

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2014.06.015

考虑谐波耦合的对称六相永磁同步电机 串连系统解耦控制

刘陵顺, 赵国荣, 韩浩鹏

(海军航空工程学院 控制工程系, 山东 烟台 264001)

摘要:单逆变器驱动对称六相永磁同步电机串连三相电机是一种新型的多电机系统。针对对称六相电机反电动势的谐波会影响串连系统的解耦控制的问题,在同步旋转坐标系下建立了对称六相电机反电动势含有最主要的 2 次谐波时串连系统的数学模型,分析了谐波对六相 PMSM 电磁转矩脉动幅值和频率的影响情况,提出了补偿反电动势谐波效应的解耦控制策略,通过变载和变速仿真证明了所提控制策略的可行性。

关键词:对称六相永磁同步电机;双电机串连;反电动势;谐波分析;解耦控制;数学模型

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2014)06-097-07

Decouple control for symmetrical six-phase PMSM series-connects three-phase PMSM system based on harmonics couple

LIU Lingshun, ZHAO Guorong, HAN Haopeng

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

Abstract: Symmetrical six-phase series-connected three-phase PMSM driven by single inverter is a novel multi-machines system. To research EMF harmonics influence on the decouple control of series-connected system, the series-connected system mathematic models with 2nd harmonic of symmetrical six-phase PMSM under $d-q$ coordinates are deduced. The torque ripple amplitude and frequency influenced by harmonic are discussed. The decouple control strategy based on harmonic effect compensating is presented. And the simulations with variable operating states are proposed to validate the feasibility.

Key words: symmetrical six-phase PMSM; two-motor series-connected; EMF; harmonic analysis; decouple control; mathematical models

多相电机系统相对于三相系统而言具有谐波最低次数和脉动频率高、力矩脉动小、转子谐波损耗小、力矩密度大和电机噪声小等优点^[1-6]。要推出技术性能优良的机车牵引、机器人、纺织、造纸等工业驱动系统以及综合电力舰船系统,需要解决同一直流母线电源下的多台多电机驱动系统中各电机能同时独立运行的问题。根据电机理论,如果采用多于五相的多相电机取代传统的三相电机,以多台电机串连的方式则可以实现单台逆变器驱动的多台电机的独立运行^[7-10]。文中研究了一种单逆变器供电下对称六相 PMSM 串连三相

收稿日期:2014-05-05

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377168);国家博士后特别资助项目(201104769);山东省自然科学基金资助项目(ZR2010EM029)

作者简介:刘陵顺(1969-),男,海军航空工程学院副教授,博士,主要从事电机与控制研究,(E-mail)lingshunliu@sohu.com。

PMSM 的新型多电机系统^[11-12]。在理想正弦波反电动势(EMF)下 2 台电机的转速和负载互不影响,可以实现 2 台电机的独立运行^[13-14]。但由于实际电机通常为非正弦 EMF,高次谐波会影响 2 台电机的解耦运行,现有文献主要以多相感应电机的串联为例,从控制原理上证明了理想情况下该新型驱动系统的可行性,对于 2 台永磁同步电机的串联系统高次谐波的耦合与解耦控制方面还未见文献报道。文中建立了对称六相 PMSM 含有 2 次谐波时串联系统的数学模型,分析了反电动势 2 次谐波引起的串联系统电磁转矩脉动表达式,提出了补偿反电动势谐波效应的控制策略,通过变载和变速仿真证明了所提控制策略的可行性。

