

对称六相和三相 PMSM 串联系统反电动势谐波效应补偿控制

刘陵顺*, 肖支才, 韩浩鹏

(海军航空工程学院 控制工程系, 山东 烟台 264001)

摘要: 提出了单逆变器驱动对称六相和三相 PMSM 串联系统的谐波效应补偿控制策略. 针对实际对称六相 PMSM 非正弦反电动势中高次谐波将会对该串联系统的运行产生耦合的问题, 建立了对称六相 PMSM 和三相 PMSM 串联系统的虚拟多电机耦合模型, 揭示了对称六相 PMSM 中主要的二次谐波对串联系统解耦控制的影响机理, 提出了消除六相 PMSM 中等效辅电机产生的转矩脉动耦合的控制方法, 分别进行了变速变载对比仿真. 结果表明: 所提补偿控制策略能够改善反电动势中含有最主要二次谐波产生的转矩脉动对串联系统运行的耦合问题, 实现了两台串联电机的独立控制.

关键词: 对称六相 PMSM; 三相 PMSM; 串联系统; 多电机耦合模型; 谐波效应补偿

中图分类号: TM351

文献标识码: A

doi: 10.7511/dllgxb201501003

0 引言

船舶综合电力推进、多电飞机电传等系统对传动系统的体积和重量有着较为苛刻的限制, 需要研究高功率密度、轻量化、低成本的多电机驱动系统. 多相电机相对于三相电机在容错性、可靠性、大功率控制等方面具有诸多优势^[1-2]. 相数的增加使得多相电机可提供比三相电机更多的控制自由度, 通常只需磁链分量和电磁力矩分量这两个定子电流或者电压分量即可实现对多相电机的控制, 其他的控制自由度分量, 其已有的用途包括故障发生后的容错控制以及增强集中绕组多相电机的力矩密度, 也可用作多台多相电机串联或并联运行时的联结变量. 目前, 在多相电机的驱动、容错控制, 基于谐波注入的力矩密度提高, 以及单台电机运行的谐波抑制等方面的研究相对比较成熟^[3-6]. 根据多相电机的运行机理, 将多台定子绕组正弦分布的多相电机串联或并联在同一台逆变器上, 使用同一套驱动和控制系统即可实现多台多相电机的独立运行, 这是一种新型的多电机驱动系统^[7-10]. 串联系统解耦运行的理论基础是要

求串联电机的定子绕组反电动势(back EMF)必须为正弦波. 但是实际电机由于加工制造等因素定子绕组分布不可能完全实现正弦化, 引起的非正弦反电动势通常含有高次谐波, 影响着串联系统的解耦控制. 文献[11-12]利用虚拟等效电机的概念, 对多相电机反电动势谐波对机电能量转换的影响进行了分析. 在此基础上, 文献[13-14]对串联的两台梯形波反电动势五相电机, 分别虚拟为 dq 平面的基波和 $5h \pm 1$ 次谐波 ($h = 2, 4, \dots$) 的主电机和 $z_1 z_2$ 平面的 $5h \pm 2$ 次谐波 ($h = 1, 3, 5, \dots$) 的辅电机, 由机械及电气关联关系得出: 该串联电机只有为正弦波磁场时, 辅电机才不存在反电动势, 从而保证该串联系统的解耦控制. 夹角为 60° 电角度的对称六相 PMSM 串联系统, 是由一台对称六相 PMSM 串联一台三相 PMSM 组成, 其中三相 PMSM 不受任何影响, 但三相电机的各相电流分别有一半需要流经六相电机的相关相, 因此, 这种更为特殊的串联系统和文献[13-14]中的两台五相电机串联系统在运行机理上存在较大差异, 而且对于对称六相 PMSM 串联系统的谐波效应研究也鲜见文献报道. 考虑到这种特殊系统

收稿日期: 2014-04-17; 修回日期: 2014-08-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51377168); 中国博士后科学基金特别资助项目(201104769); 山东省自然科学基金资助项目(ZR2010EM029).

作者简介: 刘陵顺* (1969-), 男, 博士, 教授, E-mail: lingshunliu@sohu.com.

