Vol.35 No.8 Aug. 2015 **95** 

# 基于改进滑模观测器的永磁同步电机 无位置传感器 I / F 起动方法

肖烨然 1,2 刘 刚 1,2 宋欣达 1,2 崔臣君 1,2 孙庆文 1,2

(1. 北京航空航天大学 惯性技术重点实验室,北京 100191;

2. 北京航空航天大学 新型惯性仪表与导航系统技术国防重点学科实验室,北京 100191)

摘要:针对传统的永磁同步电机无位置传感器开环起动过程中存在启动电流大、功率因数小、抗负载扰动能力弱的问题,提出了一种基于改进滑模观测器的无位置传感器电流闭环 I/F 起动策略。起动加速阶段,在电枢绕组中产生幅值固定、频率逐渐增大的旋转电流矢量,使转子加速起动。当转速达到设定值时,检测指令位置角与用改进滑模观测器估算的转子位置角之间的偏差角,当该偏差角低于设定的阈值时,立刻切换至基于改进滑模观测器的无位置传感器电流解耦控制阶段。仿真和实验结果表明,采用所提起动策略后,起动电流可控,切换时刻的电流、转矩平稳无冲击。实验结果也验证了该起动策略能有效避免过流的产生,具有良好的动态性能和一定的抗负载扰动能力。

关键词:永磁同步电机;无位置传感器; I/F起动;滑模观测器;滑模控制;状态切换;电流解耦;闭 环控制

中图分类号: TM 341 文献标识码: A

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)的转子系统是采用永久 磁铁产生气隙磁通,不需要外部励磁,所以能获得很 高的功率密度和转矩惯量比,节能效果显著。近年来 随着材料技术、电力电子器件、高性能集成电路的发 展,基于矢量控制技术的永磁同步电机在各种高效 节能的控制场合得到广泛应用。为实现永磁同步电 机的高精度控制,就需要获得精确的转子位置和速 度信息,这些信息一般通过光电码盘、测速发电机、 旋转变压器等机械式传感器获取,但这会带来电机 设计复杂度和成本的增加、安装维护困难、易受外界 干扰等问题。因此,永磁同步电机的无传感器控制 一直成为国内外的研究热点。

目前,永磁同步电机常用的无位置传感器控制 方法主要分为两大类:一类为基于电机凸极效应的 高频注入法,这类方法需要增加额外的带通滤波器, 在中低速域的效果明显,但随着转速的升高,由于高 频注入电流与基频电流之间的频率越来越接近,滤 波器分辨率随之下降,估算效果变差,且该方法不适 用于表贴式永磁同步电机<sup>[1]</sup>;另一类为通过电机反

#### 收稿日期:2014-08-10;修回日期:2015-04-13

基金项目:国家重大科学仪器设备开发专项(2012YQ040235);国家自然科学基金资助项目(61203203);航空创新基金资助项目 (2012Z1315);北京市创新基金资助项目(J131104002813105) Project supported by the National Major Project for the Development and Application of Scientific Instrument Equipment of China(2012YQ040235), the National Natural Science Foundation of China(61203203), the Aviation Innovation Fund(2012-Z1315) and the Innovation Fund of Beijing(J1311040028-13105) DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.08.015

电势或状态观测器估计转子位置的方法,主要有反电 势积分法<sup>[23]</sup>、模型参考自适应法<sup>[4]</sup>、扩展卡尔曼滤波 法<sup>[5]</sup>、滑模变结构观测器法<sup>[6-7]</sup>等。其中,反电势积分 法易受电机参数变化的影响,且存在定子磁链积分 的常值漂移问题;模型参考自适应法虽计算简单,但 对参数变化比较敏感;扩展卡尔曼滤波法实时计算 量大,对控制芯片的依赖度高,且动态响应不理想; 而滑模观测器法具有响应迅速、对系统内部参数变化 和外部扰动不敏感的特点,且计算简单,易于实现。 但这类基于反电势或状态观测器的无位置传感器检 测法,均只适用于高速,在低速时由于无法获得足够 大的相电压或反电势而使得位置估算精度下降。所 以在电机的起动阶段,需寻求一种不同的无位置传 感器控制策略。