1 对称六相 PMSM 反电动势含有 2 次谐波时的耦合运行

1.1 串联系统数学模型的建立

对称六相 PMSM 串联三相 PMSM 如图 1 所示。

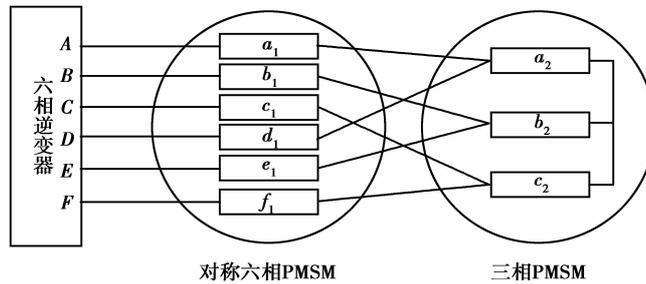


图 1 对称六相 PMSM 串联三相 PMSM

当定子绕组在空间上完全对称分布时,磁动势中理论上不会产生偶次谐波,但若采用短距集中绕组导致相绕组空间上分布不对称时,定子绕组函数也呈不对称状态,则绕组产生的磁动势中奇次和偶次谐波都将存在,经分析可知其中对称六相 PMSM 反电动势中的 $2, 4, 8, 10, \dots, 6i \pm 2 (i=0, 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波,会在对称六相 PMSM 中产生受三相 PMSM 干扰的转矩和转速脉动,影响了串联系统的解耦控制,而六相 PMSM 反电动势中的各奇次谐波则不受三相 PMSM 的干扰,进而不影响串联系统的解耦控制^[14]。考虑到 2 次谐波的含量明显高于 4、8、10... 等高次谐波,为简化分析,只研究对称六相 PMSM 反电动势中含有 2 次谐波的情况。做如下假设^[15]: 1) 电机磁路线性,铁芯的涡流、磁滞损耗忽略不计; 2) 定子表面光滑,忽略齿槽效应; 3) 忽略由气隙不均引起的电感变化; 4) 电机为面装式 PMSM,交直流电抗相等。

设对称六相 PMSM 定子绕组中由永磁励磁磁场产生的磁链为

$$\Psi_{sr1} = \begin{bmatrix} \Psi_{ar1} \\ \Psi_{br1} \\ \Psi_{cr1} \\ \Psi_{dr1} \\ \Psi_{er1} \\ \Psi_{fr1} \end{bmatrix} = N_{s1} \varphi_{fm1} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) \\ \cos(\theta_{r1} - \theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 2\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 3\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 4\theta_1) \\ \cos(\theta_{r1} - 5\theta_1) \end{bmatrix} + N_{s1-2} \varphi_{fm1-2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{r1}) \\ \cos(2\theta_{r1} - 2\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 4\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 6\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 8\theta_1) \\ \cos(2\theta_{r1} - 10\theta_1) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: $\theta_1 = 60^\circ$; φ_{fm1} 为对称六相 PMSM 的永磁体主磁通; φ_{fm1-2} 为 2 次谐波磁通; N_{s1} 为基波定子绕组的匝数; N_{s1-2} 为 2 次谐波定子绕组的匝数; r_{s1} 为定子绕组的电阻; 电角度 θ_{r1} 为转子位置。

三相 PMSM 定子绕组中由永磁励磁磁场产生的磁链为

$$\Psi_{sr2} = \begin{bmatrix} \Psi_{ar2} \\ \Psi_{br2} \\ \Psi_{cr2} \end{bmatrix} = N_{s2} \varphi_{fm2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) \\ \cos(\theta_{r2} - \theta_2) \\ \cos(\theta_{r2} - 2\theta_2) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: $\theta_2 = 120^\circ$; φ_{fm2} 为三相 PMSM 的永磁体主磁通; N_{s2} 为定子绕组的匝数; r_{s2} 为定子绕组的电阻、电角度 θ_{r2} 为转子位置。

设六相逆变器输出电流为 $\mathbf{I}_s = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E \ i_F]^T$, 对称六相 PMSM 定子绕组的总磁链为

$$\boldsymbol{\psi}_{s1} = \mathbf{L}_{s1} \mathbf{I}_s + \boldsymbol{\psi}_{sr1} \quad (3)$$

