

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311502

# 六相串联三相双 PMSM 驱动系统低速区转子位置角高精度解耦观测研究

陈涛, 周扬忠

(福州大学福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350116)

**摘要:** 静止坐标系下通过控制不同平面的电压矢量可以实现六相串联三相 PMSM 系统中两台电机的独立解耦控制。基于此, 在静止坐标系下六相平面和三相平面同时注入旋转高频电压, 通过解调对应平面高频电流的负序分量, 解耦获得两台电机的转子位置角初步观测值。为了补偿定子电阻、转速和滤波器对观测带来的误差, 利用高频电流正序分量中误差角信息与转速前馈相结合的补偿方法, 对转子位置角观测值进行补偿。实验结果表明, 六相和三相电机稳态转子位置角观测误差绝对值的平均值为 0.146 和 0.106 rad, 动态下最大误差为 0.2 rad; 基于观测的转子位置角构建的无位置传感器直接转矩控制系统低速各种运行工况性能优越。

**关键词:** 六相串联三相 PMSM 系统; 旋转高频电压; 前馈补偿; 解耦观测; 转子位置角观测

中图分类号: TM341 TH712 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.40

## Research on high-precision decoupling observation of rotor position angle in low speed zone of six-phase series three-phase dual PMSM drive system

Chen Tao, Zhou Yangzhong

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

**Abstract:** The independent decoupling control of two motors in the six-phase series three-phase PMSM system can be realized by controlling the voltage vectors of different planes in the static coordinate system. Based on this, the rotating high frequency voltage is injected into the six-phase plane and the three-phase plane at the same time in the static coordinate system. By demodulation of the negative sequence component of the corresponding plane high frequency current, the preliminary observed rotor position angles of the two motors are obtained by decoupling. To compensate the error caused by stator resistance, speed and filter, the rotor position angle is compensated by combining the error angle information in the positive sequence component of high frequency current with the speed feedforward. The experimental results show that the average absolute value of the steady-state rotor position angle observation error values of six-phase and three-phase motors are 0.146 and 0.106 rad, and the maximum error values under dynamic conditions is 0.2 rad. The sensorless direct torque control system based on the observed rotor position angle has excellent performance in various operating conditions at low speed.

**Keywords:** six-phase and three-phase PMSM series-connected system; rotating high-frequency voltage; feed forward compensation; decoupling observation; rotor position angle observation

## 0 引言

多相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)不仅具有体积小、功率密度高等特点,还

具有更强的容错能力,更高的运行效率<sup>[1-2]</sup>。相数的增加,使其拥有更多自由度,这使得多电机串联系统成为可能,可以实现用一台逆变器驱动多台电机,减少整个系统所需要的控制平台,节省系统的成本<sup>[3]</sup>。该种系统在航空航天、纺织、多电机等应用场合具有很高的应用价值。

伴随串联电机数量的增加,用于检测电机转子位置的编码器数量也会随之增多,进而成本上升。为了追求更低成本,无位置传感器技术成为单电机控制领域一个重要方向,高精度观测转子位置角是其中的核心技术。根据反电动势信噪比的大小,可将转子位置角观测技术分为基频模型法<sup>[4-5]</sup>和 高频信号注入法<sup>[6]</sup>。其中,基频模型法是利用反电动势信息观测转子位置角。但低速区反电动势信号难以精确检测,为了解决低速区转子位置角观测难题,学者们提出注入高频信号法,从对应的响应中解调得到转子位置角信息。

目前,旋转高频信号注入法是低速区单台 PMSM 转子位置角观测的典型方案,主要沿降噪和优化解调发展。文献[7-8]研究了不同随机高频信号注入下的转子位置角观测方法,在准确解调转子位置角和转速的基础上,降低了高频噪声。文献[9-10]在静止坐标系下注入旋转高频电压,并解调高频电流响应的负序分量获取电机的转子位置角观测值。分析可知,同步轴系滤波器(synchronous frame filter, SFF)的使用数量与坐标变换次数,决定了转子位置角观测的难易程度,且不同的解调方式会影响转子位置角观测精度,进而影响系统闭环运行性能。文献[11]提出了一种利用正序电流分量对转子位置角观测误差进行在线补偿的方法,但利用低通滤波器(low pass filter, LPF)构造的 SFF,没有针对转子位置角观测闭环带宽问题展开深入研究,且进入锁相环(phase-locked loop, PLL)需要  $\alpha\beta$  轴两路高频电流信号,转子位置角观测过程复杂。相较于 LPF,文献[12]证明陷波滤波器(notch filter, NF)能增大转子位置角观测带宽。但未能给出转子位置角观测器中相关参数的约束条件,同时也没有分析带通滤波器(band pass filter, BPF)对观测精度的影响。

尽管单台 PMSM 驱动系统低速区转子位置角观测获得了广泛研究,但单台逆变器供电双 PMSM 串联驱动系统低速区转子位置角观测还未见研究。两台电机绕组串联运行后,相互耦合,使得该系统转子位置角观测明显有别于单台 PMSM 驱动系统。为此,本文提出一种六相串联三相双 PMSM 驱动系统低速区高精度转子位置角观测方法,并基于观测的转子位置角实现了串联系统无位置传感器控制。

## 1 六相串联三相双 PMSM 系统数学模型

六相串联三相 PMSM 系统连接如图 1 所示。两台 PMSM 各相绕组对称分布,其中三相 PMSM 相绕组为 U-W。六相 PMSM 相绕组为 A-F, AD 相出线端与三相 PMSM 的 U 相相连,其他相连接方式同理。

以上绕组连接方式能够保证逆变器输出相位差  $60^\circ$  的电流控制六相 PMSM,相位差  $120^\circ$  的电流控制三相 PMSM,两台电机控制相互解耦。

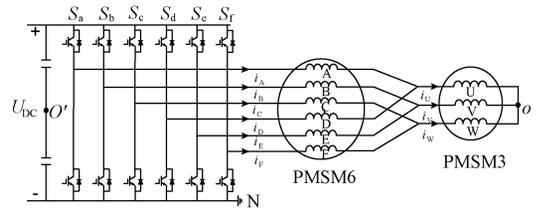


图 1 串联系统连接

Fig. 1 Connection diagram of the series system

参考文献[13],利用式(1)恒功率变换矩阵  $T_6$  可将串联系统数学模型由 ABCDEF 自然坐标系解耦变换到  $\alpha\beta xy o_1 o_2$  静止坐标系下,其中  $T_6$  的前两行为六相平面,中间两行为三相平面,最后两行为不参与机电能量转换的零序平面。

$$T_6 = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/3 & \sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/6 & \sqrt{3}/6 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 & -1/2 & -1/2 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/6 & -\sqrt{3}/6 \\ 0 & 1/2 & -1/2 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 \\ \sqrt{6}/6 & -\sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & -\sqrt{6}/6 & \sqrt{6}/6 & -\sqrt{6}/6 \end{bmatrix} \quad (1)$$

六相平面和三相平面坐标系定义如图 2 所示。其中  $\alpha\beta$  和  $xy$  分别是两个平面的静止坐标系; $d_1 q_1$  和  $d_2 q_2$  分别为两个平面的旋转坐标系; $\theta_{r1}$  和  $\theta_{r2}$  为六相和三相电机的转子位置角; $\omega_{r1}$  和  $\omega_{r2}$  分别为六相和三相电机转子旋转的电角速度; $\psi_{s1}$  和  $\psi_{s2}$  分别为两台电机的转子磁链矢量。 $\psi_{s1}$  和  $\psi_{s2}$  分别为两台电机的定子磁链矢量。 $\delta_1$  和  $\delta_2$  分别为两台电机的转矩角。

