

单逆变器驱动对称六相PMSM和三相PMSM串联系统<sup>[7]</sup>联接关系如图1所示。

定义对称六相和三相PMSM双电机串联系统中2台电机的相电流的初始相位等于0, 根据该串联系统

### 1.1 对称六相PMSM相电流与三相PMSM气隙磁场谐波耦合效应

采用绕组函数的方法<sup>[18]</sup>, 对三相PMSM相电流与六相PMSM气隙磁场谐波耦合效应进行分析, 假设对称六相或三相PMSM中所有的高次谐波均存在, 定子采用集中绕组。

收稿日期: 2019-03-15; 修回日期: 2019-04-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51377168)

作者简介: 刘陵顺 (1969-), 男, 教授, 博士, 博导。

图2为短距集中绕组条件下A相绕组函数,其中,  $(A_1+A_2)$  代表对称六相PMSM每相定子绕组的总有效匝数,  $\delta$  代表定子绕组短距导致的角度。

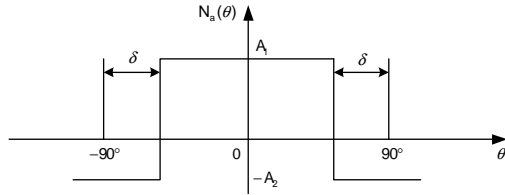


图2 短距集中绕组条件下A相绕组函数

Fig.2 Winding function of phase A under short-distance condition

$$F_j = F_{ja} + F_{jb} + F_{jc} = \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin(j(\frac{\pi}{2}-\delta)) I_m [\cos(\omega_1 t) \cos(j\theta) + \cos(\omega_1 t - 60^\circ) \cos(j(\theta - 120^\circ)) + \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cos(j(\theta - 240^\circ)) + \cos(\omega_1 t - 180^\circ) \cos(j\theta) + \cos(\omega_1 t - 240^\circ) \cos(j(\theta - 120^\circ)) + \cos(\omega_1 t - 300^\circ) \cos(j(\theta - 240^\circ))] \quad (3)$$

通过式(3)可得三相PMSM的任意  $j$  次谐波与对称六相PMSM的基波电流产生的MMF均为0,二者的相电流之间没有关系耦合。因此,三相PMSM中的各高次谐波不影响串联系统中2台电机的独立控制。但是考虑到三相PMSM中的某些次谐波将会与三相电机参与机电能量转换的电流分量相互耦合对自身产生高次转矩脉动。因此,三相PMSM的正弦磁场也是必须的。

### 1.2 三相PMSM相电流与六相PMSM气隙磁场谐波耦合效应

同理,可得对称六相PMSM绕组函数的Fourier展开式为<sup>[13]</sup>:

$$F_j = F_{ja} + F_{jb} + F_{jc} + F_{jd} + F_{je} + F_{jf} = \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin(j(\frac{\pi}{2}-\delta)) \frac{I_{2m}}{2} [\cos(\omega_2 t) \cos(j\theta) + \cos(\omega_2 t - 120^\circ) \cos(j(\theta - 60^\circ)) + \cos(\omega_2 t - 240^\circ) \cos(j(\theta - 120^\circ)) + \cos(\omega_2 t) \cos(j(\theta - 180^\circ)) + \cos(\omega_2 t - 120^\circ) \cos(j(\theta - 240^\circ)) + \cos(\omega_2 t - 240^\circ) \cos(j(\theta - 300^\circ))] \quad (5)$$

对  $F_j$  的分析: ① 当把  $j=(6i \pm 1)$ 、 $j=(12i \pm 1)$  代入式(5), 均有  $F_j=0$ , 说明这些谐波不会与三相电机的基波电流产生耦合, 但将会与对称六相电机内部的基