式中

$$\mathbf{L}_{s1} = L_{s\sigma 1} \mathbf{E}_1 + L_{sm1} \begin{pmatrix} 1 & \cos \theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos 3\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 5\theta_1 \\ \cos \theta_1 & 1 & \cos \theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos 3\theta_1 & \cos 4\theta_1 \\ \cos 2\theta_1 & \cos \theta_1 & 1 & \cos \theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos 3\theta_1 \\ \cos 3\theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos \theta_1 & 1 & \cos \theta_1 & \cos 2\theta_1 \\ \cos 4\theta_1 & \cos 3\theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos \theta_1 & 1 & \cos \theta_1 \\ \cos 5\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 3\theta_1 & \cos 2\theta_1 & \cos \theta_1 & 1 \end{pmatrix} + L_{sm1-2} \begin{pmatrix} 1 & \cos 2\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 6\theta_1 & \cos 8\theta_1 & \cos 10\theta_1 \\ \cos 2\theta_1 & 1 & \cos 2\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 6\theta_1 & \cos 8\theta_1 \\ \cos 4\theta_1 & \cos 2\theta_1 & 1 & \cos 2\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 6\theta_1 \\ \cos 6\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 2\theta_1 & 1 & \cos 2\theta_1 & \cos 4\theta_1 \\ \cos 8\theta_1 & \cos 6\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 2\theta_1 & 1 & \cos 2\theta_1 \\ \cos 10\theta_1 & \cos 8\theta_1 & \cos 6\theta_1 & \cos 4\theta_1 & \cos 2\theta_1 & 1 \end{pmatrix},$$

式中, $L_{s\sigma 1}$ 为定子漏感, L_{sm1} 为主磁通电感, L_{sm1-2} 为 2 次谐波电感。

对称六相 PMSM 定子绕组的电压方程为

$$\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{R}_{s1} \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{s1}, \quad (4)$$

式中六阶矩阵 $\mathbf{R}_{s1} = \text{diag}(r_{s1})$ 。

因逆变器输出的是六相物理量,需对三相 PMSM 进行拓展为

$$\boldsymbol{\psi}'_{sr2} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{sr2} \\ \boldsymbol{\psi}_{sr2} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{L}'_{s2} = \begin{bmatrix} L_{s2} & L_{s2} \\ L_{s2} & L_{s2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中

$$\mathbf{L}_{s2} = \left[L_{s\sigma 2} \mathbf{E}_2 + L_{sm2} \begin{pmatrix} 1 & \cos \theta_2 & \cos 2\theta_2 \\ \cos \theta_2 & 1 & \cos \theta_2 \\ \cos 2\theta_2 & \cos \theta_2 & 1 \end{pmatrix} \right];$$

$L_{s\sigma 2}$ 为定子漏感, L_{sm2} 为主磁通电感。

扩展后三相 PMSM 定子绕组的总磁链为

$$\boldsymbol{\psi}'_{s2} = \mathbf{L}'_{s2} \mathbf{I}_s + \boldsymbol{\psi}'_{sr2}. \quad (7)$$

三相 PMSM 定子绕组的电压方程为

$$\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{R}'_{s2} \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}'_{s2}, \quad (8)$$

式中, 扩展矩阵 $\mathbf{R}'_{s2} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{s2} & \mathbf{R}_{s2} \\ \mathbf{R}_{s2} & \mathbf{R}_{s2} \end{bmatrix}$, 三阶矩阵 $\mathbf{R}_{s2} = \text{diag}(r_{s2})$ 。

2 台电机定子绕组的电压方程相加得到逆变器输出电压的方程为

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{U}_{s1} + \mathbf{U}_{s2} = (\mathbf{R}_{s1} + \mathbf{R}'_{s2}) \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{s1} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}'_{s2}. \quad (9)$$

