

基于基波 PWM 激励的双三相永磁同步电机 低速和零速无位置传感器控制^{*}

陈 浩, 高 强, 朱昊越

(上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘要: 现有的针对双三相永磁同步电机(PMSM)的无位置传感器算法主要是依靠提取反电动势来估计转速和转子位置, 在低速和零速的运行条件下将会失效。研究了一种基于基波脉宽调制(PWM)激励的双三相PMSM无位置传感器算法, 在低速和零速运行条件下仍能准确跟踪转子位置。该方法利用双三相电机的数学模型和双三相电机的饱和凸极效应, 提取包含在一个PWM周期电流变化率中的转子位置信息, 从而实现无传感器控制。通过在仿真环境建立仿真模型验证了该算法的正确性。最后在双三相PMSM试验平台上验证了各种工况下算法的可靠性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 无位置传感器; 饱和凸极效应; 低速

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)11-0001-09

doi: 10.12177/emca.2020.144

Position Sensorless Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Using Fundamental PWM Excitation Under Low- and Zero-Speed^{*}

CHEN Hao, GAO Qiang, ZHU Haoyue

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Most traditional position sensorless control algorithms for dual three-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs) rely on extracting the back electromotive force (EMF) to estimate rotational speed and rotor position. These algorithms will fail under low- and zero-speed operating conditions. In order to solve this problem, a sensorless algorithm for a dual three-phase PMSM based on fundamental pulse width modulation (PWM) excitation is proposed. The rotor position, even under low- and zero-speed conditions, can be accurately tracked. This method uses the mathematical model of the dual three-phase PMSM and its saturation saliency effect to extract rotor position information contained in the current variation rate during one PWM period, so as to achieve position sensorless control. The correctness of the algorithm is verified in simulation. Finally, the reliability of the algorithm under various operating conditions is verified on a dual three-phase PMSM experimental platform.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM); position sensorless; saturation salient effect; low speed

收稿日期: 2020-07-18; 收到修改稿日期: 2020-09-09

*基金项目: 国家自然科学基金项目(51477101)

作者简介: 陈 浩(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为双三相永磁同步电机无速度传感器。

高 强(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机及其控制、风力发电、电力电子。(通信作者)

0 引言

双三相永磁同步电机(PMSM)与三相PMSM相比,具有更好的容错性能,更小的转矩脉动,因此更适合于大功率场合或者对可靠性要求高的场合^[1-3]。为了进一步提高双三相电机驱动系统的可靠性,降低系统的成本,有必要发展双三相电机的无位置传感器控制技术^[4]。

目前,对双三相PMSM的无位置传感器控制已有相关报道,大多数是将三相PMSM的无位置传感器方法推广到双三相PMSM上。文献[5]通过反电动势来估计转子位置,该方法只使用一套绕组用于产生转矩,将另外一套三相绕组上的相电流短时间设置为零用于观测反电动势。该方法因为只使用一套绕组产生转矩,所以易造成电机输出功率损失。文献[6]使用模型参考自适应算法(MARS)对飞机电动系统中的双三相PMSM进行转子位置估测,使用电流作为可调模型。这一方法存在的问题是当轻载或空载时,电流幅值较小,会降低转速估计的精确程度。文献[7]比较了简化的扩展卡尔曼滤波器和传统磁链观测器用于双三相PMSM位置估测的效果,结果表明扩展的卡尔曼滤波器估测结果受谐波影响较小,稳态和动态性能更优,但实现较为复杂。文献[8]提出了一种基于3次谐波反电动势的转子位置估计策略,但由于电机各相阻抗不平衡,测得的3次谐波反电动势将包含畸变的基波分量,影响转子位置的估计精度。以上各种方法基本均是直接或间接地利用反电动势提取速度和位置信息,在低速和零速的运行条件下,由于反电动势信号微弱,这些方法准确程度将大大降低,甚至失效。不同于一般的旋转高频注入,文献[9]在估测的直轴方向注入脉振高频信号实现表贴式双三相PMSM在低速段的转子位置估测,试验展示了在100 r/min下的转子位置估测波形,但未给出无位置传感器闭环控制的试验结果。通过高频载波电压注入,文献[10]检测高频载波信号的零序信号,也可以实现低速和零速的转子位置检测,但会因为旋转注入信号而引入6次谐波误差,难以消除。文献[9-10]的方法与三相PMSM的高频注入法存在的问题相似,即引入了带通滤波器用于提取高频信号,会影响系统带宽。另外,注入高频