类似的, 三相电机的各相绕组函数的Fourier展开式为:

$$\begin{cases} N_a(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin(j(\frac{\pi}{2}-\delta)) \cos(j\theta) \\ N_b(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin(j(\frac{\pi}{2}-\delta)) \cos(j(\theta - 120^\circ)) \\ N_c(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin(j(\frac{\pi}{2}-\delta)) \cos(j(\theta - 240^\circ)) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中:  $j$  为绕组函数Fourier展开式系数。

综合式(1)和式(2), 不难推出三相电机中第  $j$  次谐波与对称六相电机的基波耦合形成的MMF为:

$$\begin{cases} N_a(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos(j\theta) \\ N_b(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos[j(\theta - 60^\circ)] \\ N_c(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos[j(\theta - 120^\circ)] \\ N_d(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos[j(\theta - 180^\circ)] \\ N_e(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos[j(\theta - 240^\circ)] \\ N_f(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} \frac{2(A_1+A_2)}{j\pi} \sin[j(\frac{\pi}{2}-\delta)] \cos[j(\theta - 300^\circ)] \end{cases} \quad (4)$$

结合式(1)可推导出对称六相PMSM中的第  $j$  次谐波与三相PMSM的基波电流产生的MMF为:

波电流相互耦合带来一定的力矩脉动, 从该角度讲, 对称六相电机正弦磁场是基本要求。②  $j=6i \pm 4$  和  $j=6i \pm 2$  分别代入式(5)时, 有:

$$F_{6i \pm 4} = \frac{2(A_1+A_2)}{(6i \pm 4)\pi} \sin((6i \pm 4)(\frac{\pi}{2}-\delta)) \frac{I_{2m}}{2} [6 \cos(\omega_2 t \pm (6i \pm 4)\theta)]; \quad (6)$$

$$F_{6i \pm 2} = \frac{2(A_1+A_2)}{(6i \pm 2)\pi} \sin((6i \pm 2)(\frac{\pi}{2}-\delta)) \frac{I_{2m}}{2} [6 \cos(\omega_2 t \mp (6i \pm 2)\theta)]. \quad (7)$$

式(6)、(7)中,  $i=1, 3, 5 \dots$ 。

不难看出, 对称六相电机气隙磁场的偶次谐波  $(6i \pm 4)$  和  $(6i \pm 2)$ ,  $i=1, 3, 5 \dots$ , 将与三相电机的基波电流相互耦合在六相电机内产生旋转MMF, 旋转MMF的转速与2台电机的  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  均有关系, 必然会在对称

六相电机中形成一定的转矩脉动, 使对称六相PMSM的运行受到干扰。所以, 在设计和加工电机时, 必须使对称六相永磁同步电机的气隙磁场尽可能地实现正弦波, 尽量消除使  $(6i \pm 4)$  次和  $(6i \pm 2)$  次偶次谐波。

## 2 电机串联系统含空间谐波的数学建模

为验证上述分析的正确性,假如对称六相PMSM

$$\psi_{sr1} = \begin{bmatrix} \psi_{ar1} \\ \psi_{br1} \\ \psi_{cr1} \\ \psi_{dr1} \\ \psi_{er1} \\ \psi_{fr1} \end{bmatrix} = N_{s1} \phi_{fm1} \begin{bmatrix} \cos \theta_{r1} \\ \cos(\theta_{r1} - \theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 2\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 3\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 4\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 5\theta_1) \end{bmatrix} + N_{s1-2} \phi_{fm1-2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{r1} \\ \cos(2\theta_{r1} - 2\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 4\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 6\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 8\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 10\theta_1) \end{bmatrix} + N_{s1-4} \phi_{fm1-4} \begin{bmatrix} \cos 4\theta_{r1} \\ \cos(4\theta_{r1} - 4\theta_1) \\ \cos(4\theta_{r1} - 8\theta_1) \\ \cos(4\theta_{r1} - 12\theta_1) \\ \cos(4\theta_{r1} - 16\theta_1) \\ \cos(4\theta_{r1} - 20\theta_1) \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$\psi_{sr2} = \begin{bmatrix} \psi_{ar2} \\ \psi_{br2} \\ \psi_{cr2} \end{bmatrix} = N_{s2} \phi_{fm2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) \\ \cos(\theta_{r2} - \theta_2) \\ \cos(\theta_{r2} - 2\theta_2) \end{bmatrix} \circ \quad (9)$$