利用旋转坐标变换矩阵,可以得到 $d-q$ 两相旋转坐标系下的串联系统数学模型。令 $\phi_{i_1} = \sqrt{3} N_{s1} \varphi_{tm_1}$, 则 d_1-q_1 坐标系下的电压电流方程为

$$\begin{cases} u_{d1} = r_1 i_{d1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{d1} - \omega_{r1} L_1 i_{q1}, \\ u_{q1} = r_1 i_{q1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{q1} + \omega_{r1} L_1 i_{d1} + \omega_{r1} \phi_{i1}. \end{cases} \quad (10)$$

设定 $\psi_{l2} = \sqrt{3}N_{s2}\varphi_{lm2}$, $\psi_{l1-2} = 2\sqrt{3}N_{s1-2}\varphi_{lm1-2}$, $L'_2 = (3L_{sm2} + 3L_{sm1-2} + 2L_{sq2} + L_{sq1})$, $r_2 = r_{s1} + 2r_{s2}$, 则 $d_2 - q_2$ 坐标系下的电压电流方程式

$$\begin{cases} u_{d2} = r_2 i_{d2} + L'_2 \frac{d}{dt} i_{d2} - \omega_{r2} L'_2 i_{q2} + \omega_{r1} \psi_{l1-2} \sin(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}), \\ u_{q2} = r_2 i_{q2} + L'_2 \frac{d}{dt} i_{q2} + \omega_{r2} L'_2 i_{d2} + \omega_{r2} \psi_{l2} + \omega_{r1} \psi_{l1-2} \cos(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}). \end{cases} \quad (11)$$

两相旋转坐标系下对称六相 PMSM 的转矩方程为

$$T_{e1} = p_1 \cdot \psi_{l1} \cdot i_{q1} - p_1 \psi_{l1-2} i_{d2} \sin(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}) - p_1 \cdot \psi_{l1-2} i_{q2} \cos(\theta_{r2} - 2\theta_{r1}). \quad (12)$$

两相旋转坐标系下三相 PMSM 的转矩方程为

$$T_{e2} = p_2 \cdot \psi_{l2} i_{q2}. \quad (13)$$

对称六相 PMSM 转矩脉动 T_{s1} 在两相旋转坐标系下的表达式为

$$T_{s1} = -\psi_{l1-2} p_1 i_{d2} \sin(2\theta_{r1} - \theta_{r2}) - \psi_{l1-2} p_1 i_{q2} \cos(2\theta_{r1} - \theta_{r2}). \quad (14)$$

设 Ω_{r1} 为对称六相 PMSM 的机械角速度、 J_1 为转动惯量、 F_1 为摩擦系数、 T_{l1} 为负载转矩, 则对称六相 PMSM 的机械运动方程为

$$J_1 \frac{d\Omega_{r1}}{dt} = T_{e1} - F_1 \Omega_{r1} - T_{l1}. \quad (15)$$

设 Ω_{r2} 为三相 PMSM 的机械角速度、 J_2 为转动惯量、 F_2 为摩擦系数、 T_{l2} 为负载转矩, 则三相 PMSM 的机械运动方程为

$$J_2 \frac{d\Omega_{r2}}{dt} = T_{e2} - F_2 \Omega_{r2} - T_{l2}. \quad (16)$$

由式(14)可以看出, 转矩脉动 T_{s1} 的频率和 2 台电机的速度有关、幅值受三相 PMSM 电流的影响, 对对称六相 PMSM 的运行产生一定影响。根据式(12)、(15)可知, 对称六相 PMSM 转矩的脉动会造成电机转速的波动, 波动频率和幅值都受到了三相 PMSM 的影响。根据式(13)可见, 三相 PMSM 的运行不受对称六相 PMSM 的任何影响。

1.2 对称六相 PMSM 反电动势含有 2 次谐波的仿真

1) 三相 PMSM 变载仿真: 对称六相 PMSM 空载转速为 300 r/min, 三相 PMSM 负载为 3 N·m、转速为 200 r/min, 在 $t=0.6$ s 三相 PMSM 负载变为 5 N·m, 串联系统的运行状态如图 2 所示。