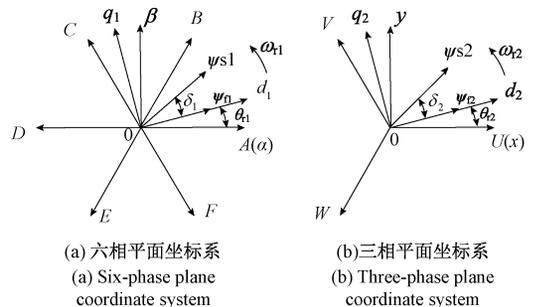


图 2 坐标系定义

Fig. 2 Coordinate system definition

系统在静止坐标系  $\alpha\beta, xy, o_1 o_2$  下的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = 3L_{rs1} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{r1} & \sin 2\theta_{r1} \\ \sin 2\theta_{r1} & -\cos 2\theta_{r1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_{sr1} + 3L_{sm1}) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{3}\psi_{s1} \begin{bmatrix} \cos \theta_{r1} \\ \sin \theta_{r1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} = 3L_{rs2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{r2} & \sin 2\theta_{r2} \\ \sin 2\theta_{r2} & -\cos 2\theta_{r2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + (L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2}) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \sqrt{3}\psi_{f2} \begin{bmatrix} \cos \theta_{r2} \\ \sin \theta_{r2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{so1} \\ \psi_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\sigma 12} \\ L_{s\sigma 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:  $L_{s\sigma 12} = L_{s\sigma 1} + 2L_{s\sigma 2}$ ,  $L_{s\sigma 1}$  和  $L_{s\sigma 2}$  为六相电机和三相电机每相绕组的漏感;  $3L_{sm1} = (L_{d1} + L_{q1})/2$ ,  $3L_{rs1} = (L_{d1} - L_{q1})/2$ ,  $L_{d1}$ 、 $L_{q1}$  分别为六相 PMSM 的  $d_1$ 、 $q_1$  轴电感;  $3L_{sm2} = (L_{d2} + L_{q2})/2$ ,  $3L_{rs2} = (L_{d2} - L_{q2})/2$ ,  $L_{d2}$ 、 $L_{q2}$  分别为三相 PMSM 的  $d_2$ 、 $q_2$  轴电感;  $\psi_{f1}$ 、 $\psi_{f2}$  分别为六相 PMSM、三相 PMSM 永磁体磁链幅值。

系统在静止坐标系  $\alpha\beta xy o_1 o_2$  下的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_x \\ u_y \\ u_{o1} \\ u_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1}i_\alpha \\ R_{s1}i_\beta \\ (R_{s1} + 2R_{s2})i_x \\ (R_{s1} + 2R_{s2})i_y \\ (R_{s1} + 2R_{s2})i_{o1} \\ R_{s1}i_{o2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \\ \psi_{so1} \\ \psi_{so2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:  $R_{s1}$ 、 $R_{s2}$  分别为两台电机相绕组的电阻。

利用转矩角表示两台电机的转矩方程为:

$$T_{e1} = \frac{\sqrt{3}p_1 |\psi_{s1}| \psi_{f1} \sin \delta_1 + p_1 |\psi_{s1}|^2}{2L_{d1}L_{q1}} (L_{d1} - L_{q1}) \sin 2\delta_1 \quad (6)$$

$$T_{e2} = \frac{\sqrt{3}p_2 |\psi_{s2}| \psi_{f2} \sin \delta_2 + p_2 |\psi_{s2}|^2}{2L_{d2}L_{q2}} (L_{d2} - L_{q2}) \sin 2\delta_2 \quad (7)$$

式中:  $p_1$  和  $p_2$  分别表示两台电机的极对数。由式(6)、(7)可见,可以借鉴三相电机直接转矩控制 (direct torque control, DTC) 实现两台电机解耦型 DTC。

传统直接转矩控制低速区所需的转子位置角是由机械式旋转编码器检测获得,而本文基于旋转高频电压注入构建转子位置角观测器,并基于观测的转子位置角构建无位置传感器 DTC。控制框图如图 3 所示,其中虚线部分为两台电机转子位置角和转速提取的过程。最后将估计得到的转子位置角和转速信息与控制形成闭环,得到基频下给定的电压  $u_{\alpha 1}^*$ 、 $u_{\beta 1}^*$  和  $u_{x1}^*$ 、 $u_{y1}^*$ , 结合占空比调制 (duty cycle modulation, DCM) 方法<sup>[14]</sup> 输出 PWM, 驱动六相 PMSM 和三相 PMSM。

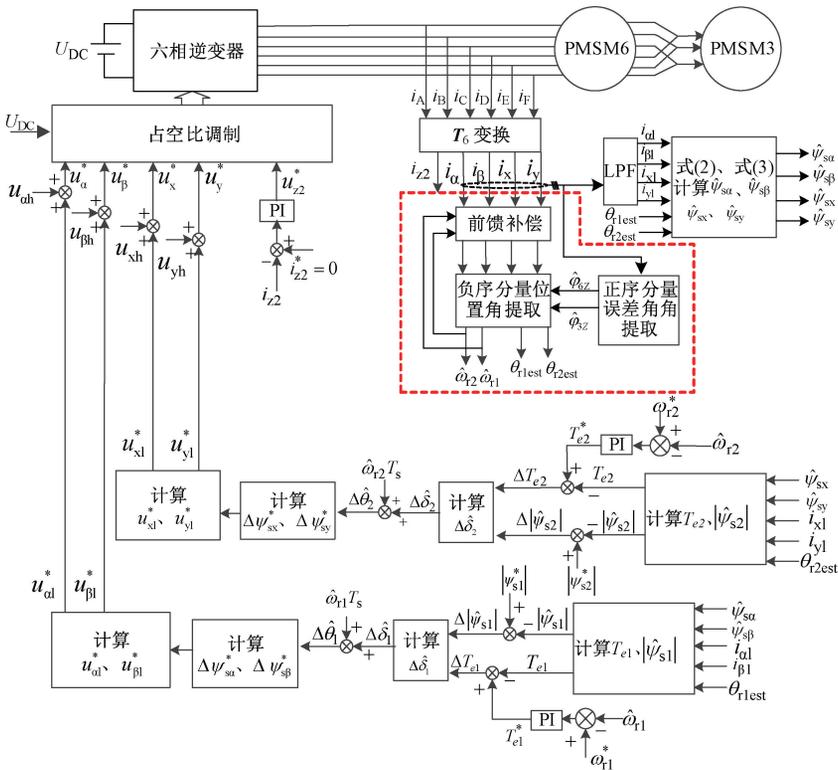


图 3 串联双 PMSM 驱动系统低速无位置传感器控制框图

Fig. 3 Low speed sensorless control block diagram of series dual PMSM drive system

## 2 低速区双电机转子位置角高精度解耦观测策略

### 2.1 旋转高频电压注入下的解耦观测

对上述串联系统数学模型分析可知,在静止坐标系  $\alpha\beta xy_0_1o_2$  下,六相 PMSM 和三相 PMSM 数学模型解耦。故向系统注入如下的旋转高频电压信号:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1} + 3L_{rs1} \cos 2\theta_{r1}) & 3L_{rs1} \sin(2\theta_{r1}) \\ 3L_{rs1} \sin 2\theta_{r1} & (L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1} - 3L_{rs1} \cos 2\theta_{r1}) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} u_{xh} \\ u_{yh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2} + 3L_{rs2} \cos 2\theta_{r2}) & 3L_{rs2} \sin 2\theta_{r2} \\ 3L_{rs2} \sin 2\theta_{r2} & (L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2} - 3L_{rs2} \cos 2\theta_{r2}) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{xh} \\ i_{yh} \end{bmatrix} \quad (10)$$