式(8)、(9)中:  $\theta_1 = 60^\circ$ ;  $\theta_2 = 120^\circ$ ;  $\theta_{r1}$  与  $\theta_{r2}$  分别为2台电机转子磁场轴线与定子  $a_1$  相或  $a_2$  相绕组轴线之间的电角度;  $\phi_{fm1}$ 、 $\phi_{fm1-2}$ 、 $\phi_{fm1-4}$  分别表示对称六相电机的主磁通、2次和4次空间谐波磁通;  $N_{s1}$ 、 $N_{s1-2}$ 、 $N_{s1-4}$

中含有最主要的2、4次空间谐波,三相PMSM没有空间谐波,数学模型如下<sup>[15]</sup>。

磁链方程为:

分别表示定子绕组基波、2次和4次谐波的匝数;  $\phi_{fm2}$ 、 $N_{s2}$  分别为三相电机主磁通、定子绕组匝数。

建立同步旋转 d-q 系下的电压方程式分别为:

$$\begin{cases} u_{d1} = r_1 i_{d1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{d1} - \omega_{r1} L_1 i_{q1} \\ u_{q1} = r_1 i_{q1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{q1} + \omega_{r1} L_1 i_{d1} + \omega_{r1} \psi_{\pi} \end{cases}; \quad (10)$$

$$\begin{cases} u_{d2} = r_2 i_{d2} + L'_2 \frac{d}{dt} i_{d2} - \omega_{r2} L'_2 i_{q2} + \omega_{r1} \psi_{\pi-2} \sin(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}) - \omega_{r1} \psi_{\pi-4} \sin(4\theta_{r1} + \theta_{r2}) \\ u_{q2} = r_2 i_{q2} + L'_2 \frac{d}{dt} i_{q2} + \omega_{r2} L'_2 i_{d2} + \omega_{r2} \psi_{\pi} + \omega_{r1} \psi_{\pi-2} \cos(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}) - \omega_{r1} \psi_{\pi-4} \cos(4\theta_{r1} + \theta_{r2}) \end{cases} \circ \quad (11)$$

式(10)、(11)中:  $\psi_{\pi} = \sqrt{3} N_{s1} \phi_{fm1}$ ;  $L_1 = (3L_{sm1} + L_{sr1})$ ;  $r_1 = r_{s1}$ ,  $r_{s1}$  为定子绕组的等效内阻;  $r_2 = r_{s1} + 2r_{s2}$ ,  $r_{s2}$  为三相电机内阻;  $\psi_{\pi} = \sqrt{3} N_{s2} \phi_{fm2}$ ;  $\psi_{\pi-2} = 2\sqrt{3} N_{s1-2} \phi_{fm1-2}$ ;  $\psi_{\pi-4} = 4\sqrt{3} N_{s1-4} \phi_{fm1-4}$ ;  $L'_2 = (3L_{sm2} + 3L_{sm1-2} + 3L_{sm1-4} + 2L_{sr2} + L_{sr1})$ 。

2台电机的转矩方程分别为:

$$T_{e1} = p_1 (\psi_{\pi} i_{q1} - \psi_{\pi-2} i_{d2} \sin(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}) - p_1 \psi_{\pi-2} i_{q2} \cos(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}) + \psi_{\pi-4} i_{d2} \sin(\theta_{r2} + 4\theta_{r1}) + \psi_{\pi-4} i_{q2} \cos(\theta_{r2} + 4\theta_{r1})); \quad (12)$$

$$T_{e2} = p_2 \psi_{\pi} i_{q2}; \quad (13)$$

$$T_{s1} = p_1 (\psi_{\pi-2} i_{d2} \sin(2\theta_{r1} - \theta_{r2}) - \psi_{\pi-2} i_{q2} \cos(2\theta_{r1} - \theta_{r2}) + \psi_{\pi-4} i_{d2} \sin(\theta_{r2} + 4\theta_{r1}) + \psi_{\pi-4} i_{q2} \cos(\theta_{r2} + 4\theta_{r1})) \circ \quad (14)$$