尤其适用于舰船主功率和辅助功率同时驱动の場合,本文主要研究对称六相和三相 PMSM 双电机串联系统的非正弦反电动势高次谐波的耦合以及解耦控制问题,利用虚拟多电机的概念建立该串联系统的多电机矢量等效模型,揭示对称六相 PMSM 非正弦反电动势中主要谐波对串联系统解耦控制的影响机理,提出基于反电动势谐波效应补偿的串联系统解耦控制策略,分别进行含二次谐波以及谐波补偿时三相 PMSM 的变速变载运行对对称六相 PMSM 的影响的仿真研究,验证所提补偿控制策略的有效性.

1 串联系统多电机矢量等效模型建立

多相电机很难真正地实现定子绕组的正弦分布,如果考虑到极端情况下定子绕组的分布没有实现完全对称,如集中短距绕组的不对称情况,不管是六相 PMSM 还是三相 PMSM 都将会导致反电动势中奇次和偶次谐波的存在,其中六相 PMSM 中最主要的是二次谐波.存在的各次谐波将会在反电动势中产生一系列谐波,因此必须考虑这些高次谐波对机电能量转换的影响,此时多相 PMSM 可以看作多台虚拟的同轴两相电机,它们不存在磁耦合,但具有电气和机械耦合.这些两相虚拟电机的电压、电流变量分别由实际的多相电机投影到不同正交平面上的某些谐波族确定,谐波族之间相互无关.

1.1 对称六相 PMSM 的虚拟两相电机等效模型

含有各次谐波的六相 PMSM 可以等效成两台虚拟的两相电机,分别称为主电机(MM)和辅电机(SM),其分别与谐波族 $1, 5, 7, 11, \dots, 6i \pm 1$ ($i=0, 1, 2, 3, \dots$)和 $2, 4, 8, 10, \dots, 6i \pm 2$ ($i=0, 1, 2, 3, \dots$)相关.

对称六相 PMSM 利用矩阵(1)等效为 MM、SM:

$$\mathbf{T}_6 = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 & -1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 & 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

两台虚拟电机的电压、电流经对称六相 PMSM 相电压、相电流的变换表达式为

$$\mathbf{i}_{\text{mach}} = (\mathbf{i}_{\text{ma}} \quad \mathbf{i}_{\text{m}\beta} \quad \mathbf{i}_{\text{sa}} \quad \mathbf{i}_{\text{s}\beta} \quad 0 \quad 0)^T = \mathbf{T}_6 (\mathbf{i}_a \quad \mathbf{i}_b \quad \mathbf{i}_c \quad \mathbf{i}_d \quad \mathbf{i}_e \quad \mathbf{i}_f)^T \quad (2)$$

$$\mathbf{u}_{\text{mach}} = (\mathbf{u}_{\text{ma}} \quad \mathbf{u}_{\text{m}\beta} \quad \mathbf{u}_{\text{sa}} \quad \mathbf{u}_{\text{s}\beta} \quad 0 \quad 0)^T = \mathbf{T}_6 (\mathbf{u}_a \quad \mathbf{u}_b \quad \mathbf{u}_c \quad \mathbf{u}_d \quad \mathbf{u}_e \quad \mathbf{u}_f)^T \quad (3)$$

由于对称六相 PMSM 由六相逆变器供电,逆变器的电压 $\mathbf{u}_{\text{vsi}}$ 也耦合成两部分: $\mathbf{u}_m = \mathbf{u}_{\text{mvsi}}, \mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{\text{svsi}}$.

这样实际电机的相电压和相电流分量分别解耦到两个互相正交的平面,两台虚拟电机的关系式分别为

$$\mathbf{u}_m = R_m \mathbf{i}_m + L_m \frac{d}{dt}(\mathbf{i}_m) + \mathbf{e}_m \quad (4)$$

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d}{dt}(\mathbf{i}_s) + \mathbf{e}_s \quad (5)$$

$$\mathbf{T}_{\text{totle}} = \mathbf{T}_m + \mathbf{T}_s = \frac{\mathbf{e}_m^T \mathbf{i}_m}{\Omega} + \frac{\mathbf{e}_s^T \mathbf{i}_s}{\Omega} \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} J \Omega^2 \right) = T_{\text{totle}} \Omega - T_{\text{load}} \Omega \quad (7)$$

式中: $\mathbf{u}_m = (\mathbf{u}_{\text{ma}} \quad \mathbf{u}_{\text{m}\beta})^T$, $\mathbf{i}_m = (\mathbf{i}_{\text{ma}} \quad \mathbf{i}_{\text{m}\beta})^T$, $\mathbf{u}_s = (\mathbf{u}_{\text{sa}} \quad \mathbf{u}_{\text{s}\beta})^T$, $\mathbf{i}_s = (\mathbf{i}_{\text{sa}} \quad \mathbf{i}_{\text{s}\beta})^T$.