电压信号将引起额外噪声和损耗。

针对现有方法在低速和零速运行条件下的不足,文献[11]提出了一种无需注入高频信号,利用变流器的脉宽调制(PWM)波激励双三相PMSM饱和凸极效应,进行无位置传感器转子位置估计的方法。文献[11]仅仅进行了初步的原理介绍,并与文献[9]类似,仅给出了开环的位置估测结果。本文在文献[9]基础上更进一步,不但介绍了具体的位置估计实现方法,还给出了在各种工况下无位置控制的闭环控制的结果,进一步验证了这种方法在低速和零速下稳定运行的可行性。

1 无位置传感器算法原理

1.1 双三相PMSM数学模型

本文研究的是非对称双三相PMSM,由ABC和DEF2套绕组构成,2套绕组相差30°电角度,并且具有隔离的2个中性点。通常使用六相两电平逆变器进行控制。双三相PMSM和逆变器拓扑如图1所示。

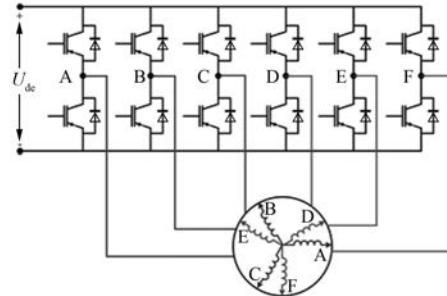


图1 双三相PMSM和逆变器拓扑

在六相静止坐标系中,双三相电机的数学模型可以表示为

$$\mathbf{u}_{6s} = R\mathbf{i}_{6s} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{6s}\mathbf{i}_{6s} + \psi_f \mathbf{F}_{6s}) \quad (1)$$

式中: \mathbf{u}_{6s} 为相电压矢量; R 为定子电阻; \mathbf{i}_{6s} 为相电流矢量; \mathbf{L}_{6s} 为电感矩阵; ψ_f 为永磁体在每一相绕组中产生的磁链幅值; \mathbf{F}_{6s} 为磁链系数矩阵。

\mathbf{u}_{6s} 、 \mathbf{i}_{6s} 、 \mathbf{L}_{6s} 、 \mathbf{F}_{6s} 的定义式如下:

$$\mathbf{u}_{6s} = [u_A \ u_B \ u_C \ u_D \ u_E \ u_F]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{i}_{6s} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E \ i_F]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{L}_{6s} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{F}_{6s} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

$$\mathbf{L}_{s1s1} = \begin{bmatrix} L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\theta & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\theta \\ -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{L_{\Sigma}}{2} + L_{\Delta} \cos 2\theta & L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{L}_{s2s2} = \begin{bmatrix} L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & -\frac{1}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & L_{\Sigma} + L_{\sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{L}_{s1s2} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) \\ L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right) & L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos 2\left(\theta - \frac{5\pi}{12}\right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{L}_{s2s1} = \mathbf{L}_{s1s2}^T \quad (9)$$

式(6)~式(8)中的 L_{Σ} 和 L_{Δ} 的定义如下:

$$L_{\Sigma} = \frac{1}{2}(L_{aad} + L_{aaq}) \quad (10)$$

$$L_{\Delta} = \frac{1}{2}(L_{aad} - L_{aaq}) \quad (11)$$

式中: L_{σ} 为漏感; θ 为转子电角度; L_{aad} 、 L_{aaq} 为 d 、 q 轴电感。

对于内置式 PMSM, 有 $L_q > L_d$ ^[12]。对于表贴式 PMSM, 由于一般的双三相永磁电机设计总是使得铁心工作点在饱和点附近, 而当磁路饱和时, 将引起 d 轴电感减小, 并小于 q 轴电感, 即对外呈现饱和凸极效应 ($L_{\Delta} \neq 0$), 从而可以采用类似于内置式 PMSM 的凸极效应检测转子位置^[13-14]。

使用文献[15]提出的矢量空间解耦技术, 将式(1)由六相静止坐标系映射到 α - β 坐标系。使用的变换矩阵如下:

$$\mathbf{T}_{6s/2s} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式(1)映射到 α - β 坐标系, 得到:

$$\mathbf{u}_{2s} = \left(R + \frac{d\mathbf{L}_{2s}}{dt} \right) \mathbf{i}_{2s} + \mathbf{L}_{2s} \frac{di_{2s}}{dt} + \psi_f \frac{dF_{2s}}{dt} \quad (13)$$

式中: \mathbf{u}_{2s} 为 α - β 坐标系下的电压矢量; \mathbf{L}_{2s} 为 α - β 坐标系下的电感矩阵; \mathbf{i}_{2s} 为 α - β 坐标系下的电流矢量; ψ_f 为永磁体在每一相绕组中产生的磁链幅值; \mathbf{F}_{2s} 为 α - β 坐标系下的磁链系数矩阵。