从上面推导的式(12)不难得到如下结论。

1) 力矩干扰波动  $T_{s1}$  的大小受  $i_{d2}$ 、 $i_{q2}$  及六相电机的2次、4次谐波磁链影响,力矩干扰的频率受转速大小引起的  $\theta_{r1}$  和  $\theta_{r2}$  影响,无法实现2台电机的解耦运行。

2) 三相电机的转矩没有任何影响。

## 3 仿真实证

图3是串联电机解耦控制的原理框图,采用  $i_d = 0$  的矢量控制策略,由  $T_{s1}$  引起的力矩波动,可利用检测六相永磁同步电机的转速、电磁场中的谐波大小以及三相永磁同步电机的电流值得到。在控制回路中引入  $T_{s1}^*$  进行力矩的补偿,达到解耦运行的目标。电机仿真参数为:  $r_{s1} = 2.55 \Omega$ ,  $r_{s2} = 2.65 \Omega$ ,  $L_1 = 9 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 10 \text{ mH}$ ,  $\psi_{\pi} = 0.175 \text{ Wb}$ ,  $\psi_{\pi} = 0.2 \text{ Wb}$ ,  $p_1 = p_2 = 6$ ,

$\psi_{\pi-2} = 0.06 \text{ Wb}$ ,  $\psi_{\pi-4} = 0.04 \text{ Wb}$ ,  $J_1 = 0.089 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $J_2 = 0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $F_1 = 0.005$ ,  $F_2 = 0.01$ 。

### 3.1 含2次和4次空间谐波时的仿真分析

为了验证对称六相PMSM中包含2、4次空间谐波对串联系统运行的耦合影响,首先假设图3中没有力矩波动的反馈补偿环节,即令  $T_{s1} = 0$ 。设六相电机空载,转速为100 r/min,当  $t = 0.5 \text{ s}$  时上升到400 r/min;三相电机的负载为  $3 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,转速为200 r/min。系统运行性能如图4所示。

图4的仿真曲线表明:

1) 对称六相电机中的2次和4次谐波产生的力矩波动  $T_{s1}$  会影响自身的正常运行;