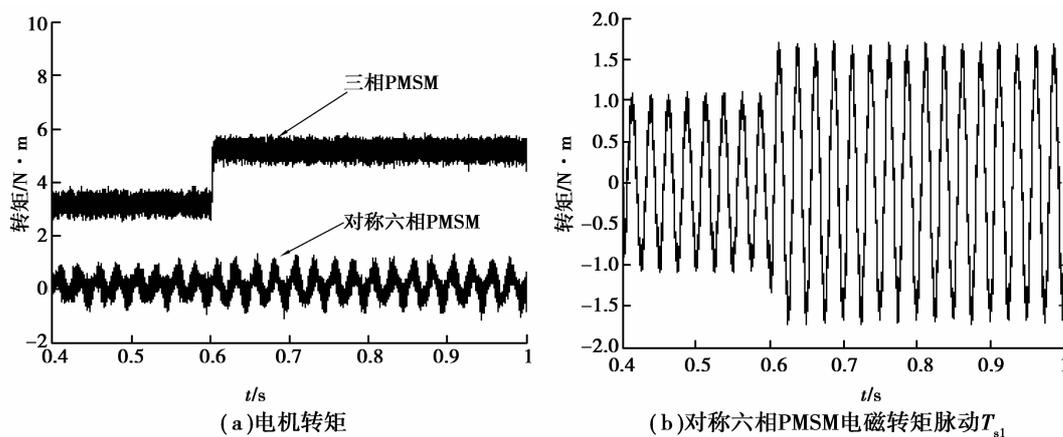


图 2 三相 PMSM 变载时串联系统运行状态

2) 三相 PMSM 变速仿真: 对称六相 PMSM 空载转速为 300 r/min, 三相 PMSM 负载为 3 N·m、转速为 200 r/min, 在 $t=0.6$ s 三相 PMSM 开始加速到 400 r/min, 串联系统的运行状态如图 3 所示。

由上述仿真可知: 1) 控制方式不变的情况下, 对称六相 PMSM 反电动势含有 2 次谐波时, 产生的电磁转矩 T_{s1} 会对对称六相 PMSM 的电磁转矩产生扰动, 使其转速产生波动; 2) 三相 PMSM 变速时会导致对称六相 PMSM 中 T_{s1} 及转速的波动频率都发生变化; 3) 三相 PMSM 转矩的变化会影响 T_{s1} 和对称六相 PMSM