文献[8]采用了 V/F 压频比起动法,其基本思想 是在电枢绕组中产生幅值和频率都逐渐增大的旋转 电压矢量,将转子迁入同步并加速。该方法控制方式 简单,对电机参数的依赖不大,适合对动态性能要求 不高的场合。然而,由于其工作在电流开环的状态, 若压频比选取不恰当,很容易引起失步和过流,严重 时会损坏电子器件。对此,本文采用一种电流闭环的 I/F 起动策略,使定子电流受参考值的约束,避免了 过流的产生;且与 V/F 起动法相比,I/F 起动法有一 定的抗负载扰动能力<sup>[9-10]</sup>。此外还研究了从 I/F 起动 阶段切换至基于改进滑模观测器法的无位置传感器 电流解耦控制运行方式的过渡过程。整个起动过程 的目的在于实现永磁同步电机的小电流起动和平稳 切换。实验结果验证了该方法的这些特性。 基于改进滑模观测器的永磁同步电机转
 子位置估算方法

### 1.1 永磁同步电机数学模型

在 dq 同步旋转坐标系下,永磁同步电机的电压 方程和磁链方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{PM}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(2)$$

电机电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left( \psi_d i_q - \psi_q i_d \right) \tag{3}$$

将磁链方程式(2)代入式(3)可得:

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p \left[ \psi_{\rm PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right]$$
(4)

电机力矩平衡方程为:

$$T_{\rm e} - T_{\rm 1} - R_{\rm \Omega}\omega_{\rm r} = J \frac{{\rm d}\omega_{\rm r}}{{\rm d}t} = \frac{J}{p} \frac{{\rm d}\omega_{\rm e}}{{\rm d}t}$$
(5)

其中,  $\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$ 、  $\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$ 、  $\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}$ 分别为电机直轴和交轴的电 压、电流、磁链;  $L_d$ 、 $L_q$ 分别为直轴、交轴电感;  $R_s$  为电 机定子电阻; p 为电机极对数;  $\omega_e$  为转子的电角速 度;  $\omega_r$  为机械角速度;  $\psi_{PM}$  为转子永磁体磁链;  $T_e$  为电 磁转矩;  $T_1$  为负载阻力矩;  $R_\Omega$  为电机阻尼系数; J 为 电机轴联转动惯量。对于表贴式永磁同步电机,  $L_d = L_q = L_s(L_s$  为电机定子绕组电感),则转矩方程可以简 化为:

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p \psi_{\rm PM} i_q \tag{6}$$

表贴式永磁同步电机在 αβ 定子静止坐标系下 数学模型可以表示为:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \psi_{\mathrm{PM}} \omega_{e} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{e} \\ \cos \theta_{e} \end{bmatrix}$$

$$(7)$$

其中,  $\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix}$ 、  $\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$ 、  $\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$ 分别为  $\alpha\beta$  定子静止坐标系下的定子电压、定子电流和反电动势;  $\theta_{e}$  为转子位置角。

# 1.2 改进滑模观测器的设计

结合表贴式永磁同步电机在 αβ 坐标系下的数 学模型,并根据滑模变结构控制理论,可构造如下的 滑模观测器方程<sup>[11]</sup>:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} k\mathbf{Z}$$
(8)

其中, $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$ 分别为定子电流 $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 的观测值;k为滑模

增益系数; $\mathbf{Z} = [Z_{\alpha} \ Z_{\beta}]^{T}$ 为控制函数。对于定子电流, 滑模面可选取为其观测值与真实值之间的差值,即:

$$\boldsymbol{s} = \begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha} \\ \hat{i}_{\beta} - i_{\beta} \end{bmatrix} = 0 \tag{9}$$