\mathbf{u}_{2s} 、 \mathbf{i}_{2s} 、 \mathbf{F}_{2s} 、 \mathbf{L}_{2s} 的定义式如下:

$$\mathbf{u}_{2s} = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{i}_{2s} = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T \quad (15)$$

$$\mathbf{F}_{2s} = [\cos \theta \ \sin \theta]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{L}_{2s} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$L_1 = L_\sigma + \frac{3}{2}(L_{aad} + L_{aaq}) \quad (18)$$

$$L_2 = \frac{3}{2}(L_{aad} - L_{aaq}) \quad (19)$$

1.2 无位置传感器算法原理

在低速和零速的运行状态下,式(13)中包含的 dL_{2s}/dt 和 dF_{2s}/dt 项可以被忽略。与逆变器母线电压 U_{dc} 相比,定子电阻上的压降也可以忽略。因此,可以将式(13)简化如下:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式(20)中,如果在电压、电感和电流的导数值均已知的情况下,相当于求解 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$ 的二元线性方程组,解得:

$$\begin{aligned} \sin 2\theta &= \frac{2L_1 \frac{di_\alpha}{dt} \cdot \frac{di_\beta}{dt} - u_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - u_\beta \frac{di_\alpha}{dt}}{2L_2 \left[\left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)^2 + \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)^2 \right]} \quad (21) \\ \cos 2\theta &= -\frac{L_1 \left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)^2 - L_1 \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)^2 - u_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + u_\beta \frac{di_\beta}{dt}}{2L_2 \left[\left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)^2 + \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)^2 \right]} \end{aligned} \quad (22)$$

在电感值未知的情况下,可以将式(20)进行转换求解 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$:

$$\begin{aligned} \frac{L_1^2 - L_2^2}{L_2} \left(u_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - u_\alpha \frac{di_\beta}{dt} \right) &= \\ (u_\alpha^2 - u_\beta^2) \sin 2\theta - 2u_\alpha u_\beta \cos 2\theta & \quad (23) \end{aligned}$$

根据文献[15]中矢量空间解耦方法提出的四矢量空间 PWM 策略,一个 PWM 周期中存在 4 个不同的非零电压矢量。在一个 PWM 周期中可以认为转子位置不发生改变,如果使用第 1、2 个非零矢量对应的电压和电流,代入式(23)中可以得到:

$$\begin{aligned} \frac{L_1^2 - L_2^2}{L_2} \begin{bmatrix} u_{\beta 1} \frac{di_{\alpha 1}}{dt} - u_{\alpha 1} \frac{di_{\beta 1}}{dt} \\ u_{\beta 2} \frac{di_{\alpha 2}}{dt} - u_{\alpha 2} \frac{di_{\beta 2}}{dt} \end{bmatrix} &= \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} -2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\alpha 1}^2 - u_{\beta 1}^2 \\ -2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\alpha 2}^2 - u_{\beta 2}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \end{bmatrix} \quad (24)$$

通过求解方程式(22),可以得到 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$ 的值:

$$M \cos 2\theta = \frac{\begin{vmatrix} u_{\alpha 2}^2 - u_{\beta 2}^2 & u_{\beta 2} \frac{di_{\alpha 2}}{dt} - u_{\alpha 2} \frac{di_{\beta 2}}{dt} \\ u_{\alpha 1}^2 - u_{\beta 1}^2 & u_{\beta 1} \frac{di_{\alpha 1}}{dt} - u_{\alpha 1} \frac{di_{\beta 1}}{dt} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1}^2 - u_{\alpha 1}^2 \\ 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2}^2 - u_{\alpha 2}^2 \end{vmatrix}} \quad (25)$$

$$M \sin 2\theta = \frac{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2} \frac{di_{\alpha 2}}{dt} - u_{\alpha 2} \frac{di_{\beta 2}}{dt} \\ 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1} \frac{di_{\alpha 1}}{dt} - u_{\alpha 1} \frac{di_{\beta 1}}{dt} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1}^2 - u_{\alpha 1}^2 \\ 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2}^2 - u_{\alpha 2}^2 \end{vmatrix}} \quad (26)$$