转速波动的幅值。因此,该串联系统的 2 台电机无法实现独立运行。

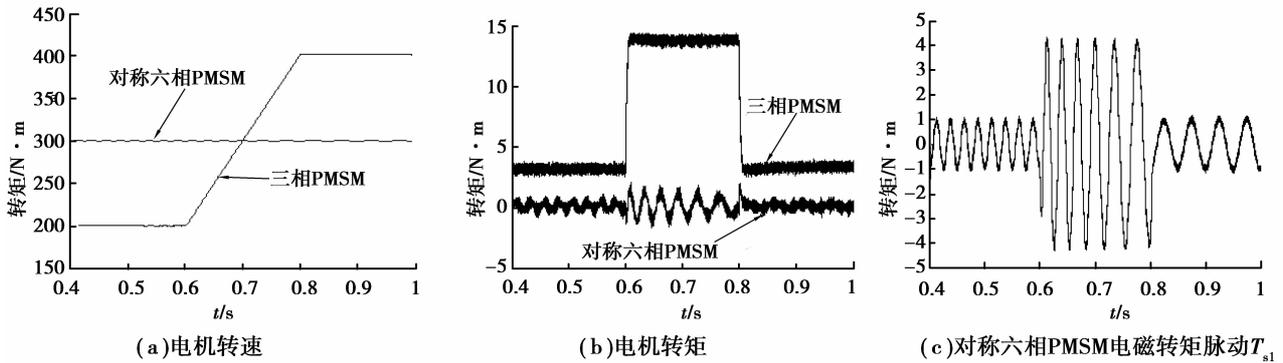


图 3 三相 PMSM 变速时串联系统运行状态

2 消除对称六相 PMSM 反电动势中谐波影响的控制策略

为了消除对称六相 PMSM 反电动势含有 2 次谐波对串联系统解耦控制的影响,在此提出了一种转矩脉动补偿的解耦控制策略。

由式(14)可知,对称六相 PMSM 转矩脉动产生的直接原因是三相 PMSM 的转矩和励磁电流分量和对称六相 PMSM 的谐波磁链之间的相互耦合作用,因此通过测量对称六相 PMSM 转子角速度、三相 PMSM 的电流分量提前设定反电动势中谐波含量得到 T_{s1} ,按照式(17)来修正电磁转矩,消除三相 PMSM 对对称六相 PMSM 转矩的干扰,实现串联电机的解耦控制。