从式(9)、(10)可知,转子位置角  $\theta_{r1}$  与  $\theta_{r2}$  可以通过定子高频电流响应计算获得,高频电流响应在静止坐标系  $\alpha\beta$ 、 $xy$  下的指数形式表达式如下:

$$i_{\alpha\beta h} = \frac{\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} [(L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1}) e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + 3L_{rs1} \cdot e^{j(2\theta_{r1} - \omega_h t - \frac{\pi}{2})}] \quad (11)$$

$$i_{xyh} = \frac{\sqrt{3}U}{\omega_h L_{xy}} [(L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2}) e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + 3L_{rs2} \cdot e^{j(2\theta_{r2} - \omega_h t - \frac{\pi}{2})}] \quad (12)$$

式中:  $L_{\alpha\beta} = (L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1} + 3L_{rs1})(L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1} - 3L_{rs1})$ ,  $L_{xy} = (L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2} + 3L_{rs2})(L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2} - 3L_{rs2})$ 。由式(11)、(12)可知,六相 PMSM 和三相 PMSM 的转子位置角  $\theta_{r1}$ 、 $\theta_{r2}$  在高频电流响应的负序分量中,因此可以通过解调高频电流响应中的负序分量,解耦得到两台电机的转子位置角。

由于转速的积分是转子位置角,本文利用 PLL 解调高频电流响应的负序分量,得到两台电机的估计转速  $\hat{\omega}_{r1}$ 、 $\hat{\omega}_{r2}$  与初步的转子位置角观测值  $\hat{\theta}_{r1}$ 、 $\hat{\theta}_{r2}$ 。高频电流响应负序分量解调框图如图 4 所示。

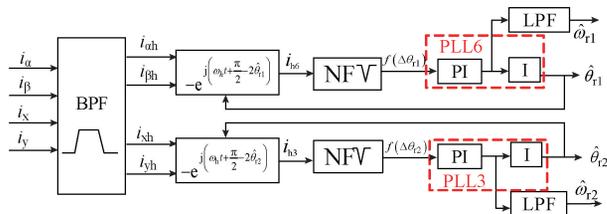


图4 负序分量解调框图

Fig. 4 The block diagram of negative sequence component demodulation

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \\ u_{xh} \\ u_{yh} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \\ \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:  $U$  为注入电压幅值;  $\omega_h$  为注入电压的角速度。为了避免零序电流对观测可能带来的干扰,因此将注入的零序电压设为 0。

在高频电压注入工况下, PMSM 的激励数学模型可等效为纯电感模型。联立式(2)、(3)、(5)、(8)得到高频电压方程为:

其中 BPF 滤波器的数学模型为:

$$G_{\text{BPF}} = \frac{\zeta \omega_0 s}{s^2 + \zeta \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (13)$$

式中:  $\omega_0$  为 BPF 的中心频率;  $\zeta$  为 BPF 的阻尼系数。图 4 中采样电流经过带通滤波器后得到高频电流响应  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 、 $i_{xh}$ 、 $i_{yh}$ , 然后将其与转子位置角反馈得到的三角函数进行运算, 得到其中正弦电流分量  $i_{h6}$ 、 $i_{h3}$ , 形式如下:

$$i_{h6} = \frac{-\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} [(L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1}) \sin(2\omega_h t - 2\hat{\theta}_{r1}) + 3L_{rs1} \sin(2\theta_{r1} - 2\hat{\theta}_{r1})] \quad (14)$$

$$i_{h3} = \frac{-\sqrt{3}U}{\omega_h L_{xy}} [(L_{s\sigma 12} + 3L_{sm2}) \sin(2\omega_h t - 2\hat{\theta}_{r2}) + 3L_{rs2} \sin(2\theta_{r2} - 2\hat{\theta}_{r2})] \quad (15)$$

利用如下形式的陷波滤波器 NF, 将电流  $i_{h6}$ 、 $i_{h3}$  中的高频分量滤除:

$$G_{\text{NF}} = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

式中:  $\omega_n$  为 NF 的中心频率;  $\xi$  为陷波因子。

通过等效转子位置角解调框图(图 5), 分析其稳定性。以六相电机为例, 将式(14)改写成如下形式:

$$i_{h6} = H_{\text{sin}} + f(\Delta\theta_{r1}) \quad (17)$$

$$\text{式中: } H_{\text{sin}} = \frac{-\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} (L_{s\sigma 1} + 3L_{sm1}) \sin(2\omega_h t - 2\hat{\theta}_{r1});$$

$$f(\Delta\theta_{r1}) = \frac{-\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} 3L_{rs1} \sin(2\theta_{r1} - 2\hat{\theta}_{r1}) \approx \frac{-6\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} L_{rs1} (\theta_{r1} - \hat{\theta}_{r1}),$$

可将  $H_{\text{sin}}$  等效为转子位置角观测的扰动信号。

由图 5 可以得到六相电机转子位置角观测的闭环传

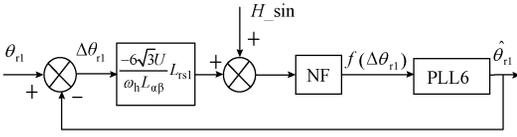


图 5 等效解调框图

Fig. 5 Equivalent diagram of the demodulation

递函数:

$$G_0 = \frac{\hat{\theta}_{r1}}{\theta_{r1}} = \frac{K_2 K_{p6} s^3 + K_2 K_{i6} s^2 + K_2 K_{p6} \omega_n^2 s + K_2 K_{i6} \omega_n^2}{\lambda(s)} \quad (18)$$

式中:  $\lambda(s) = s^4 + (\omega_n^2 + K_{i6} K_2) s^2 + \omega_n^2 K_{i6} K_2 + (\xi \omega_n + K_{p6} K_2) s^3 + \omega_n^2 K_{p6} K_2 s$ ;  $K_2 = \frac{-6\sqrt{3}U}{\omega_h L_{\alpha\beta}} L_{rs1} > 0$ ;  $K_{p6}$  和  $K_{i6}$  为六相转子位置角观测 PLL6 中的比例积分系数。根据劳斯稳定判据可知:

$$K_{i6} < \frac{K_{p6} \omega_n^2}{\xi \omega_n + K_{p6} K_2} \quad (19)$$

同理可得三相 PMSM 转子位置角观测相关参数的约束条件:

$$K_{i3} < \frac{K_{p3} \omega_n^2}{\xi \omega_n + K_{p3} K_4} \quad (20)$$

式中:  $K_4 = \frac{-6\sqrt{3}U}{\omega_h L_{xy}} L_{rs2}$ ;  $K_{p3}$  和  $K_{i3}$  为三相电机转子位置角观测 PLL3 中的比例积分系数。

## 2.2 转子位置角观测误差分析及补偿

文献[15-16]分析了 PWM 输出的零阶保持器效应对信号的延时,以及注入信号频率大小对转子位置角观测的精度影响。而上述的观测策略尚未仔细分析滤波器、定子电阻、转子转速等因素所产生的相角误差。这些相角误差不仅会出现在观测转子位置角所需的高频电流响应负序分量中,同时在正序分量中也会有所体现。为了使观测更加准确,观测正序分量中的误差角在线补偿转子位置角的观测值。

由于高频电压注入模型忽略了定子电阻,且由于  $\omega_r \ll \omega_h$ ,忽略了转子角频率对高频电流响应的影响,即用积分求解响应电流时,将转子位置角视为常数<sup>[17]</sup>,故所得的高频电流响应数学模型存在误差。本文考虑了定子电阻和转速对模型精度的影响,重新分析了稳态下电机的高频电流响应,以六相电机为例推导,现将旋转高频电压信号变换到旋转坐标系,其表达式为:

$$u_{dq1h} = U e^{j(\omega_h t - \theta_{r1})} \quad (21)$$

由于低速区反电动势信噪比低,忽略反电动势,得高频响应下六相 PMSM 在旋转坐标系的电压方程表达式:

$$\begin{bmatrix} u_{d1h} \\ u_{q1h} \end{bmatrix} = R_{s1} \begin{bmatrix} i_{d1h} \\ i_{q1h} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 \\ 0 & L_{q1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1h} \\ i_{q1h} \end{bmatrix} \quad (22)$$