其中: $M = \frac{L_2}{L_1^2 - L_2^2}$

可以将计算得到的 $M \sin 2\theta$ 和 $M \cos 2\theta$ 输入到锁相环 PLL 中。PLL 框图如图 2 所示。

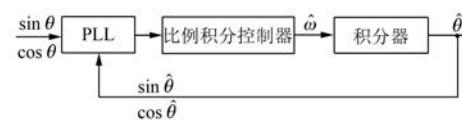


图 2 PLL 框图

图 2 中,采用的 PLL 误差项为: $\sin 2\theta \cos 2\hat{\theta} - \cos 2\theta \sin 2\hat{\theta}$ 。

当估计的转子位置 $\hat{\theta}$ 接近于真实值 θ 时,PLL 的误差项 $\sin 2\theta \cos 2\hat{\theta} - \cos 2\theta \sin 2\hat{\theta} \approx 0$ 。因为 M 是与电机位置无关的常数,所以不必获知准确值也可以使用图 2 的 PLL 估计出 $\hat{\theta}$ 。这一环节的传递函数为

$$G(s) = \frac{2(k_p s + k_i)}{s^2 + 2k_p s + 2k_i} \quad (27)$$

式中: k_p, k_i 为 PLL 中 PI 控制器的系数。

2 无位置传感器算法实现

2.1 电流导数的获取

文献[15]提出的矢量空间解耦算法中,对于

六相两电平逆变器,存在 64 个不同的电压矢量。为了获得最大的直流电压利用率,通常只使用映射到 $\alpha\beta$ 空间具有最大幅值的 12 个电压矢量进行调制。这 12 个电压矢量的分布如图 3 所示。

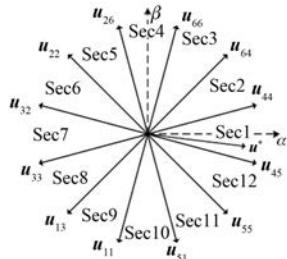


图 3 $\alpha\beta$ 坐标系下使用的电压矢量

一般使用四矢量算法进行调制,即利用相邻的 4 个电压矢量合成参考电压矢量。例如,当参考电压矢量位于扇区 1 时,使用 $u_{45}, u_{55}, u_{64}, u_{44}$ 进行合成,典型的 PWM 波形如图 4 所示。

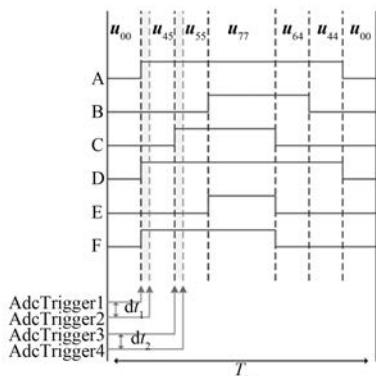


图 4 参考矢量位于扇区 1 的 PWM 波形

当扇区和每个矢量的作用时间均确定时,可以在对应的时刻触发 ADC 采样来记录电流值。因为需要获取第 1、2 个非零矢量的电流斜率,所以可以在第 1、2 个非零矢量处分别采集 2 次电流,即使用简单的 2 点采样法计算斜率。

2.2 最小脉宽和补偿措施

文献[16]中指出,在零速或低速运行时,非零矢量的作用时间可能非常短,这对采集电流斜率会造成不利影响,是由于在矢量切换时电流会产生高频振荡。因此,为了确保电流斜率计算的准确性,需要对用于采集电流的非零矢量保持一个最小脉宽 t_{min} ,使得在 2 次采集电流之间有足够的时问裕度。但延长非零矢量的作用时间会造成合成矢量相对于参考电压矢量的偏移,因此需

要采取补偿措施。

本文提出的补偿措施如下:(1)假设第 1 个非零矢量的作用时间原本是 t_1 ,因为最小脉宽限制被延长到 t_{min} 。(2)假设 P 相在第 1 个非零矢量作用期间上桥臂关断,那么就将 P 相在这一个 PWM 周期中的上桥臂导通区间向后延长($t_{min} - t_1$)的时间,用来平衡其他相在第 1 个非零矢量作用期间延长的部分。如果 P 相在第 1 个非零矢量作用期间上桥臂导通,那么只需要将 P 相在第 1 个非零矢量的上桥臂导通区间延长到 t_{min} 。对第 2 个非零矢量,采取相同的措施进行补偿。

补偿措施的正确性可以用伏秒积平衡原理进行说明。根据伏秒积平衡原理,合成矢量只与直流母线电压 U_{dc} 和各相导通时间有关。根据文献[17],在 $\alpha\beta$ 坐标系下,合成矢量可以表示为

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \frac{1}{3} U_{dc} (s_A e^{j\frac{2}{3}\pi} + s_C e^{j\frac{4}{3}\pi} + s_D e^{j\frac{\pi}{6}} + s_E e^{j\frac{5\pi}{6}} + s_F e^{j\frac{3\pi}{2}}) \quad (28)$$