转矩脉动 $T_s = \mathbf{e}_s^T \mathbf{i}_s / \Omega$, 即辅电机 SM 包含的高次空间谐波反电动势将会产生转矩脉动,其中 Ω 为机械角速度,以下同.对称六相 PMSM 驱动系统的耦合关系如图 1 所示,机械耦合表示两台虚拟电机的电磁转矩的代数和,电气耦合则与转换矩阵有关.

1.2 三相 PMSM 虚拟两相电机等效模型

根据坐标变换分析不难知道,三相 PMSM 实际上可以等效为一台虚拟的两相主电机,不存在辅电机.和主电机相关的谐波族由 $6i \pm 1$ ($i=0, 1, 2, 3, \dots$), $6i \pm 2$ ($i=0, 1, 2, 3, \dots$) 表示.

实际电机和虚拟电机的等效是通过坐标变换矩阵(8)产生的:

$$\mathbf{T}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (8)$$

由此可推出虚拟电机的电压、电流与三相 PMSM 的实际相变量的关系为

$$\mathbf{i}_{\text{mach}} = (\mathbf{i}_{\text{ma}} \quad \mathbf{i}_{\text{m}\beta} \quad 0)^T = \mathbf{T}_3 (\mathbf{i}_a \quad \mathbf{i}_b \quad \mathbf{i}_c)^T \quad (9)$$

$$\mathbf{u}_{\text{mach}} = (\mathbf{u}_{\text{ma}} \quad \mathbf{u}_{\text{m}\beta} \quad 0)^T = \mathbf{T}_3 (\mathbf{u}_a \quad \mathbf{u}_b \quad \mathbf{u}_c)^T \quad (10)$$

这样实际电机的电压和电流分量分解到一个子空间,虚拟电机的关系式为

$$\mathbf{u}_m = R_m \mathbf{i}_m + L_m \frac{d}{dt}(\mathbf{i}_m) + \mathbf{e}_m \quad (11)$$

$$T_m \Omega = \mathbf{e}_m^T \mathbf{i}_m \quad (12)$$

$$T_{\text{totle}} = T_m = \mathbf{e}_m^T \mathbf{i}_m / \Omega \quad (13)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} J \Omega^2 \right) = T_{\text{totle}} \Omega - T_{\text{load}} \Omega \quad (14)$$

$$\text{式中: } \mathbf{u}_m = (u_{m\alpha} \ u_{m\beta})^T, \mathbf{i}_m = (i_{m\alpha} \ i_{m\beta})^T.$$

三相 PMSM 驱动系统的耦合关系如图 2 所示.

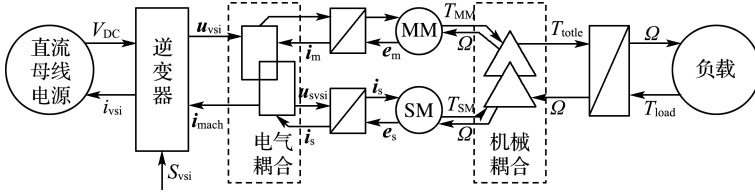


图 1 对称六相 PMSM 虚拟两相电机耦合关系

Fig. 1 Fictitious two-machine couple of symmetrical six-phase PMSM

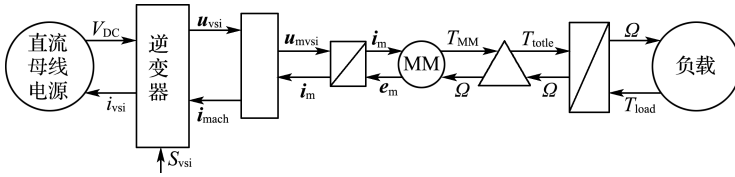


图 2 三相 PMSM 虚拟两相电机耦合关系

Fig. 2 Fictitious two-machine couple of three-phase PMSM

1.3 对称六相和三相 PMSM 双电机串联系统虚拟多电机等效模型

夹角为 60° 电角度的对称六相 PMSM 和三相 PMSM 的串联如图 3 所示.