$$T_{1修正}^* = T_1^* - T_{s1} \quad (17)$$

基于转矩脉动补偿控制策略的串联系统原理图如图 4 所示。

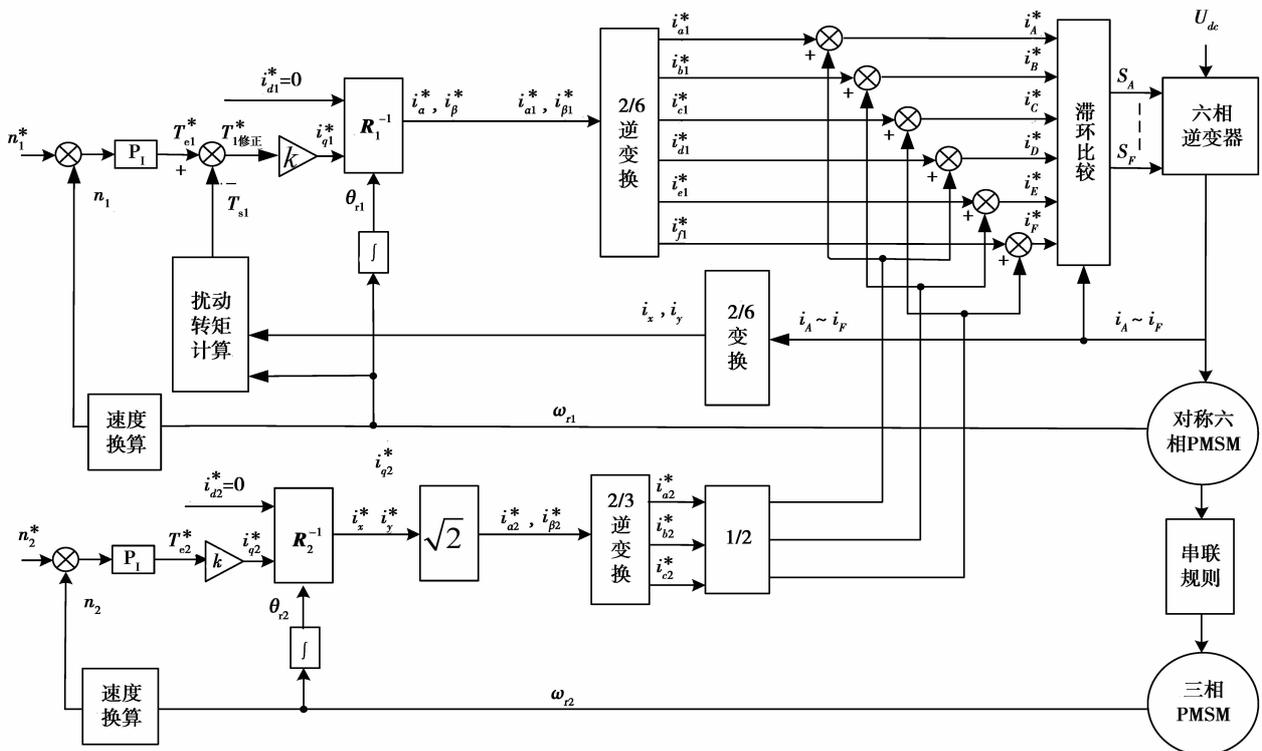


图 4 基于辅电机转矩补偿的串联系统控制原理图

三相 PMSM 变速仿真: 对称六相 PMSM 负载为 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、转速为 400 r/min , 三相 PMSM 空载转速为 200 r/min , 在 $t=0.8 \text{ s}$ 三相 PMSM 开始加速到 300 r/min , 系统的运行状态如图 5 所示。

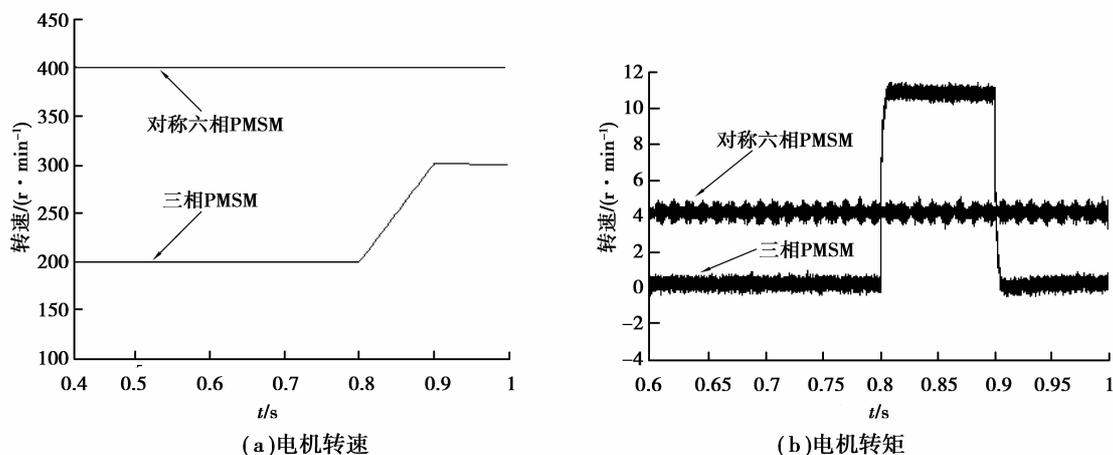


图 5 三相 PMSM 变速状态下系统运行状态

三相 PMSM 变载仿真: 对称六相 PMSM 空载转速为 300 r/min , 三相 PMSM 负载为 $3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、转速为 200 r/min , 在 $t=0.6 \text{ s}$ 三相 PMSM 负载变为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 系统的运行状态如图 6 所示。