其中: $s_A=0$ 表示 A 相上桥臂关断,下桥臂导通; $s_A=1$ 表示 A 相上桥臂导通,下桥臂关断; s_B, s_C, s_D, s_E 和 s_F 的定义相似。

结合式(28),在一个 PWM 周期的伏秒积可以表示为

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} \cdot t_{PWM} = \frac{1}{3} U_{dc} (t_A e^{j\frac{2}{3}\pi} + t_C e^{j\frac{4}{3}\pi} + t_D e^{j\frac{\pi}{6}} + t_E e^{j\frac{5\pi}{6}} + t_F e^{j\frac{3\pi}{2}}) \quad (29)$$

式中: t_A 是 A 相对应的导通时间; t_B, t_C, t_D, t_E 和 t_F 的定义类似。

图 5 为当参考矢量位于扇区 1 的补偿波形。

图 5 中,共 6 组波形,对应六相。每一组上面的波形表示补偿前的 PWM 波形,其中 $t_0 = T - t_1 - t_2 - t_3 - t_4$;下面的波形表示补偿后的 PWM 波形,其中 $t_0 = T - t_{min} - t_{min} - t_3 - t_4$ 。填充斜线的时间块(以下简称斜线时间块)对于非零矢量 1 的延长时间,填充网格的时间块(以下简称网格时间块)对于非零矢量 2 的延长时间。斜线时间块的宽度是 $t_{min} - t_1$,网格时间块的宽度是 $t_{min} - t_2$ 。可以看到,每一相的导通区间均延长了相同的长度。这些相同长度的延长量构成的伏秒积为

$$\frac{1}{3} U_{dc} (t_{extra} e^{j\frac{2}{3}\pi} + t_{extra} e^{j\frac{4}{3}\pi} +$$

$$t_{\text{extra}} e^{\frac{j}{3}\pi} + t_{\text{extra}} e^{\frac{j\pi}{6}} + t_{\text{extra}} e^{\frac{j5\pi}{6}} + t_{\text{extra}} e^{\frac{j3\pi}{2}} = 0 \quad (30)$$

因此,延长的导通时间并不会产生非零的伏秒积,从而延长后的 PWM 波形与延长前等效,故而本文提出的补偿措施是有效的。

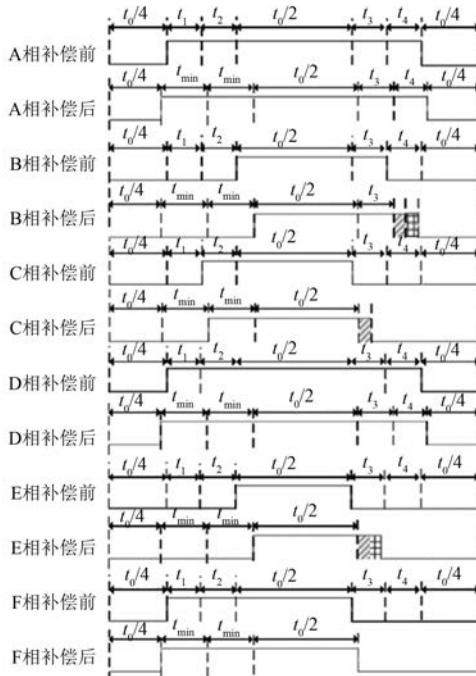


图 5 补偿措施示意

使用该方法进行补偿的无速度传感器控制,其电流波形相对于有速度传感器而言谐波畸变率会有所增加。图 6 为有速度传感器控制的试验电流波形。给定负载 $i_q^* = 5 \text{ A}$, 转速 10 r/min。将示波器存储的数据用 MATLAB 进行谐波分析, 得到谐波畸变率为 6.27%。图 7 为使用补偿方法的无

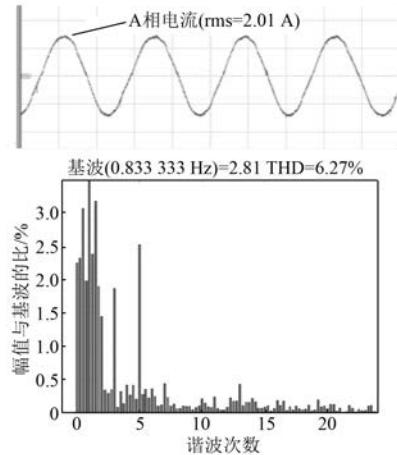


图 6 有速度传感器控制的相电流波形

速度传感器控制的试验电流波形。给定负载 $i_q^* = 5 \text{ A}$, 转速 10 r/min。将示波器存储的数据用 MATLAB 进行谐波分析, 得到谐波畸变率为 13.41%。可以看出, 补偿措施有利于电流导数的精确计算, 但也增大了电流的谐波成分及电机的铜耗。从试验结果可以看出, 电流谐波的主要成分是低频谐波。低频谐波含量的增加, 会导致电机在运行时产生转矩脉动增加, 并伴随有噪声, 同时会降低系统的运行效率^[18]。