由式(7)—(9)可得滑模观测器的动态误差 方程:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} s_{\alpha} \\ s_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} k\mathbf{Z} + \frac{1}{L_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$$
(10)

只要选择合适的k值,使得 $s^{T}s' < 0$ ,就可保证滑 模观测器收敛到实际值。系统进入滑模面后,s=s=0, 代入式(10)可得:

$$k\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \psi_{\rm PM} \omega_{\rm e} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{\rm e} \\ \cos \theta_{\rm e} \end{bmatrix}$$
(11)

传统滑模观测器一般选取开关函数 Z=sign(s) 作为控制函数,它使得观测器的响应非常迅速,抗扰 动性强,但是其固有的非线性开关特性会引起系统 抖振,从而影响位置估算精度。为了抑制抖振,本文 采用一种新的控制函数如式(12)所示。

$$Z_{i} = \begin{cases} 1 & s_{i} > \varepsilon \\ \sin[\pi s_{i}/(2\varepsilon)] & -\varepsilon \leq s_{i} \leq \varepsilon \\ -1 & s_{i} < -\varepsilon \end{cases}$$
(12)

其中, $\varepsilon$ 为边界层; $i=\alpha$ , $\beta$ 。控制函数曲线见图 1。



图 1 控制函数曲线 Fig.1 Curve of control function

适当增大 *ε* 的值可以减小滑模运动带来的抖振,但 *ε* 值太大,又会使得系统响应变慢,产生相位 延时。事实上,*ε* 值不宜取得过大,一方面补偿这一 相位延时比较困难,其次在电机起动过程中,若 *ε* 值 较小,这一相位延时可忽略。

从式(11)可以看出,控制信号 kZ 中包含着 α,β 轴上的反电势信息,通过对这一控制信号进行滤波 处理,即可得到包含位置信息的反电势估计值如式 (13)所示。

$$\begin{vmatrix} \hat{e}_{\alpha} \\ \hat{e}_{\beta} \end{vmatrix} = k \mathbf{Z} \frac{\omega_{c}}{s + \omega_{c}}$$
(13)

其中, $\hat{e}_{\alpha}$ 、 $\hat{e}_{\beta}$ 为经过滤波处理后的反电动势估计值;  $\omega_{c}$ 为滤波器的截止频率。由此可估算出转子位置 角为:

$$\hat{\theta} = \arctan\left(-\hat{e}_{\alpha}/\hat{e}_{\beta}\right) \tag{14}$$

其中, $\hat{\theta}$ 为估算的转子位置角。由于对控制信号 kZ

进行了滤波处理,所以估算的反电动势中有相位延时,须对估算位置角进行补偿,这一补偿角通过下式确定。

$$\Delta \theta = \arctan(\hat{\omega}_{\rm e}/\omega_{\rm c}) \tag{15}$$

其中, $\Delta\theta$ 为补偿角; $\hat{\omega}_{e}$ 为估算的转子角速度。综上, 改进滑模观测器估算的转子位置应为 $\hat{\theta}_{es}=\hat{\theta}+\Delta\theta$ ,其 估算结构框图如图2所示。



Fig.2 Block diagram of rotor angle estimation by MSMO

文献[12]表明基于滑模观测器的转子位置预测 方法在高速区具有良好的位置和速度估算精度,但 在低速区估算效果不理想,容易造成电机启动失败 或损坏电子器件,在静止时,该方法彻底失效,因此 本文在低速区应寻求一种高效稳定的无位置传感器 起动策略。

# 2 I/F 起动策略

I/F 起动阶段的控制结构框图如图 3 所示。





L/F 起动方式的基本思想是在电枢绕组中产生 幅值跟随参考值、频率逐渐增大的旋转电流矢量,使 转子加速起动。它的特点是工作在速度开环、电流 闭环的状态,定子绕组电流经过坐标变换以后,投影 到由指令位置角决定的旋转坐标系上,并受期望值 的约束,可有效避免过流产生<sup>[13]</sup>。