2) 当六相电机得转速变快时,  $T_{s1}$  变化的频率也变大。

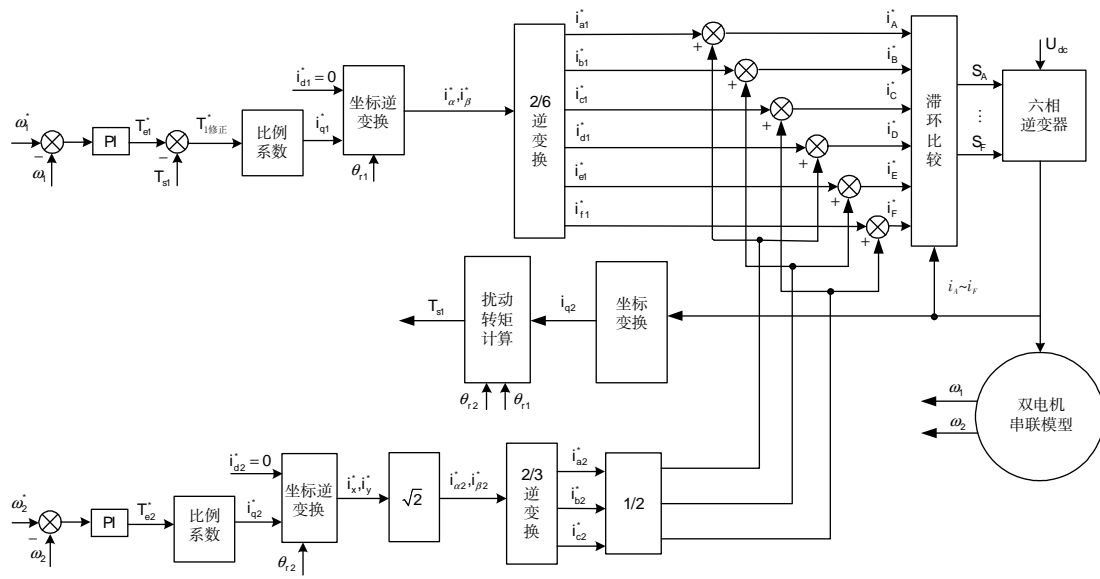
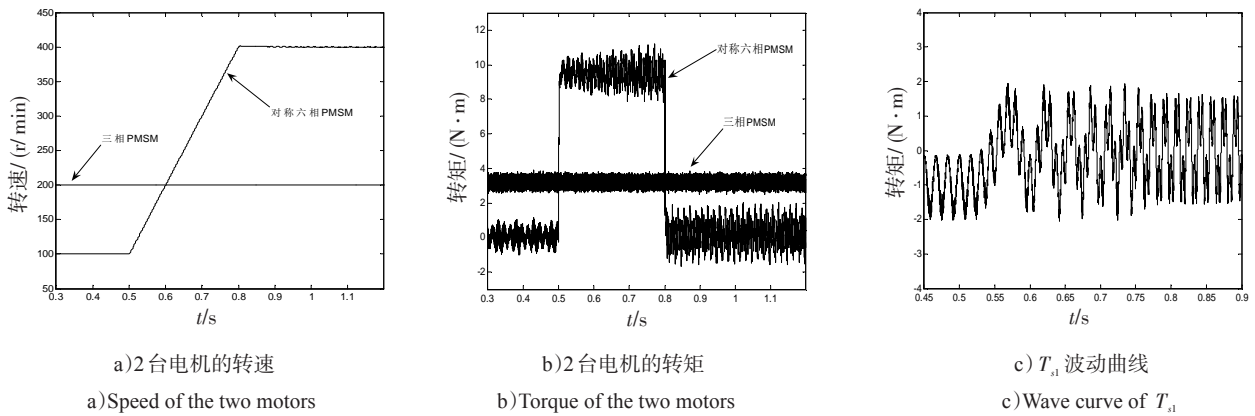


图3 加入力矩补偿后的控制系统原理框图

Fig.3 Block diagram of the control system with torque compensation



a) 2台电机的转速  
a) Speed of the two motors

b) 2台电机的转矩  
b) Torque of the two motors

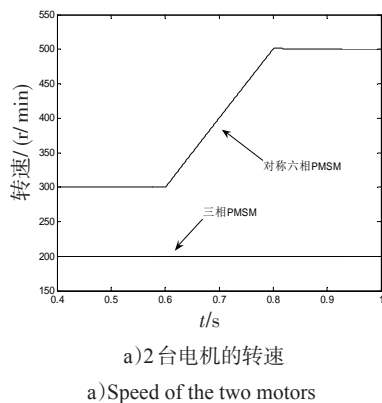
c)  $T_{d1}$  波动曲线  
c) Wave curve of  $T_{d1}$

图4 六相电机变速条件下的仿真

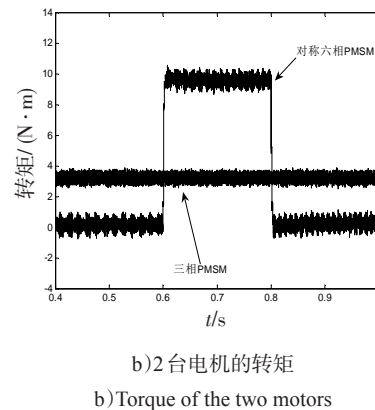
Fig.4 Simulation result with six-phase PMSM speed change