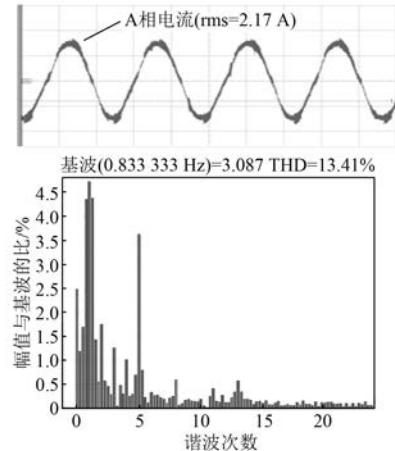


图 7 无速度传感器控制的相电流波形

3 仿真验证

模型中使用的双三相 PMSM 样机参数如表 1 所示。

表 1 双三相 PMSM 样机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.099
永磁体磁链 ψ/Wb	0.06
极对数 p	5
额定转速 $n/(r \cdot \text{min}^{-1})$	3 000

系统采用的双三相 PMSM 无位置传感器控制整体框架如图 8 所示。六相电流在第 1、2 个非零矢量作用期间会被分别采集 2 次, 从而计算出对应的电流斜率, 并输入到 PLL 中用于转子位置的估计。最后, PLL 的输出用于电流闭环控制。仿真用内置式电机电感参数和表贴式电机电感参数均能取得良好结果。以下仿真中使用表贴式电机电感参数 $L_d = 2.46 \text{ mH}, L_q = 2.47 \text{ mH}$ 。在仿真中, 饱和和凸极效应在 L_d 和 L_q 的不相等上体现。

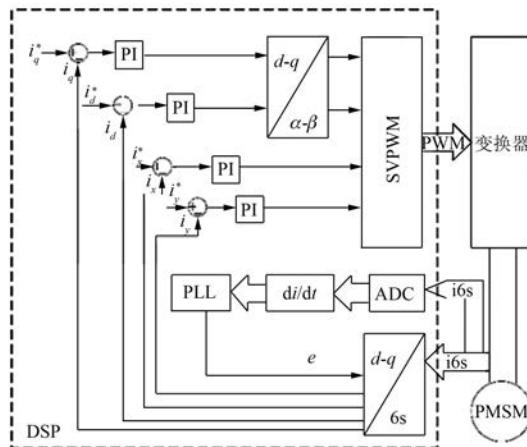


图 8 使用无速度传感器算法的转矩控制框图

3.1 仿真验证转速动态

转速动态的仿真结果如图 9 和图 10 所示。图 9 展示了空载条件下, 转速变化为 24 r/min -0 r/min -24 r/min 的仿真结果。图 10 展示了负载 $i_q^* = 10$ A 条件下, 转速变化为 12 r/min -36 r/min -12 r/min 的仿真结果。可以看到无论是空载还是负载情形下, 估计电角度均能快速准确地跟随实际电角度, 估测误差在仿真中小于 0.01 rad。

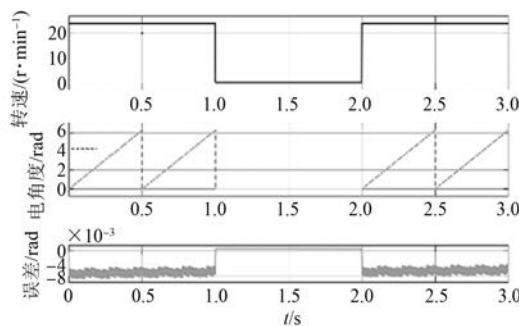


图 9 空载转速动态仿真结果

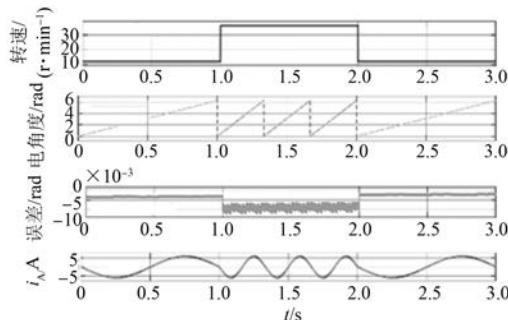


图 10 恒定负载转速动态仿真结果

3.2 仿真验证转矩动态

转矩动态的仿真结果如图 11 所示。转速稳定在 36 r/min, 转矩变化情况是 $i_q^* = 0$ A-10 A-0 A。可以看到, 仿真中估计电角度能够快速准确跟踪实际电角度, 最大误差约 0.01 rad。