I/F 起动阶段包括预定位阶段和起动加速阶段, 整个起动阶段采用电流近似解耦的矢量控制方式。 图 3 中,定子电流矢量的旋转频率根据设计需要来 确定,该旋转频率用来产生指令位置角,用于定子电 流在旋转坐标系和三相静止坐标系之间的坐标变 换,在电流调节器的作用下定子电流将跟随参考值。

## 2.1 预定位阶段

在电机起动阶段首先需要对转子进行初始预定 位,即在电机定子上施加电流矢量,在所产生的电磁 转矩的作用下,将电机转子旋转到固定位置,然后从 该位置加速启动。

在预定位阶段,最简单的办法是采用一次定位法,在绕组中施加一个幅值恒定并沿固定方向的电流矢量,若产生的电磁转矩能克服转子静止时的负载转矩,则转子将旋转以定位。但由于转子初始位置是随机的,当转子与施加的电流矢量间的夹角过小或者接近于180°时,电磁转矩将不足以克服电机的负载转矩,此时转子无法转动,定位失败,所以一次定位法并不能保证转子每次定位都能成功。一种可行的办法是,在电机绕组中施加一个幅值足够大、旋转频率很低的旋转电流矢量,如图4所示。



假设由指令位置角确定的旋转坐标系为  $d^*q^*$ 坐标系,固联于电机转子上的坐标系为 dq坐标系,在预定位初始阶段,转子位置随机,令指令位置角初始 值  $\theta^*=0^\circ$ ,如图 4(a)所示。接着指令位置角开始以极低的角速度线性增加,在电流调节器的作用下, $i_{q^*}=I_{qref}=常数, i_{d^*}=I_{dref}=0$ ,所以定子电流矢量  $i_*(即 i_{q^*})$ 从 90°开始以低频匀速旋转。之所以选取较低的旋转频率,主要是为了顺利地将转子牵入同步。当  $\theta^*=$ 270°时,保持  $d^*q^*$ 坐标系静止一段时间,这样,无论转子的初始位置在哪里,最终都能将转子定位于零位,此时由指令位置角确定的旋转坐标系落后于电机转子坐标系 90°,如图 4(b)所示。

#### 2.2 起动加速阶段

在起动加速阶段,指令位置角 $\theta^* 与 d^*q^*$ 坐标系的旋转角速度 $\omega^*$ 、角加速度 $\alpha_\omega$ 之间的关系如下:

$$\theta^* = \int \omega^* \mathrm{d}t \qquad (16)$$

$$\omega^* = \int \alpha_\omega \mathrm{d}t \qquad (17)$$

其中,α<sub>ω</sub>可以根据电机的特点设计成常量或随时间 而变化。随着 q\*轴从转子零位开始逆时针旋转,定 子电流矢量相应地从 d 轴逐渐加速,其在 q 轴上的 分量提供了电磁转矩,在电磁牵引力的作用下,转子 也开始加速旋转。在这一加速阶段,d\*q\*坐标系与 dq 坐标系之间保持着一定的相位差,图5说明了这一点。

L/F 起动具有一种"自平衡"的特性,对于表贴式 永磁同步电机,定子电流与电磁转矩间的关系为:



图 5 起动加速阶段坐标系 Fig.5 Coordinates of acceleration stage

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} p \psi_{\rm PM} i_{q^*} \cos \theta_{\rm L} \tag{18}$$

其中, $\theta_L$ 为 dq 坐标系与  $d^*q^*$  坐标系之间的夹角。在 起动加速阶段,如果电机负载转矩增加,则转子的角 加速度将减小,导致  $\theta_L$  也随之变小,此时定子电流  $i_{q^*}$ 在 q 轴上的电流分量  $i_q$  将逐渐增大,所以产生的 电磁转矩增加,转子角加速度上升,使得两坐标系重 新达到平衡。当负载转矩变小时,同理。