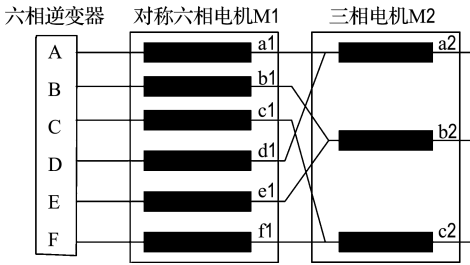


图 3 对称六相 PMSM 和三相 PMSM 串联系统

Fig. 3 Series-connected system between symmetrical six-phase and three-phase PMSM

根据对称六相 PMSM 和三相 PMSM 的串联图,可以得到逆变器电压和两台电机相电压的关系如下:

$$\begin{aligned} v_A &= v_{a1} + v_{a2}, v_B = v_{b1} + v_{b2}, \\ v_C &= v_{c1} + v_{c2}, v_D = v_{d1} + v_{a2}, \\ v_E &= v_{e1} + v_{b2}, v_F = v_{f1} + v_{c2} \end{aligned} \quad (15)$$

逆变器输出电流和两台电机电流的关系为

$$\begin{aligned} i_A &= i_{a1}, i_B = i_{b1}, i_C = i_{c1}, i_D = i_{d1}, \\ i_E &= i_{e1}, i_F = i_{f1}, i_A + i_D = i_{a2}, \\ i_B + i_E &= i_{b2}, i_C + i_F = i_{c2} \end{aligned} \quad (16)$$

通过转换矩阵 $\mathbf{T}_3$ 和 $\mathbf{T}_6$,可以得到

$$\mathbf{u}_m = \mathbf{u}_{m1}, \quad \mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{s1} + \sqrt{2} \mathbf{u}_{m2},$$

$$\mathbf{i}_m = \mathbf{i}_{m1}, \quad \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{s1} = \mathbf{i}_{m2} / \sqrt{2} \quad (17)$$

这样对称六相 PMSM 和三相 PMSM 串联系统可以等效成 3 台虚拟的两相电机,其中 MM2 和 SM1 串联.

由式(4)、(5)、(11)和(17)可得

$$\mathbf{u}_{mvsi} = R_{m1} \mathbf{i}_{m1} + L_{m1} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{m1}) + \mathbf{e}_{m1} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{svsi} &= R_{s1} \mathbf{i}_{s1} + L_{s1} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{s1}) + \mathbf{e}_{s1} + \sqrt{2} \mathbf{u}_{m2} = \\ &= (R_{s1} + 2R_{m2}) \mathbf{i}_{s1} + (L_{s1} + 2L_{m2}) \times \\ &\quad \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{s1}) + \mathbf{e}_{s1} + \sqrt{2} \mathbf{e}_{m2} \end{aligned} \quad (19)$$

对于电压源逆变器,主机电压分量 $\mathbf{u}_{mvsi}$,串联系统各参数:总电阻 $R_m = R_{m1}$, 总电感 $L_m = L_{m1}$, 总反电动势 $\mathbf{e}_m = \mathbf{e}_{m1}$.

辅机电压分量 $\mathbf{u}_{svsi}$,串联系统各参数:总电阻 $R_s = R_{s1} + 2R_{m2}$, 总电感 $L_s = L_{s1} + 2L_{m2}$, 总反电动势 $\mathbf{e}_s = \mathbf{e}_{s1} + \sqrt{2} \mathbf{e}_{m2}$.

具体的等效关系如图 4 所示.