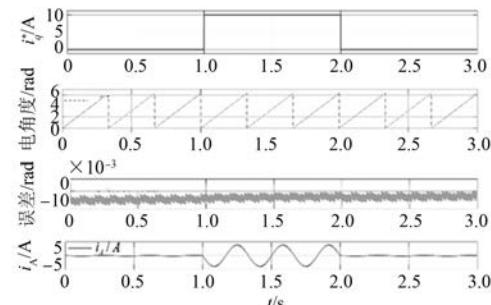


图 11 恒定转速转矩动态仿真结果

4 试验验证

试验平台如图 12 所示。由 TI TMS230F28379D 作为核心控制器, 包括六相逆变器、双三相电机和负载电机。通过 TMS320F28379D 提供的模拟-数字量转换(DAC)引脚, 输出 DSP 通过编码器信号解析出的转子电角度和算法估计出的转子电角度, 进行对比。DAC 引脚的输出电压范围是 0~3.3 V, 转子电角度范围是 0~ 2π rad。在程序中将转子电角度线性映射到 DAC 引脚的输出电压上, 即按照 $v_{out} = \theta_e/2\pi \times 3.3$ V 进行输出。



图 12 试验平台

4.1 试验验证转速动态

图 13 展示了空载条件下, 转速变化情况是 24 r/min-0 r/min-24 r/min 的试验结果。

对示波器记录的数据使用 MATLAB 进行分析并滤波, 得到误差值, 如图 14 所示。可以看到, 误差基本保持在 ± 0.4 rad 以内, 稳态运行时误差基本保持在 ± 0.2 rad 以内。因为采用转矩控制, 受试验设备限制, 转速不能稳定在零速, 略有波动, 所以在零速条件下误差略有增大。