联立式(21)、(22)可得旋转坐标系下高频电流响应:

$$i_{d1h} = \frac{U [R_{s1} \cos((\omega_h - \omega_r)t) - L_{d1}(\omega_h - \omega_r) \sin((\omega_h - \omega_r)t)]}{R_{s1}^2 + L_{d1}^2(\omega_h - \omega_r)^2} + C_1 e^{\frac{R_{s1}t}{L_{d1}}} \quad (23)$$

$$i_{q1h} = \frac{-U [L_{q1}(\omega_h - \omega_r) \cos((\omega_h - \omega_r)t) - R_{s1} \sin((\omega_h - \omega_r)t)]}{R_{s1}^2 + L_{q1}^2(\omega_h - \omega_r)^2} + C_2 e^{\frac{R_{s1}t}{L_{q1}}} \quad (24)$$

式中:  $C_1$  和  $C_2$  分别为响应电流  $i_{d1h}$  和  $i_{q1h}$  的待定系数。通过坐标变换得到稳态静止坐标系下的高频电流响应:

$$i_{\alpha\beta hr} = I_{6e} e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{6e})} + I_{6f} e^{j(2\theta_{r1} - \omega_h t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{6f})} \quad (25)$$

其中:

$$I_{6e} = \frac{U}{2\sqrt{\left(\frac{X_{d6}}{R_{s1}^2 + X_{d6}^2} + \frac{X_{q6}}{R_{s1}^2 + X_{q6}^2}\right)^2 + \left(\frac{R_{s1}}{R_{s1}^2 + X_{d6}^2} + \frac{R_{s1}}{R_{s1}^2 + X_{q6}^2}\right)^2}}$$

$$I_{6f} = \frac{U}{2\sqrt{\left(\frac{X_{q6}}{R_{s1}^2 + X_{q6}^2} - \frac{X_{d6}}{R_{s1}^2 + X_{d6}^2}\right)^2 + \left(\frac{R_{s1}}{R_{s1}^2 + X_{d6}^2} - \frac{R_{s1}}{R_{s1}^2 + X_{q6}^2}\right)^2}}$$

$$X_{d6} = (\omega_h - \omega_{r1}) L_{d1}$$

$$X_{q6} = (\omega_h - \omega_{r1}) L_{q1}$$

$$\varphi_{6e} \approx \arctan\left(\frac{R_{s1}(L_{d1}^2 + L_{q1}^2)}{L_{d1}L_{q1}(\omega_h - \omega_{r1})(L_{d1} + L_{q1})}\right)$$

$$\varphi_{6f} \approx \arctan\left(\frac{-R_{s1}(L_{d1} + L_{q1})}{(\omega_h - \omega_{r1})L_{d1}L_{q1}}\right)$$

通过比较式(25)与(11)可知,两式具有相同形式,都包含了正序电流分量和负序电流分量,转子位置角信息都出现在了负序电流的相位中。在考虑电阻和转子角频率后,稳态情况高频电流响应的幅值和相位发生了改变。可以提取正序分量中误差角  $\varphi_{6e}$ ,补偿负序分量中的相位,提高六相 PMSM 转子位置观测精度,其具体的补偿框图如图 6 所示。

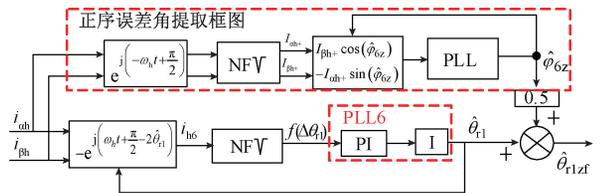


图 6 六相 PMSM 正序误差角补偿

Fig. 6 Positive sequence error angle compensation diagram of six-phase PMSM

高频信号  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$  通过三角函数运算和 NF 滤波器滤波,得到含有正序分量中误差角的直流分量  $I_{\alpha h+}$ 、 $I_{\beta h+}$ ,其

具体表达式如下:

$$I_{\alpha h+} = I_{6z} \cos \varphi_{6z} \quad (26)$$

$$I_{\beta h+} = I_{6z} \sin \varphi_{6z} \quad (27)$$

最后利用 PLL 得到正序分量误差角的观测值  $\hat{\varphi}_{6z}$ , 并补偿转子位置角初步观测值。不同定子电阻阻值和转速下的正负序误差角的相位图如图 7 所示。由图 7 可知, 当阻值一定时, 不同转速对正负序误差角几乎没有影响; 而当转速一定时, 阻值越大, 误差角越大。实际中由于定子电阻阻值基本不变, 因此低速下转速的变化以及扰动对误差角度的影响可以忽略。

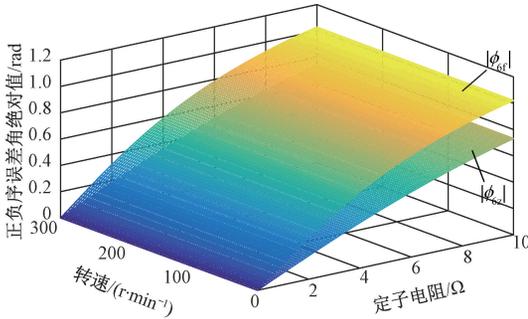


图 7 不同转速和阻值下正负序误差角相位图

Fig. 7 Positive and negative sequence error angle phase diagram at different speeds and resistance values

由图 4 可知, 提取位置角时需要用到 BPF 和 NF, 滤波器的使用会对高频电流信号产生相移。现分析两种滤波器对高频电流响应正负序分量产生的相移, 以六相 PMSM 为例, 给出了 BPF 和 NF 的相频特性:

$$\theta_{\text{BPF}}(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\zeta \omega_0 \omega}\right) \quad (28)$$

$$\theta_{\text{NF}}(\omega) = \arctan\left(\frac{-\xi \omega_n \omega}{\omega_n^2 - \omega^2}\right) \quad (29)$$

式中: BPF 与 NF 的中心频率分别为  $\omega_h$  和  $2\omega_h$ , 而 NF 是滤除 PLL 前端高频信号, 对信号  $f(\Delta\theta_{r1})$  的相移近似为 0, 故仅考虑 BPF 对正负序分量的相移影响。

结合式 (11)、(28) 可知, BPF 对频率为  $\omega_h$  的高频电流响应正序分量产生的相移为 0。而负序分量的频率为  $2\omega_{r1} - \omega_h$ , BPF 对其产生的相移为:

$$\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h) = \arctan\left(\frac{\omega_h^2 - (2\omega_{r1} - \omega_h)^2}{\zeta \omega_h (2\omega_{r1} - \omega_h)}\right) \quad (30)$$

不同转速情况下, BPF 对负序分量产生的相移曲线如图 8 所示, 其中  $\zeta = 0.3$ 。相较于正负序相移  $\varphi_{6z}$  和  $\varphi_{6f}$ , BPF 产生的滞后相位对转速的扰动更加敏感。

由此可见, BPF 对高频电流响应  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$  的正负序分量产生的相移不同。故本文采用了转速前馈的方式, 单独对负序分量进行补偿。由 BPF 的相频特性和幅频特

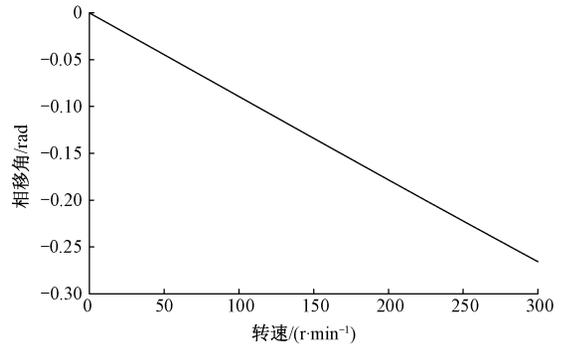


图 8 BPF 对负序分量产生的相移图

Fig. 8 Phase shift diagram of negative sequence component generated by BPF

性可得其矢量表达式:

$$\mathbf{G}_{\text{BPF}}(\omega) = \frac{\zeta \omega_0 \omega}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\zeta \omega_0 \omega)^2}} \angle \theta_{\text{BPF}}(\omega) \quad (31)$$