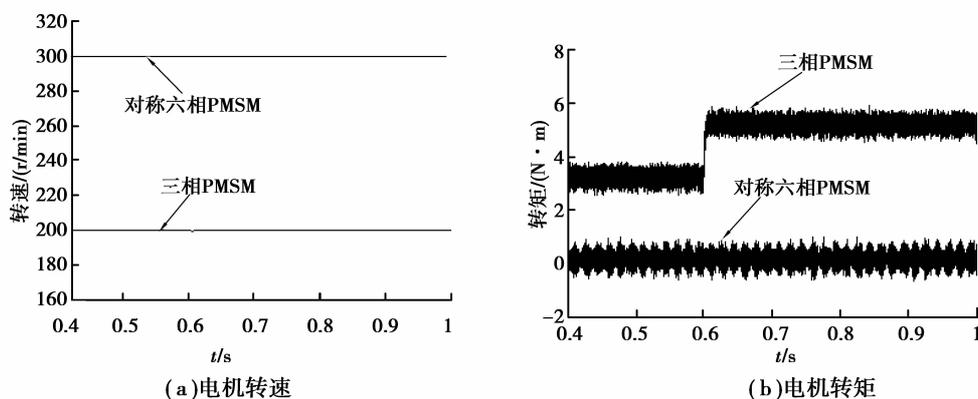


图 6 三相 PMSM 变载状态下系统运行状态

从上述变速和变载仿真结果可知: 通过反电动势谐波效应的补偿控制, 即对电磁转矩进行修正, 可以消除对称六相 PMSM 的反电动势 2 次谐波在对称六相 PMSM 中引起的转矩脉动和转速波动, 使 2 台电机的转速和转矩不受串联电机的影响, 实现了串联系统解耦控制。

3 结 论

研究了对称六相 PMSM 反电动势的谐波对串联系统解耦控制的影响情况, 建立了对称六相 PMSM 反电动势含有 2 次谐波时的串联系统数学模型, 对谐波引起的对称六相 PMSM 电磁转矩的脉动进行了推导, 其幅值受三相 PMSM 负载转矩的影响、频率与 2 台电机的同步转速有关。为了实现串联系统的解耦控制, 提出了补偿反电动势谐波效应的控制策略, 通过变载和变速仿真证明了所提控制策略可以实现该串联系统的解耦控制。

参考文献:

- [1] Nelson R H, Krause P C. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets[J]. IEEE Transactions Power Apparatus and System, 1994, 93(3):841-848.
- [2] Abbas M A, Christen R, Jahns T M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, 20(5):1251-1259.
- [3] Levi E. Multiphase electric machines for variable-speed applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
- [4] Singh G K. Multi-phase induction machine drive research-A survey[J]. Electric Power System Research, 2002, 61(2):139-147.
- [5] 杨金波, 杨贵杰, 李铁才. 双三相永磁同步电机的建模与矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(6):1-7.
YANG Jinbo, YANG Guijie, LI Tiecai. Modeling and vector control for dual three-phase PMSM[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(6):1-7.
- [6] 欧阳红林, 成兰仙. 多相永磁同步电机模糊神经网络控制调速系统[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2):111-115.
OUYANG Honglin, CHENG Lanxian. Multiple phase permanent magnet synchronous motor speed control system based on fuzzy neural network control[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(2):111-115.
- [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] Levi E, Jones M, Toliyat H A. Operating principles of a novel multiphase multi-motor vector-controlled drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004;19(3):508-517.
- [9] Levi E, Vukosavic S N, Jones M. Vector control schemes for series-connected six-phase two-motor drive systems[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2005;152(2): 226-238.
- [10] Levi E. Even-phase multi-motor vector controlled driver with single inverter supply and series connection of stator windings[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2003, 150(5):580-591.
- [11] 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.
- [12] Correa M B R, Silva C R. Independent voltage control for series connected six-phase and three-phase induction machines[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2009, 45(4):1287-1293.
- [13] Semail e, Levi E, Bouscayrol A, et al. Multi-machine modeling of two series connected 5-phase synchronous machines: effect of harmonics on control[C]//Proceedings of 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, September 11-14, 2005, Dresden, Germany, Piscataway: IEEE Press, 2005:1-10.
- [14] Levi E, Jones M, Vukosavic S N, et al. Stator winding design for multi-phase two-motor drives with single VSI supply[C]//Proceedings International Conference Electrical Machines, Chania, Greece, 2006, CD-ROM, Paper OMM2-1.
- [15] 周胜灵, 刘峰. 永磁同步电机直接转矩控制系统的改进及仿真[J]. 重庆大学学报, 2013, 36(11):87-92.
ZHOU Shengling, LIU Feng. Improvement and simulation on direct torque control system of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Chongqing University, 2013(11):87-92.

(编辑 詹燕平)