经分析结论如下:

(1) 由于六相逆变器只能等效为 4 个电压或电流控制自由度,显然无法同时控制等效的 3 台虚拟电机 MM1、SM1、MM2,只能同时控制两台虚拟主电机 MM1 和 MM2. MM1 由主子空间的电压或电流分量控制,MM2 由辅子空间的电压

图 7 所示。

由图可知: 当三相 PMSM 变速或变载运行时, 由于二次谐波产生的虚拟辅助电机 SM1 的存在, 与三相 PMSM 主电机 MM2 耦合使六相电机

的电磁转矩具有明显的扰动, 串联系统不能解耦运行; 六相电机电磁转矩脉动的频率和两台电机的转速有关; 对称六相电机的转矩脉动受三相电机的负载转矩影响。

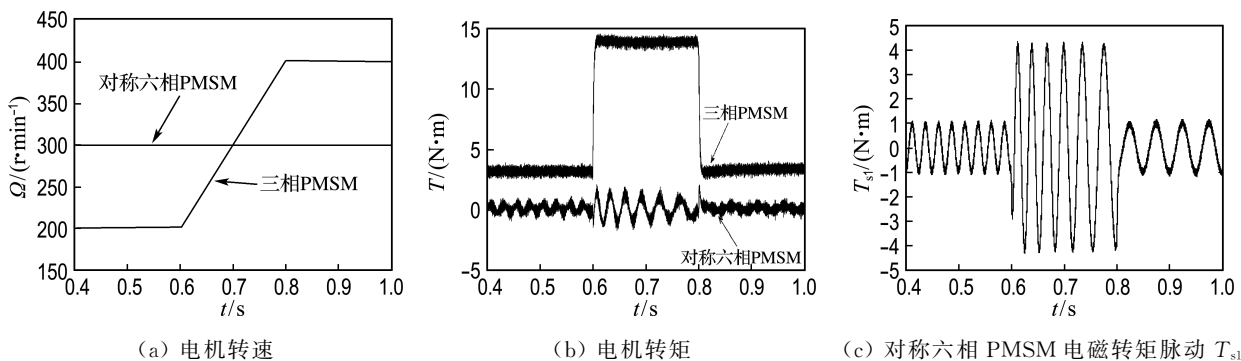


图 6 三相 PMSM 变速下串联系统工作状态

Fig. 6 Operating performances of series-connected system with three-phase PMSM changing speed

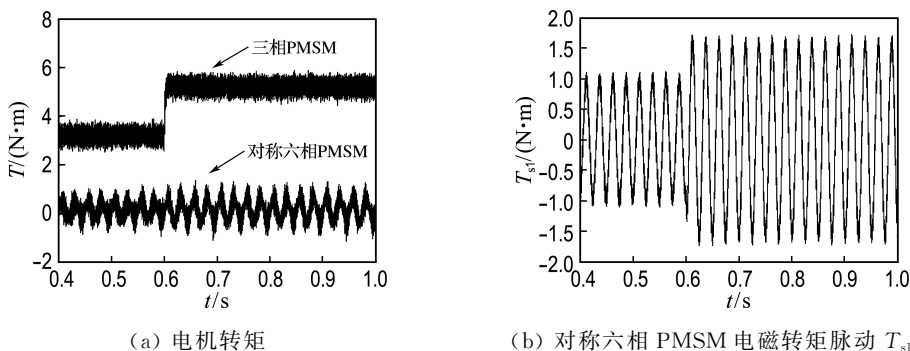


图 7 三相 PMSM 变载下串联系统工作状态

Fig. 7 Operating performances of series-connected system with three-phase PMSM changing load