若 BPF 前的六相 PMSM 高频电流响应负序分量的矢量形式为  $\mathbf{i}_{\alpha\beta\text{-F-}} = I_F \angle \varphi_F = i_{\alpha\text{-F-}} + j \cdot i_{\beta\text{-F-}}$ , 经 BPF 后的矢量形式为  $\mathbf{i}_{\alpha\beta\text{-L-}} = I_L \angle \varphi_L = i_{\alpha\text{-L-}} + j \cdot i_{\beta\text{-L-}}$ , 故可得经过 BPF 前后的表达式:

$$\frac{\mathbf{i}_{\alpha\beta\text{-L-}}}{\mathbf{i}_{\alpha\beta\text{-F-}}} = \mathbf{G}_{\text{BPF}}(\omega) = \frac{I_L}{I_F} \angle (\varphi_L - \varphi_F) \quad (32)$$

令  $\omega = (2\omega_{r1} - \omega_h)$ ,  $\omega_0 = \omega_h$  可得:

$$\begin{cases} I_L = \frac{I_F \cdot \zeta \omega_h (2\omega_{r1} - \omega_h)}{\sqrt{(\omega_h^2 - (2\omega_{r1} - \omega_h)^2)^2 + (\zeta \omega_h (2\omega_{r1} - \omega_h))^2}} = \\ I_F \cdot \cos(\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h)) \\ \varphi_L = \varphi_F + \theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h) \end{cases} \quad (33)$$

由于经过 BPF 后产生了相移, 可根据式 (33) 逆运算得到 BPF 前的高频电流响应负序分量矢量形式的实部和虚部表达式, 以实现补偿。具体表达式如下:

$$\begin{cases} i_{\alpha\text{-F-}} = I_F \cdot \cos \varphi_F = \frac{I_L \cdot \cos(\varphi_L - \theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h))}{\cos(\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h))} = \\ i_{\alpha\text{-L-}} + i_{\beta\text{-L-}} \cdot \tan(\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h)) \\ i_{\beta\text{-F-}} = I_F \cdot \sin \varphi_F = \frac{I_L \cdot \sin(\varphi_L - \theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h))}{\cos(\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h))} = \\ i_{\beta\text{-L-}} - i_{\alpha\text{-L-}} \cdot \tan(\theta_{\text{BPF}}(2\omega_{r1} - \omega_h)) \end{cases} \quad (34)$$

由于观测是离散时序的, 前馈的估计转速存在一个周期的滞后, 且估计转速存在脉动, 在电机动态转速阶跃过程中, 增加了不稳定性。故借助符号函数, 使前馈补偿不作用于转速阶跃, 具体形式如下:

$$\text{sgn}(\hat{\omega}_{r1}) = \begin{cases} 0, & \omega_{r1}^*(k-1) \neq \omega_{r1}^*(k) \\ 1, & \begin{cases} \text{加速阶跃, } \hat{\omega}_{r1}(k) \geq \omega_{r1}^*(k) \\ \text{减速阶跃, } \hat{\omega}_{r1}(k) \leq \omega_{r1}^*(k) \end{cases} \end{cases} \quad (35)$$

式中:  $\omega_{r1}^*(k-1)$  为前一时刻六相 PMSM 给定转速;  $\omega_{r1}^*(k)$  为六相 PMSM 当前时刻给定转速。两台电机转子位置角高精度解耦观测的总体框图如图 9 所示。

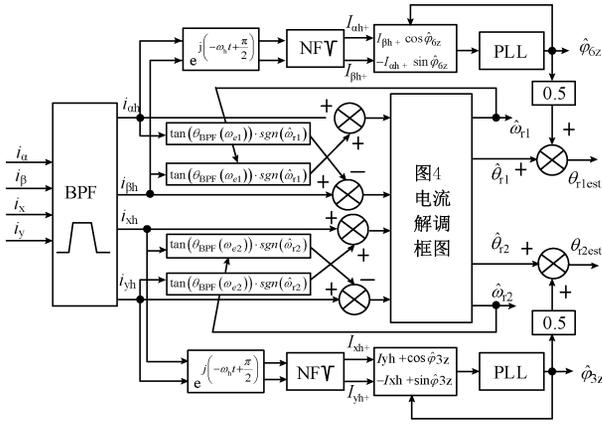


图 9 转子位置角解耦观测总体框图

Fig. 9 Overall block diagram of rotor position angle decoupling observation

### 3 实验与结果分析

#### 3.1 实验样机参数

两台电机的参数如表 1 所示。六相逆变器的驱动信号由 TMS320F2812 为核心的控制板产生,控制周期为 200  $\mu$ s,利用编码器测取两台电机的实际转子位置角和转速作为参考。具体的实验样机实物如图 10 所示。

表 1 六相和三相 PMSM 参数

Table 1 Data of six-phase and three-phase PMSM

参数	六相 PMSM	三相 PMSM
额定电压/V	150	200
额定电流/A	6.2	6.2
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	1 500	1 500
额定功率/kW	1.5	1.5
相绕组直轴电感/mH	1.54	3.72
相绕组交轴电感/mH	2.46	7.28
定子电阻/ $\Omega$	1	1.2
转子感应到相绕组磁链幅值/Wb	0.198 5	0.453 4
磁极对数	2	2

#### 3.2 稳态实验

实验注入旋转高频电压的幅值  $U = 45$  V,频率为 500 Hz。负序分量解调时所用的锁相环相关参数为



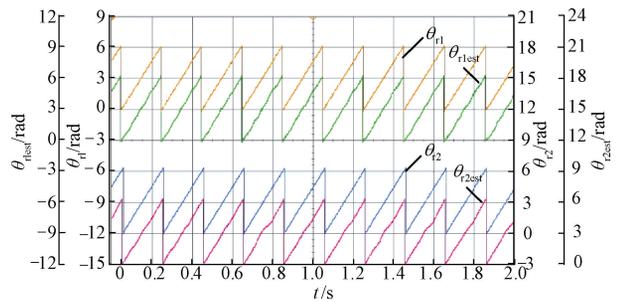
图 10 实验样机

Fig. 10 The photos of experimental prototype

$K_{p6} = 30, K_{i6} = 4\ 100, K_{p3} = 30, K_{i3} = 5\ 100$ 。低速带载稳态下两台电机的转子位置角、转速及转矩波形如图 11 所示。两台电机转子位置角和转速的观测值均能跟上实际值。低速不同工况下两台电机的转子位置角误差绝对值的平均值如图 12 所示,其中方案 1 为前馈结合正序误差角进行补偿,所得误差值为 0.146 和 0.106 rad;方案 2 为仅含前馈补偿,所得误差值为 0.676 和 0.616 rad;方案 3 为无任何补偿,所得误差值为 0.723 和 0.662 rad。从实验结果可知,本文所提的两台电机转子位置角观测策略是有效的。