但当 $\theta_L$ 从正值变为负值,即 $d^*q^*$ 坐标系超前于 dq坐标系时,这种"自平衡"特性就会被打破。在这 种情况下,如果负载转矩增加,则转子角加速度减 小,从而使得 $d^*q^*$ 坐标系与dq坐标系间的夹角增 大,这样 $i_{q^*}$ 在q轴上的分量减小,电磁转矩也相应 减小,导致转子角加速度进一步减小,此时转子转速 将会迅速下降,造成失步。所以,在加速阶段,必须保 证 $d^*q^*$ 坐标系始终滞后于dq坐标系一定角度(0  $\in \theta_L \leq 90^\circ$ )。I/F 起动的"自平衡"特性意味着起动过程 具有一定的抗负载扰动能力,给定的起动电流参考 值 $I_{qref}$ 越大,设定的指令角加速度越小,启动过程的 抗负载扰动裕量就越大。

为保证电机转子能快速稳定地从静止状态加速 到由滑模观测器可正确估算转子位置的转速范围, 选取合适的指令角加速度 α<sub>ω</sub>至关重要,指令角加速 度与指令角速度之间的关系可表示为:

$$\omega^* = \alpha_{\omega} t$$
 (19)  
 $\theta_{\rm L} 与 \omega_{\rm ex} \omega^* 之间的关系式为:$ 

(20)

$$\mathrm{d}\theta_{\mathrm{I}}/\mathrm{d}t = \omega_{\mathrm{e}} - \omega^{*}$$

式(5)、(18)—(20)组成了一个时变的二阶非线 性系统,对 $\theta_{L}$ 和 $\alpha_{\omega}$ 的精确数值求解非常困难。但如 果引入"平均转矩"的概念,则可简化这一问题的求 解。对式(5)等号两端求积分可得:

$$\int_{0}^{T} (T_{e} - T_{1} - R_{\Omega}\omega_{r}) dt = \frac{J}{p} [\omega_{e}(T) - \omega_{e}(0)] \qquad (21)$$

$$\stackrel{\text{\tiny (1)}}{=} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} T_{e} dt = T_{e,ave} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} (T_{1} + R_{\Omega} \omega_{r}) dt = T_{s,ave},$$

式(21)可简化为:

$$\omega_{\rm e}(T) = \frac{pT}{J} \left( T_{\rm e,ave} - T_{\rm s,ave} \right)$$
(22)

其中, $T_{e,ave}$ 为电机电磁转矩在[0,T]内的平均值; $T_{s,ave}$ 为电机总的阻力矩在[0,T]内的平均值,且 $\omega_{e}(0)=0_{\circ}$ 

由式(18),起动加速阶段的平均电磁转矩  $T_{e,ave}$  可表示为:

$$T_{\rm e,ave} = \frac{3}{2} p \psi_{\rm PM} i_q^* \cos \theta_{\rm L,ave}$$
(23)

其中, $\theta_{L,ave}$ 为 $\theta_L$ 在[0,T]内的平均值。

由于转子在起动加速时具有"自平衡"调节作用, 转子的角速度将紧紧跟随指令角速度,即:

$$\omega_e(T) = \omega^*(T) = \alpha_\omega T \tag{24}$$

将式(23)、(24)代人式(22)可得:  
$$\alpha_{\omega}=p(K_{\mathrm{T}}i_{q}^{*}\cos\theta_{\mathrm{L,ave}}-T_{\mathrm{s,ave}})/J$$
 (25)