### 3.2 力矩补偿的解耦控制仿真

对称六相电机空载转速为 300 r/min ,三相电机的负载为  $3\text{N}\cdot\text{m}$ 、转速为 200 r/min ,在  $t=0.6\text{s}$  对称六相电机开始加速到 500 r/min ,系统的运行性能见图5。



a) 2台电机的转速  
a) Speed of the two motors



b) 2台电机的转矩  
b) Torque of the two motors

图5 转矩补偿后六相电机变速的仿真

Fig.5 Simulation result with six-phase PMSM speed change after torque compensated

从上述仿真结果可知,通过控制方式的改善,即对电磁转矩进行修正,可以消除反电动势2次和4次谐波产生的转矩脉动,实现2台串联电机的解耦控制。

#### 4 结论

为了分析对称六相串联三相PMSM系统中2台电机包含的空间谐波的耦合效应,本文首先利用绕组函数的概念推导了每台电机在集中绕组状态下高次谐波对另一台电机磁动势的耦合关系,得出如下结论:

1)三相PMSM的任意次空间谐波均不会2台电机的独立运行产生影响,但对自身会有力矩脉动;

2)对称六相电机的奇次谐波也不会2台电机的独立运行产生影响,但对自身也会有力矩脉动;

3)对称六相PMSM中的 $(6i \pm 4)$ 和 $(6i \pm 2)$ , $i=1,3,5,\dots$ ,等偶次谐波将与三相电机的基波电流相互耦合对六相PMSM的独立运行产生影响。然后给出了对称六相PMSM中含有2、4次空间谐波时的串联系统数学模型和电磁转矩的耦合表达式,进行了相关的变速仿真验证。

#### 参考文献:

- [1] HODGE C, WILLIAMSON S, SMITH A C. Direct drive marine propulsion motors[C]//International Congress on Electrical Machines. Bruges, Belgium, 2002: 807-813.
- [2] TERRIEN F, SIALA S, NOY P. Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion[C]//International Conference on Power Electronics, Machines and Drives: Part 2. Edinburgh: IET, 2004: 556-561.
- [3] EMIL LEVI, MARTIN JONES. A novel concept of a multiphase multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 320-335.
- [4] CORREA M B R, SILVA C R DA. Independent voltage control for series connected six-phase and three-phase induction machines[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2009, 45(4): 1287-1293.
- [5] EMIL LEVI. Multiphase electric machines for variable-speed applications[J]. IEEE Transactions on Industrial electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
- [6] JONES M, LEVI E, IQBAL A. A five-phase series-connected two-motor drive with current control in the rotating frame[C]//Power Electronics Specialists Conference: Part 5. Aachen, Germany: IEEE, 2004: 3278-3284.
- [7] LEVI E, IQBAL A, VUKOSAVIC S N, et al. Modeling and control of a five-phase series-connected two-motor drive[C]//Industrial Electronics Conference of the IEEE. Roanoke, VA: IEEE, 2003: 208-213.
- [8] SALEH M, IQBAL A, AHMED S M, et al. Matrix converter based five-phase series-connected two-motor drive system[C]//Universities Power Engineering Conference. London: United Kingdom, 2012: 1-6.
- [9] JONES M, DUJIC D, LEVI E. A five-phase two-motor centre-driven winder with series-connected motors[C]//Industrial Electronics Conference of the IEEE. Taipei: IEEE, 2007: 1324-1329.
- [10] LEVI E, JONES M, VUKOSAVIC S N. A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(1): 121-129.
- [11] PYRHÖNEN J, JOKINEN T, HRABOVCOVÁ V. Design of rotating electrical machines[M]. 2<sup>nd</sup> ed. Design of Rotating Electrical Machines, 2013: 21-23.
- [12] SAKAMOTO S, HIRATA T, KOBAYASHI T, et al. Vibration analysis considering higher harmonics of electromagnetic forces for rotating electric machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 35(3): 1662-1665.
- [13] JONES M, VUKOSAVIC S N, LEVI E, et al. A novel six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control[C]//Industry Applications Conference. Recife, Brazil: IEEE, 2004: 2691-2697.
- [14] 刘陵顺,张少一,刘华崧. 两台双Y移PMSM串联系统解耦运行的谐波效应分析[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(7): 72-78.  
LIU LINGSHUN, ZHANG SHAOYI, LIU HUANGSONG. Harmonic effects of double Y shift 30° PMSM two-motor series-connected system[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(7): 72-78. (in Chinese)
- [15] 刘陵顺,赵国荣,韩浩鹏. 考虑谐波耦合的对称六相永磁同步电机串联系统解耦控制[J]. 重庆大学学报, 2014, 37(6): 97-103.  
LIU LINGSHUN, ZHAO GUORONG, HAN HAOPENG. Decouple control for symmetrical six-phase PMSM series-connects three-phase PMSM system based on harmonics couple[J]. Journal of Chongqing University, 2014, 37(6): 97-103. (in Chinese)
- [16] 刘陵顺,闫红广,韩浩鹏,等. 空间谐波对对称六相与三相PMSM串联系统的影响[J]. 西南交通大学学报,