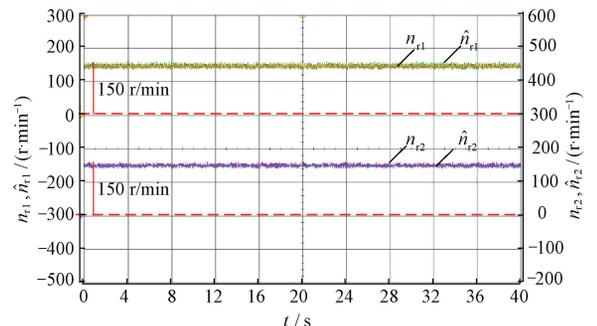
#### 3.3 动态实验

在突加突卸负载实验中六相电机的转速为 150 r/min,带了 3.8 N·m 负载,三相电机的转速为 150 r/min,带了



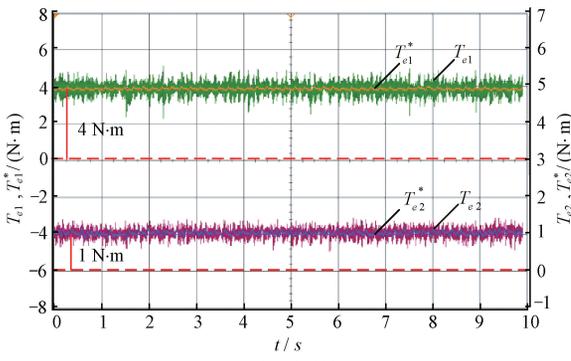
(a) 两台电机转子位置角

(a) Rotor position angle of two motors



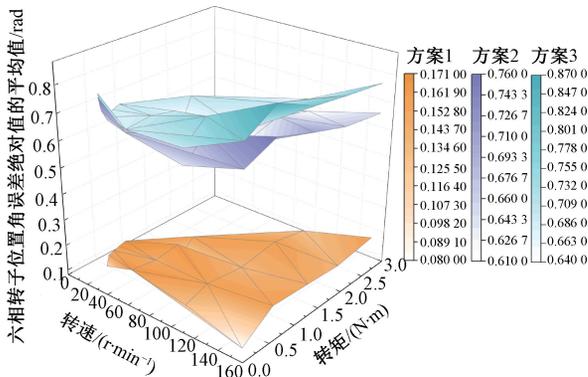
(b) 两台电机转速

(b) Speed of two motors

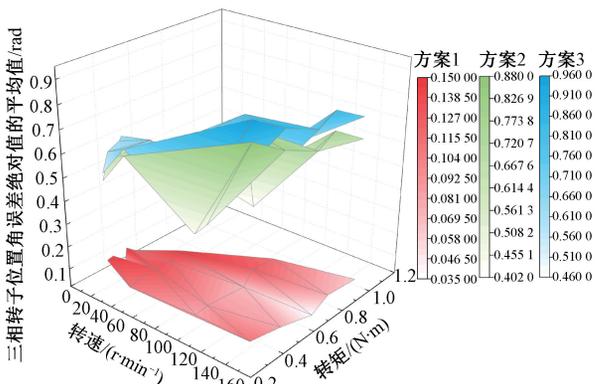


(c) 两台电机转矩  
(c) Torque of two motors

图 11 两台电机转子位置角、转速及转矩波形  
Fig. 11 Two motor rotor position angle, speed and torque wave diagram



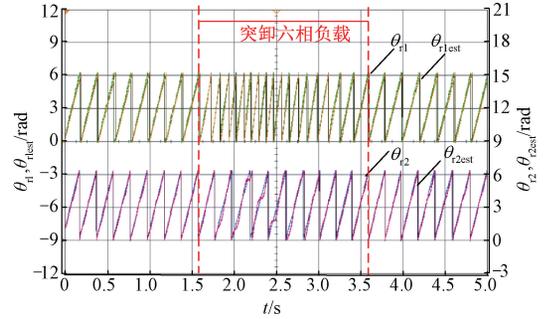
(a) 六相PMSM位置角误差  
(a) Position angle error of six-phase PMSM



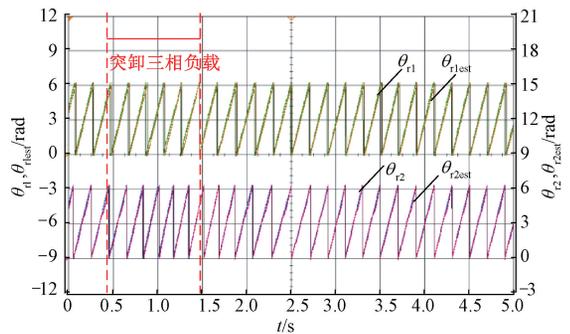
(b) 三相PMSM位置角误差  
(b) Position angle error of three-phase PMSM

图 12 两台电机转子位置角误差  
Fig. 12 Two motor rotor position angle error

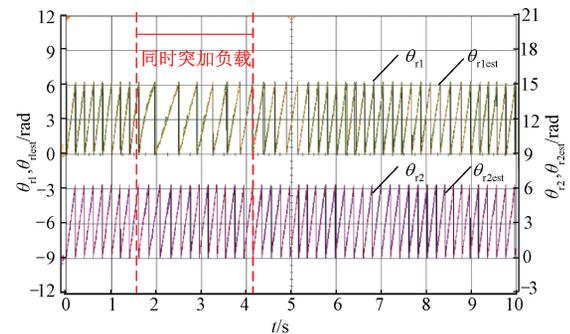
机重,因此在动态过程中持续时间长,但两台电机转子位置角和转速的估计值均能稳定跟随实际值,实际转矩也均能跟随给定转矩。从两台电机的各自动态实验图可以看出,两台电机的最大转子位置角观测误差均为 0.2 rad。在整个突加突减负载实验过程中实现了两台电机转子位置角解耦观测与独立控制。



(a) 六相突卸负载时两台电机转子位置角  
(a) Position angle of rotors of two motors during six-phase unloading



(b) 三相突卸负载时两台电机转子位置角  
(b) Position angle of rotors of two motors during three-phase unloading



(c) 突加负载时两台电机转子位置角  
(c) Position angle of rotors of two motors under sudden load

图 13 突加突卸负载下两台电机的转子位置角

Fig. 13 Rotor position angle of two motors under sudden loading and unloading load

1.2 N·m 负载。实验中两台电机先后分别进行突卸负载,空载稳定运行后同时突加负载。两台电机转子位置角波形如图 13 所示。两台电机转速、转速误差和转矩波形如图 14 所示。两台电机各自的动态波形如图 15 所示。从实验结果可以看出,由于六相电机所带的负载比三相电

不加前馈补偿的转速与转速误差波形如图 16 所示。对比图 16(b)与 14(b)可知,在突加突卸负载过程中,加入前馈补偿的两台电机动态最大转速观测误差分别小于 40 与 20 r/min,而未加入前馈补偿的动态最大转速观测

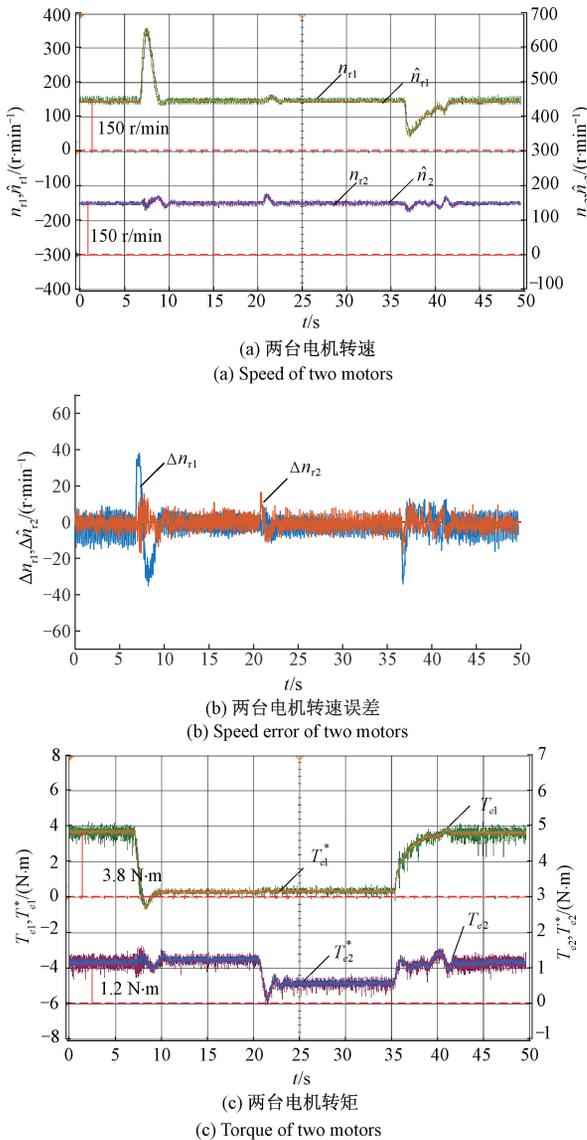


图 14 突加突卸负载下两台电机的转速和转矩  
Fig. 14 Speed and torque of two motors under sudden loading and unloading