其中,
$$K_{\mathrm{T}}=\frac{3}{2}p\psi_{\mathrm{PM}}$$
,为转矩系数。

式(25)对于选取合适的指令角加速度给出了一 个具体的设计规则。从式中可以看出,对于大转动 惯量或大负载力矩的电机,指令角加速度应尽量设计 得较小,若希望能缩短起动时间,应将参考电流设计 得更大,这样才能保证起动过程平稳迅速而不失步。

### 2.3 状态切换过程

在 L/F 起动阶段,当转速达到一定范围,利用改 进滑模观测器可以准确估算出转子角位置时,便可 考虑切换至基于该观测器的无位置传感器闭环运行 阶段。但需要注意的是,如果在定子电流矢量与q轴 之间的夹角 $\theta_L$ 不足够小时,就直接进行状态切换,会 导致 $q^*$ 轴和q轴上的电流幅值不匹配造成的电流 和转矩的瞬间波动,不利于电机的稳定运行,严重时 会引起逆变器的过流保护。另外, $i_q^*$ 在d轴上有一正 的电流分量,这一分量会增强d轴磁场的磁饱和效 应,从而使电机参数发生变化,影响滑模观测器对位 置估算的准确性。

定义改进滑模观测器估算的转子角位置为 $\hat{\theta}_{est}$ ,则 $\hat{\theta}_{est}$ 与指令角 $\theta$ \*之间的相位差为 $\theta'_{L}=\hat{\theta}_{est}-\theta$ \*。由于 电机的风阻力矩是随转速的上升逐渐增大的,通过 前面的分析可知,随着转速逐渐升高, $\theta_L$ 会逐渐减小, 所以,一种简单易行的方法是,在起动加速阶段,对  $\theta'_L$ 设置一个较小的阈值 $r_{L}$ ,当连续多次检测到 $\theta'_L < r_{L}$ 时,自动切换至基于改进滑模观测器的无位置传感器 闭环运行阶段,这样可保证切换过程电流、转矩平稳 无冲击。需要说明的是,在起动加速的初始阶段,由 于转速很低,用观测器估算的转子角位置可能波动 剧烈,如果此时对 $\theta'_L$ 的值进行判断,很可能导致起动 失败,所以可等待指令角速度 $\omega$ \*足够大时,再进行 对 $\theta'_L$ 值的判断。状态切换完成以后系统的控制结构 框图如图 6 所示。

为了提高永磁同步电机的电流和力矩控制精度,减小电流静态误差和电机转矩脉动,状态切换完成后采用一种 d、q 轴电流完全解耦的控制方法。如图 6 所示, dq 坐标系上的电枢电压分量由两部分组



图 6 基于改进滑模观测器的电流完全解耦 矢量控制结构框图

Fig.6 Block diagram of completely-decoupled current vector control based on MSMO

成:一部分由参考电流  $I_{qref}$ 、 $I_{dref}$ 与反馈电流  $i_d$ 、 $i_q$ 之间的偏差经过电流调节器后得到,另一部为坐标轴解 耦的补偿量。所以 dq 坐标系上的电枢电压分量可表示为:

$$u_{d} = (k_{p} + k_{i} / s) (I_{dref} - i_{d}) - \omega_{e} i_{q} L_{q}$$

$$u_{q} = (k_{p} + k_{i} / s) (I_{qref} - i_{q}) + \omega_{e} \psi_{PM}$$
(26)

其中,k<sub>p</sub>为比例系数;k<sub>i</sub>为积分系数。

d、q 轴电流完全解耦控制的结构图如图 7 所示。



图 7 交直轴电流完全解耦的矢量控制 Fig.7 Vector control with completely-decoupled *d*- and *q*-axis currents

结合式(26)和电机的数学模型式(1)、(2)可得:

$$i_{d} = \frac{k_{p} + k_{i}/s}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}} I_{dref}$$

$$i_{q} = \frac{k_{p} + k_{i}/s}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}} I_{qref} - \frac{\omega_{e}L_{s}i_{d}}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}}$$
(27)