2.2 含有辅电机转矩脉动补偿的仿真

(1) 变速仿真

对称六相 PMSM 空载转速为 400 r/min, 三相 PMSM 负载为 3 N·m、转速为 200 r/min, 在

0.6 s 对称六相 PMSM 减速到 300 r/min, 在 0.8 s 三相 PMSM 加速到 500 r/min. 仿真结果如图 8 所示。

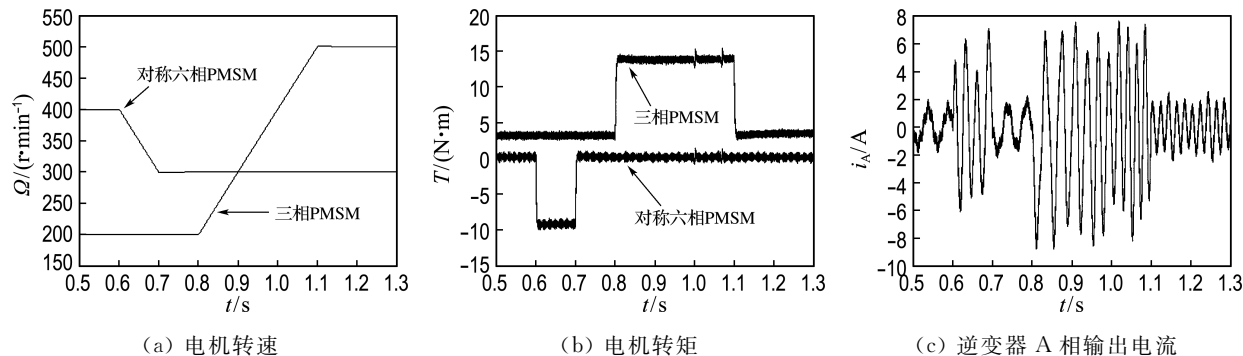


图 8 变速下串联系统工作状态

Fig. 8 Operating performances of series-connected system with changing speed

(2) 变载仿真

对称六相 PMSM 空载转速为 400 r/min, 三相 PMSM 负载为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、转速为 200 r/min, 在 0.6 s 对称六相 PMSM 负载变为 $3 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 0.8 s 三相 PMSM 负载变为 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 仿真结果如图 9 所示。

从变速和变载仿真结果可知: 通过控制方式

的改善, 即对六相 PMSM 等效的辅电机电磁转矩脉动进行补偿, 能够改善反电动势中含有最主要二次谐波产生的转矩脉动对该串联系统运行的耦合问题, 即当任一台 PMSM 变速或变载运行时, 对另一台 PMSM 不产生影响, 实现了两台串联电机的独立控制。

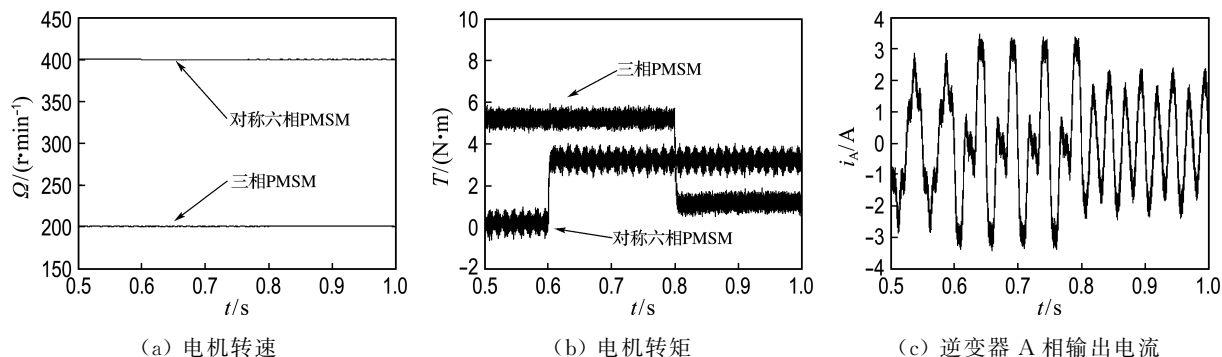


图 9 变载下串联系统工作状态

Fig. 9 Operating performances of series-connected system with changing load

3 结 语

本文研究了对称六相 PMSM 反电动势中的高次谐波对两台串联电机运行的耦合作用, 通过虚拟多电机耦合的手段, 探究了对称六相 PMSM 和三相 PMSM 串联系统的多电机电磁耦合作用的机理, 从理论上分析了对称六相 PMSM 反电动势二次谐波形成的辅助电机 SM1 与三相 PMSM 基波形成的主电机 MM2 相互作用产生的转矩脉动对解耦运行的影响规律, 提出了该串联系统基于辅电机转矩脉动补偿的解耦控制方法, 并通过仿真验证了其有效性。

参考文献:

- [1] Levi E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(5):1893-1909.
- [2] Singh G K. Multi-phase induction machine driver research-a survey [J]. *Electric Power Systems Research*, 2002, **61**(3):139-147.
- [3] 杨金波, 李铁才, 杨贵杰. 一相开路双三相永磁同步电机建模与控制[J]. *电工技术学报*, 2011, **26**(10):167-187.
YANG Jin-bo, LI Tie-cai, YANG Gui-jie. Modeling and control of dual three-phase PMSM with one open phase [J]. *Transactions of China*

Electrotechnical Society, 2011, **26**(10):167-187. (in Chinese)