误差分别大于 60 与 20 r/min。从图 16(a)与 14(a)也可以看出,加入前馈补偿改善了动态过程中的转速跟随性能,控制性能更佳。

在两台电机正反转实验中,两台电机的给定转速从 150 变为 -150 r/min,六相电机带 3.8 N·m 负载,三相电机带 1.2 N·m 负载。实验中两台电机同时正反转,两台电机转子位置角波形如图 17 所示。两台电机转速和转矩波形如图 18 所示。两台电机各自的动态波形如图 19 所示。由于六相电机所带的负载重,所以动态调节时间要更长。整个动态过程中两台电机转子位置角和转速的估计值均能跟上实际值,实际转矩也均能跟上给定转矩。从动态实验结果可以看出,两台电机的最大转子位置角观测误差均为 0.2 rad,能实现两台电机解耦独立控制。

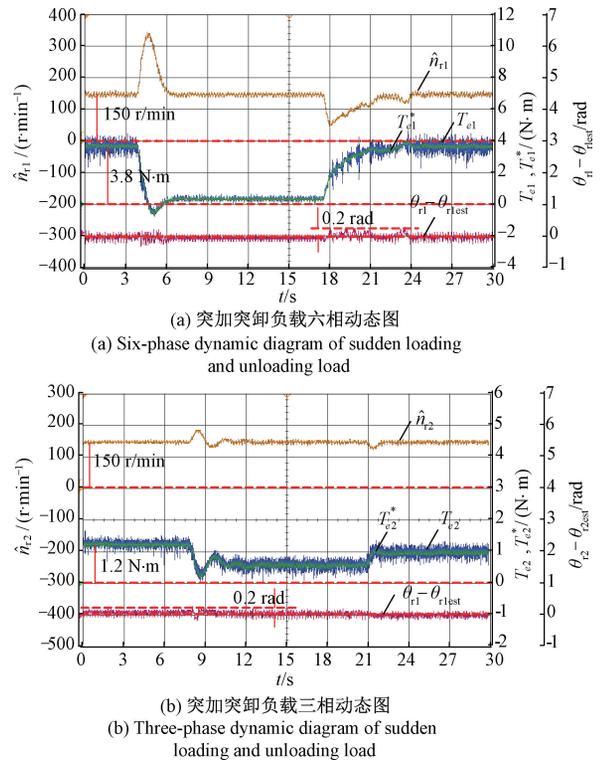


图 15 突加突卸负载下两台电机各自动态波形  
Fig. 15 Dynamic waveforms of the two motors under sudden loading and unloading

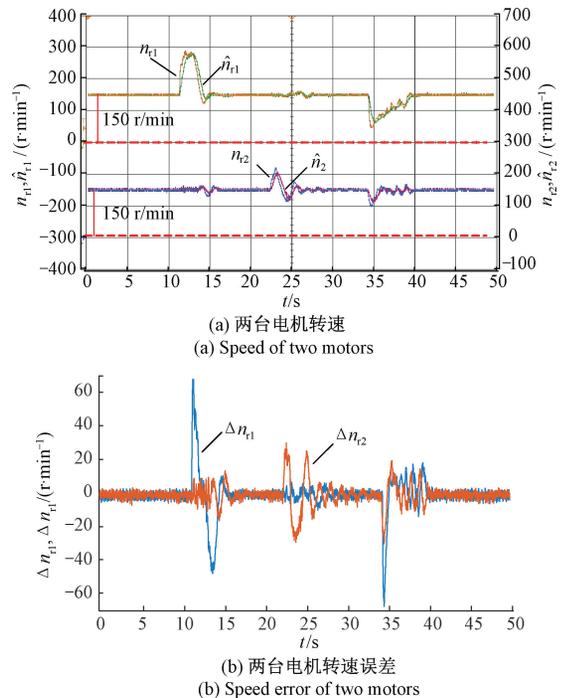
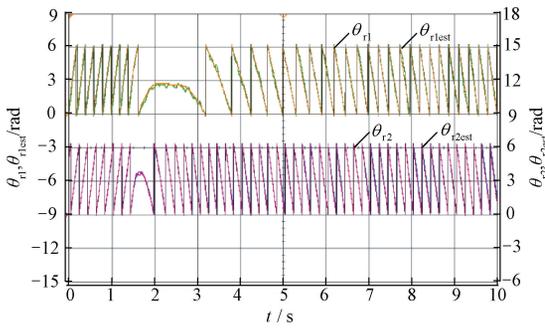
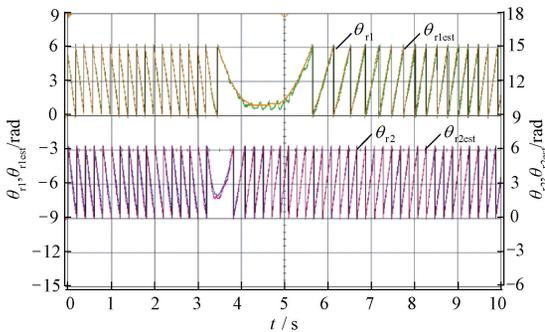


图 16 不加前馈补偿的转速与转速误差波形  
Fig. 16 Speed and speed error waveform without feedforward compensation



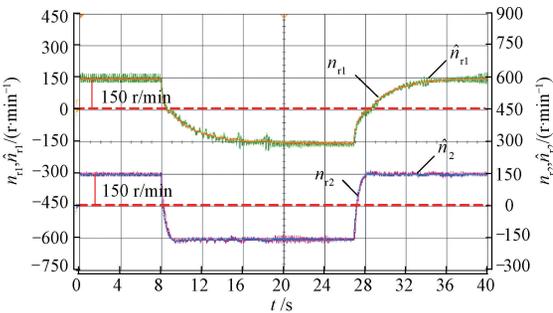
(a) 正反转两台电机转子位置角  
(a) Position angle of rotors of two motors when positive becomes inversion rotation



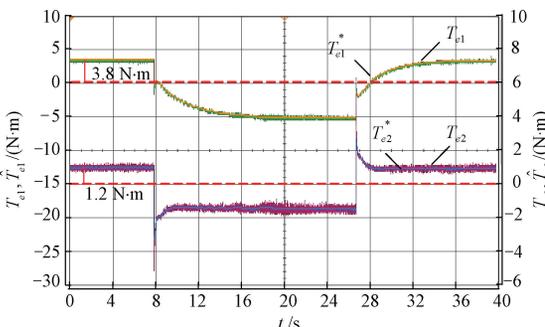
(b) 反转正两台电机转子位置角  
(b) Position angle of rotors of two motors when inversion becomes positive rotation