则有  $i_d = I_{dref} = 0$ 、 $i_q = I_{qref}$ ,从而也实现了 d、q 轴的电流 完全解耦控制。需要说明的是,在起动阶段由于转速 无法准确估计,不宜采用这种电流完全解耦的方法。 实际上,只要将电枢电压分量中的坐标轴解耦补偿 量去掉即可,如图 3 所示。此时式(27)变为:

$$i_{d} = \frac{k_{p} + k_{i}/s}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}} I_{dref} + \frac{\omega_{e}L_{s}i_{q}}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}}$$

$$i_{q} = \frac{k_{p} + k_{i}/s}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}} I_{qref} - \frac{\omega_{e}L_{s}i_{d}}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}} - (28)$$

$$\frac{\omega_{e}\psi_{PM}}{k_{p} + k_{i}/s + L_{s}s + R_{s}}$$

由式(28)可知,起动阶段虽不能实现电流的完 全解耦,但因转速 $\omega_e$ 较小,所以 $i_d \approx I_{dref} = 0$ , $i_q \approx I_{qref}$ ,即 可实现电流的近似解耦控制。电流调节器的参数设 计可参照文献[14]中的方法。

## 3 仿真和实验结果

本文实验所采用的电机为一台 4 kW 的表贴式 磁悬浮永磁同步电机,电机的部分参数为:相电阻为  $0.04 \Omega; 交、直轴电感为 0.17 \text{ mH};相反电势系数为$  $4.15 \text{ V/(kr·min<sup>-1</sup>);一相磁链峰值为 0.04 Wb;转子转$ 动惯量为 0.002 522 kg·m<sup>2</sup>;极对数为 1,额定转速为20000 r/min。

在整个实验过程中的起动阶段,采用电流近似 解耦的 I/F 闭环控制方式,其控制结构框图如图 3 所示,在稳定运行阶段,采用基于改进滑模观测器的 无位置传感器电流完全解耦闭环控制方式,其控制 结构框图如图 6 所示。

#### 3.1 仿真验证

按照图 3 和图 6 所示的控制结构框图,并结合 电机的实际性能参数搭建 MATLAB/Simulink 仿真 平台。仿真过程中,将起动电流  $I_{qref}$  设为 1 A,指令角 加速度  $\alpha_{\omega}$  设为 6 rad/s<sup>2</sup>,电机阻尼系数  $R_{\Omega}$  设为 0.0016 N·m·s,状态切换阈值  $r_{\iota}$  设为 0。图 8 为 I/F 起动 阶段转速为 250 r/min 时,转子真实的位置和分别 采用改进滑模观测器与传统滑模观测器估算的转子 位置对比图。可以看出,改进滑模观测器抑制抖振 的效果明显,对转子位置估算精度优于传统滑模观



图 8 I/F 起动阶段转速为 250 r/min 时的转子位置 Fig.8 Rotor angle with 250 r/min speed at I/F startup stage

测器。I/F 起动阶段至稳定运行阶段的交轴电流如 图 9 所示,图 10 为这一过程中改进滑模观测器估算 的转子角与指令角之间的偏差角。从图中可以看出, 在 5.13 s 时控制系统从 I/F 控制方式切换至基于改 进滑模观测器的无位置传感器电流解耦控制方式, 且在整个运行阶段,交轴电流始终很好地跟随参考 电流值。

图 11—13 分别为 I/F 起动阶段至稳定运行阶段的相电流、转速和转子位置。从相电流波形可以

















图 12 I/F 起动阶段至稳定运行阶段的速度曲线 Fig.12 Speed from I/F startup stage to





图 13 I/F 起动阶段至稳定运行阶段的转子位置 Fig.13 Rotor angle from I/F startup stage to stable operation stage