2017, 52(2): 348-354.

LIU LINGSHUN, YAN HONGGUANG, HAN HAOPENG, et al. Research of space-harmonic effects on symmetrical six-phase PMSM series-connected three-phase PMSM driver system[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2017, 52(2): 348-354. (in Chinese)

- [17] JONES M, VUKOSAVIC S N, LEVI E. Combining induction and permanent magnet synchronous machines in a series-connected six-phase vector-controlled two-motor

drive[C]//Power Electronics Specialists Conference. Recife, Brazil: IEEE, 2005: 2691-2697.

- [18] HAMID A TOLIYAT, SUBHASIS UAND, SEUNGDEOG CHOI, et al. 电机建模、状态检测与故障诊断[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 24-27.

HAMID A TOLIYAT, SUBHASIS UAND, SEUNGDEOG CHOI, et al. Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis[M]. Beijing: China Machine Press, 2014: 24-27. (in Chinese)

## Couple Analysis of Harmonics Effects for Symmetrical Six-Phase and Three-Phase PMSM Series-Connected System Supplied by Single Inverter

LIU Lingshun<sup>1</sup>, GUO Ye<sup>2</sup>, YAN Hongguang<sup>1</sup>

(1. Naval Aviation University, Yantai Shandong 264001, China;

2. Shandong Agriculture and Engineering University, Dezhou Shandong 251100, China)

**Abstracts:** Space harmonics has effects on decouple operating of symmetrical six-phase PMSM and three-phase PMSM Series-connected system. The couple effects laws by each order harmonic for the series-connected system with short pitch concentrated windings were analyzed. The mathematic models with 2<sup>th</sup> and 4<sup>th</sup> harmonics of symmetrical six-phase PMSM under d-q coordinates were deduced. The couple expressions of torque was deduced. And the simulations with variable speed operating were proposed to validate the feasibility of couple and decouple operating.

**Key words:** symmetrical six-phase PMSM; three-phase PMSM; series-connected system; space harmonic; couple analysis

(上接第216页)

## A Sampling Optimization Method for High Alphabet System Safety Control Instruction Detection

ZHAI Longjun<sup>1</sup>, WANG Weiling<sup>2</sup>, GAO Shan<sup>1</sup>, JIANG Zhisen<sup>1</sup>

(1. Naval Aviation University; 2. Planning Information Center of Yantai, Yantai Shandong 264001, China)

**Abstract:** Instruction detection performance of the high alphabet safety control system was greatly affected by the sampling rate. Based on the selection of tone signal frequency, sampling frequency and the number of sampling points, a sampling optimization and implementation scheme was presented. Simulation results show that reliable detection result can be achieved using minimum sampling points with fixed and variable Doppler frequency offset, and it is convenient for real time processing using FPGA.

**Key words:** high alphabet; safety control system; sampling rate; instruction detection