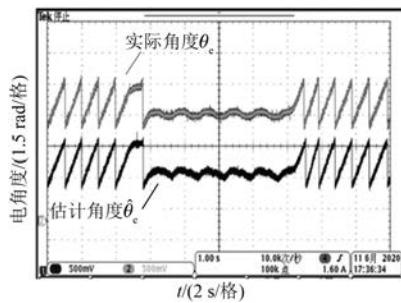


图 13 空载转速动态试验结果

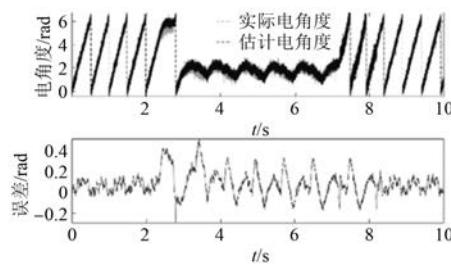


图 14 空载转速动态试验误差

图 15 展示了负载条件下($i_q^* = 10$ A), 转速变化情况是 12 r/min - 36 r/min - 12 r/min 的试验结果。

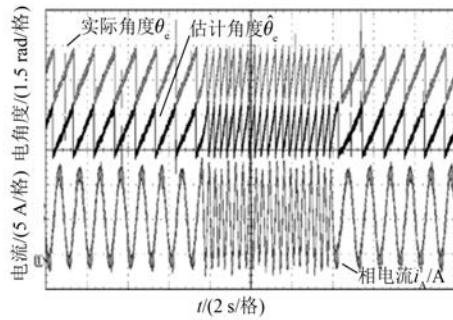


图 15 负载转速动态试验结果

对示波器记录的数据使用 MATLAB 进行分析并滤波, 得到误差值如图 16 所示。可以看到, 误差基本保持在 ± 0.2 rad 以内。

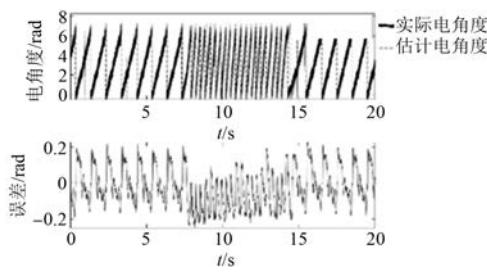


图 16 负载转速动态试验误差

4.2 试验验证转矩动态

图 17 展示了转速稳定在 36 r/min 时, 转矩变化情况是 $i_q^* = 0$ A-8 A-0 A 的试验结果。

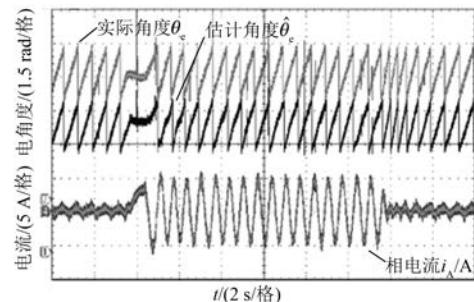


图 17 恒定转速转矩动态试验结果

对示波器记录的数据使用 MATLAB 分析并滤波, 得到误差值如图 18 所示。可以看到, 误差基本保持在 ± 0.4 rad 以内。

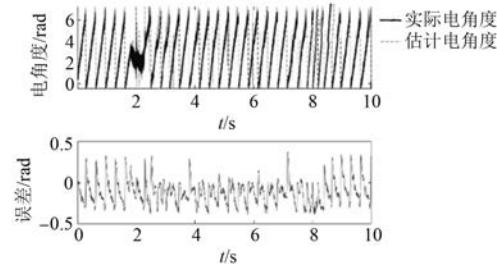


图 18 恒定转速负载动态试验误差

5 结语

本文研究了一种无需注入高频信号, 采用六相变流器本身的 PWM 波形直接进行双三相 PMSM 的转子位置估计的方法, 通过仿真和试验充分验证了该算法可以有效地在低速或零速下实现电机无位置传感器控制闭环运行。该方法不仅适用于内置式永磁结构, 而且适用于表贴式永磁结构。该方法比较适合用于需要从零速平稳起动的场合, 或者需要在极低速甚至零速下运行的场合, 如电梯的曳引电机^[19]等。

【参考文献】

- [1] 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.
- [2] 王晋. 多相永磁电机的理论分析及其控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2010.

- [3] 杨金波. 双三相永磁同步电机驱动技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [4] 张烨璐, 杨欢, 王海兵, 等. 双三相 PMSM 全速范围内无位置传感器控制研究 [J]. 微电机, 2018, 51(11): 31.
- [5] SCELBA G, SCARCELLA G, CACCIATO M, et al. Compensation of rotor position estimation errors in sensorless dual-three phase PMSM drives through back-EMF sensing [C] // 2017 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2017.
- [6] FAN L, YANG T, RASHED M, et al. Sensorless control of dual-three phase PMSM based aircraft electric starter/generator system using model reference adaptive system method [C] // CSAA/IET International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering, 2018.
- [7] ALMARHOON A, REN Y, ZHU Z Q. Influence of back-EMF and current harmonics on sensorless control performance of single and dual three-phase permanent magnet synchronous machines [J]. COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2016, 35(2): 20.
- [8] LIU J M, ZHU Z Q. Rotor position estimation for dual-three-phase permanent magnet synchronous machine based on third harmonic back-EMF [C] // 2015 IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2015.
- [9] 周中坚, 张成宝. 基于双三相永磁同步电机的 EPS 系统低速段无位置传感器控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 99.
- [10] ALMARHOON A H, ZHU Z Q, XU P. Improved rotor position estimation accuracy by rotating carrier signal injection utilizing zero-sequence carrier voltage for dual three-phase PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4454.
- [11] 朱昊越, 张稳, 高强. 基于 SVPWM 激励的 DTP-PMSM 低速 Sensorless 研究 [J]. 电力电子技术, 2019, 53(9): 90.
- [12] AIHARA T, TOBA A, YANASE T, et al. Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(1): 202.
- [13] 廖勇, 沈朗, 姚骏, 等. 改进的面贴式永磁同步电机转子初始位置检测 [J]. 电机与控制学报, 2009, 13(2): 203.
- [14] 刘颖, 周波, 李帅, 等. 转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 48.
- [15] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100.
- [16] GAO Q, ASHER G M, SUMNER M, et al. Position estimation of AC machines over a wide frequency range based on space vector PWM excitation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(4): 1001.
- [17] GRANDI G, SERRA G, TANI A. Space vector modulation of a six-phase VSI based on three-phase decomposition [C] // 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008.
- [18] 张剑, 温旭辉, 李文善, 等. 基于谐波观测器的永磁同步电机谐波电流抑制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3336.
- [19] 王博文. 直驱式永磁曳引机零低速运行自抗扰控制策略研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录, 请在来稿时向本刊声明, 本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部