- [4] 赵品志, 杨贵杰, 李 勇. 五相永磁同步电动机单相开路故障容错控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2011, **31**(24):68-76.
ZHAO Pin-zhi, YANG Gui-jie, LI Yong. Fault-tolerant control strategy for five-phase permanent magnet synchronous motor under single phase open circuit fault conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, **31**(24):68-76. (in Chinese)
- [5] 赵品志, 杨贵杰, 李 勇. 三次谐波注入式五相永磁同步电机转矩密度优化[J]. *中国电机工程学报*, 2010, **30**(33):71-77.
ZHAO Pin-zhi, YANG Gui-jie, LI Yong. Torque density optimization for five-phase PMSM with third harmonic injection [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, **30**(33):71-77. (in Chinese)
- [6] 袁飞雄, 董声华, 龙文枫. 六相永磁同步电动机谐波电流抑制技术[J]. *电工技术学报*, 2011, **26**(9):31-36.
YUAN Fei-xiong, DONG Sheng-hua, LONG Wen-feng. Techniques to restrain harmonics of six-phase permanent synchronous motors [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, **26**(9):31-36. (in Chinese)
- [7] Levi E, Jones M, Vukosavic S N, *et al.* A novel concept of a multiphase, multi-motor vector

- controlled drive system supplied from a single voltage source inverter [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2004, **19**(2):320-335.
- [8] Correa M B R, Da Silva C R, Razik H, *et al.* Independent voltage control for series connected six-phase and three-phase induction machines [J]. **IEEE Transactions on Industry Application**, 2009, **45**(4):1287-1293.
- [9] MIAO Zheng-ge, LIU Ling-shun, ZHANG Hai-yang. Variable speed simulation of symmetrical six-phase PMSM series connected three-phase PMSM drive system [C] // **International Conference on Computer, Electrical, and Systems Sciences and Engineering**. Wuhan: Information Engineering Research Institute, 2011:423-426.
- [10] Jones M, Vukosavic S N, Levi E. Independent vector control of a six-phase series-connected two-motor drive [C] // **The Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives**. Edinburgh:IET, 2004:879-889.
- [11] Semail E, Kestelyn X, Bouscayrol A. Right harmonic spectrum for the back-electromotive force of a n -phase synchronous motor [C] // **IEEE Industry Applications Conference**. Seattle: IEEE, 2004:77-78.
- [12] Semail E, Kestelyn X, Bouscayrol A. Sensitivity of a 5-phase brushless DC machine to the 7th harmonic of the back-electromotive force [C] // **IEEE 35th Power Electronics Specialists Conferences**. Aachen: IEEE, 2004:4564-4570.
- [13] Semail E, Levi E, Bouscayrol A. Multi-machine modeling of two series connected 5-phase synchronous machines: effect of harmonics on control [C] // **European Conference on Power Electronics and Applications**. Dresden:IEEE, 2005: 1-10.
- [14] Mekri F, Charpentier J-F, Semail E. An efficient control of a series connected two-synchronous motor 5-phase with nonsinusoidal EMF supplied by a single 5-leg VSI: Experimental and theoretical investigations [J]. **Electric Power Systems Research**, 2012, **92**:11-19.

Control for symmetrical six-phase and three-phase PMSM series-connected system based on back-EMF harmonic effects compensating

LIU Ling-shun*, XIAO Zhi-cai, HAN Hao-peng

(Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: The harmonic effects compensating control strategy for symmetrical six-phase and three-phase PMSM series-connected system driven by single inverter is presented. High-order harmonics inevitably exist in non-sinusoidal back EMF (electromotive force) of actual symmetrical six-phase PMSM, which influence the decouple control of the series-connected system, so the fictitious multi-machine coupling models of symmetrical six-phase PMSM and three-phase PMSM series-connected system are set up. The influence mechanism on the decouple control by the second-harmonics of symmetrical six-phase PMSM is analyzed. The improved control method of eliminating torque pulse couple produced by fictitious second-motor of symmetrical six-phase PMSM is presented. Variable speed and variable load simulation results validate that the proposed compensating control strategy can improve the torque pulse and couple performances of series-connected system by the second back EMF harmonics, which can realize the independent operation of the two series-connected motors.

Key words: symmetrical six-phase PMSM; three-phase PMSM; series-connected system; multi-machine coupling model; harmonic effects compensating