图 17 带载正反转时两台电机的转子位置角

Fig. 17 Rotor position angle of two motors with load and reverse rotation



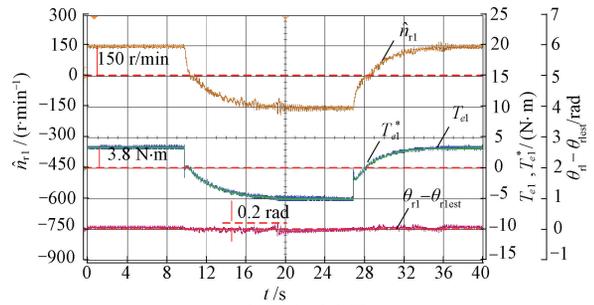
(a) 两台电机转速  
(a) Speed of two motors



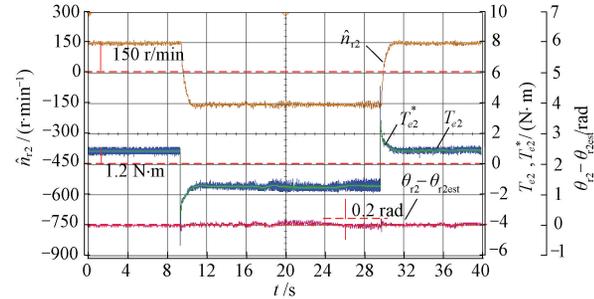
(b) 两台电机转矩  
(b) Torque of two motors

图 18 带载正反转时两台电机的转速和转矩

Fig. 18 Speed and torque of two motors with load and reverse rotation



(a) 正反转六相动态图  
(a) Six-phase dynamic diagram of positive and negative rotation



(b) 正反转三相动态图  
(b) Three-phase dynamic diagram of positive and negative rotation

图 19 带载正反转时两台电机各自动态波形

Fig. 19 Dynamic waveforms of the two motors with load and reverse rotation

## 4 结 论

本文提出的基于旋转高频电压注入的低速六相串联三相 PMSM 无位置传感器直接转矩控制。从理论分析到实验研究,可得出如下结论。

1) 根据理论分析,在静止坐标系  $\alpha\beta$  和  $xy$  下注入旋转高频电压可以在对应电流响应的负序分量中解耦观测得到两台电机的转子位置角和转速。

2) 通过理论分析给出了相关参数的约束条件,并结合正序解调得到的误差角与前馈补偿,提高了两台电机转子位置角的观测精度。

3) 实验结果表明,六相 PMSM 和三相 PMSM 稳态情况下转子位置角观测误差的平均值为 0.146 和 0.106 rad。动态过程中最大转子位置角误差均为 0.2 rad。

## 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 ] 郁明,李旺林,蓝盾. 基于优化自适应阈值的非线性机电系统传感器故障检测和主动容错控制[J]. 仪器仪表学报,2022,43(4):26-37.  
YU M,LI W L,LAN D. Sensor fault detection and active fault-tolerant control for the nonlinear mechatronic system based on optimized adaptive threshold [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2022,43(4):26-37.
- [ 3 ] LEVI E, JONES M, IQBAL A, et al. Induction machine/syn-rel two-motor five-phase series-connected drive [ J ], IEEE Transactions on Energy Conversion,2007,22(2):281-289.
- [ 4 ] 朱俊杰,黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究[J]. 仪器仪表学报,2021,42(4):41-49.  
ZHU J J,HUANG H Y. Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2021,42(4):41-49.
- [ 5 ] 龚文倩,朱俊杰,郑志安,等. 基于 SEPIC 变换器的无位置传感器无刷直流电机换相误差校正[J]. 仪器仪表学报,2019,40(5):109-117.  
GONG W Q,ZHU J J,ZHENG ZH AN,et al. Commutation error correction of position sensorless brushless DC motor based on SEPIC converter [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2019,40(5):109-117.
- [ 6 ] 杨淑英,刘世园,李浩源,等. 永磁同步电机无位置传感器控制谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(20):6075-6084.  
YANG SH Y,LIU SH Y,LI H Y,et al. Research on harmonic suppression strategy of position sensorless control for permanent magnet synchronous motor [ J ]. Proceedings of the CSEE,2019,39(20):6075-6084.
- [ 7 ] 杜博超,崔淑梅,宋立伟,等. 一种基于变频电流信号的 IPMSM 无位置传感器高频注入电流噪声抑制方法[J]. 电工技术学报,2020,35(18):3830-3837.  
DU B CH,CUI SH M,SONG L W,et al. A variable frequency current injection sensorless control strategy of IPMSM for audible noise reduction [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(18):3830-3837.
- [ 8 ] ZHANG Y,YIN Z,DU C,et al. Noise spectrum shaping of random high frequency voltage injection based on markov chain for IPMSM sensorless control[ J ]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2020,8(4):3682-3699.
- [ 9 ] 言钊,颜建虎,费晨. 基于旋转高频信号注入法的内置式永磁同步电机低速段转子位置检测及其误差补偿[J]. 电机与控制应用,2018,45(9):1-8.  
YAN ZH,YAN J H,FEI CH. Rotor position detection of interior permanent magnet synchronous motor based on rotating high frequency signal injection method and error compensation [ J ]. Electric Machines and Control Application,2018,45(9):1-8.
- [ 10 ] GABRIEL F,BELIE F D,NEVT X,et al. High-frequency issues using rotating voltage injections intended for position self-sensing[ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(12):5447-5457.
- [ 11 ] 彭威,乔鸣忠,蒋超,等. 基于正序分量在线位置误差补偿的旋转高频注入法[J]. 电工技术学报,2020,35(24):5087-5095.  
PENG W,QIAO M ZH,JIANG CH,et al. An online position error compensation method of rotating high-frequency injection based on positive sequence components [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(24):5087-5095.
- [ 12 ] 麦志勤,刘计龙,肖飞,等. 基于估计位置反馈电流解调算法的改进型高频旋转电压注入无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2022,37(4):870-881,891.  
MAI ZH Q,LIU J L,XIAO F,et al. Sensorless control strategy of improved HF rotating voltage injection based on estimated position feedback current demodulation algorithm [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society,2022,37(4):870-881,891.
- [ 13 ] 潘斌,周扬忠. 共模电压抑制的六相串联三相双 PMSM 系统模型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2021,41(16):5727-5737.  
PAN B,ZHOU Y ZH. Model predictive torque control of six-phase and three-phase PMSM series-connected system with common mode voltage suppression [ J ]. Proceedings

of the CSEE, 2021, 41(16):5727-5737.

- [14] 段庆涛,周扬忠,屈艾文. 六相串联三相 PMSM 缺相容错型低转矩脉动直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2):347-358,632.
- DUAN Q T, ZHOU Y ZH, QU AI W. Open-circuit fault-tolerant direct torque control with low torque ripple for six-phase and three-phase PMSM series-connected system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2):347-358,632.
- [15] 殷进军. LCL 滤波并网逆变器的数字单环控制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2012.
- YIN J J. Study on digital single-loop control scheme of grid-connected inverters with LCL filter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2012.
- [16] LIN T, ZHU Z. Sensorless operation capability of surface-mounted permanent-magnet machine based on high-frequency signal injection methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3):2161-2171.
- [17] 高健伟. 基于高频注入法的永磁同步电机转子位置估计误差的分析[D]. 济南:山东大学, 2012.
- GAO J W. Analysis of position estimation error in carrier signal injection based sensorless control of PMSM [D]. Jinan: Shandong University, 2012.

## 作者简介



**Chen Tao** received his B. Sc. degree from Zhejiang Wanli University in 2019, and M. Sc. degree from Fuzhou University in 2023. His main research interest include modern speed control system.



E-mail: zhty\_75313@sina.com

**Zhou Yangzhong** (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996 and 2007, respectively. He is currently a professor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.

**陈涛**, 2019 年于浙江万里学院获得学士学位, 2023 年于福州大学获得硕士学位, 主要研究方向为现代调速系统。

E-mail: 1426172711@qq.com

**周扬忠**(通信作者), 分别在 1996 年和 2007 年于南京航空航天大学获得学士学位和博士学位, 现为福州大学教授, 主要研究方向为现代调速系统、新能源发电系统。