看出,在切换瞬间,电机定子绕组上的电流几乎没有 受到影响。

## 3.2 实验验证

为进一步验证该起动方法的实用性能,在参数 如前所述的4kW表贴式磁悬浮永磁同步电机上进 行了实验。电机所带负载为风机负载,逆变器部分采 用三菱公司生产的IPM(PM25RLA120),开关频率设 为10kHz,电机控制芯片选取TI公司的浮点型数字 信号处理器TMS320F28335。电机上装有的磁编码 器,提供真实的转子位置信息。

图 14 为 I/F 起动过程中状态切换之前的  $q^*$  轴 电流和状态切换之后的 q 轴电流。图中, $t_1 \sim t_4$  时段为  $q^*$  轴电流, $t_4$  时刻以后为 q 轴电流; $t_1 \sim t_2$  时段为转子 预定位阶段, $t_2 \sim t_4$  时段为起动加速阶段,在起动加速 阶段中,设定指令角速度  $\omega^*$  达到 62.8 rad/s,即图中  $t_3$  时刻后,开始对相位差值  $\theta'_1$  进行判断; $t_4$  时刻为状 态切换点,即在这一刻从 I/F 电流闭环起动方式过 渡到基于改进滑模观测器的无位置传感器电流解耦 控制方式。从图中可以看出:在  $t_1 \sim t_5$  时段, $q^*$  轴电流 或 q 轴电流在参考电流附近小幅波动,且状态切换 瞬间,由于 q 轴电流和  $q^*$  轴电流相匹配,使得电流 响应迅速、无冲击; $t_5$  时刻以后,由于 q 轴电流调节 器输出达到饱和,随着转速的继续上升,q 轴电流开 始下降,直至电磁转矩与负载转矩达到平衡, $t_6$  时刻 以后转速不再上升,q 轴电流才逐渐稳定下来。



图 15 为整个 I/F 起动过程的速度上升曲线,从 图中可以看出,在电机的起动加速阶段,由于 dq 坐标 系与  $d^*q^*$  坐标系间的夹角  $\theta_L$  的平均值 0°< $\theta_{L,ave}$ <90°, 所以  $t_1 \sim t_4$  时段的转子加速度小于  $t_4 \sim t_5$  时段的转子 加速度。转速上升至 3000 r/min 时电磁转矩与负载 转矩达到平衡。





Fig.15 Speed curve during I/F startup

图 16 为 I/F 起动过程中用改进滑模观测器估 算的转子位置角  $\theta_{est}$ 与指令位置角  $\theta'$ 间的差值角  $\theta'_{Lo}$ 从图中可以看到,在电机的预定位阶段和起动加速 的初始阶段,由于转速非常低,观测器观测的位置角 出现很大偏差,从而导致差值角  $\theta'_L$ 剧烈波动,随着 转速逐渐增加,观测器观测的位置角开始稳定,差值 角  $\theta'_L$ 的波动逐渐趋于正常。由于 I/F 起动"自平衡" 的特性,且电机负载具有一定惯性,所以起动过程 中,dq坐标系的旋转速度时而大于  $d^*q^*$ 坐标系的旋 转速度,时而小于  $d^*q^*$ 坐标系的旋转速度,表现为在状 态切换前的加速阶段,差值角  $\theta'_L$ 会伴随一定程度的 小幅振荡。实验中,转子位置的检测频率为 10 kHz,当 连续 100 次检测到  $\theta'_L < 0.0873 \operatorname{rad}(\theta'_L < 5^\circ)$ 时,立刻进 行状态切换,这一切换点对应于图中的  $t_4$ 时刻。



图 16 I/F 起动过程中改进滑模观测器估算的转子角与 指令角之间的偏差角

Fig.16 Deviation between reference angle and MSMO-estimated angle during I/F startup

图 17 为 I/F 起动过程的相电流波形,从图中可以 看出,在电机起动的整个阶段,相电流可控且没有出 现很大的波动,由于切换瞬间转子交轴电流无变化, 所以过渡过程平稳,无电流和转矩脉动带来的冲击。



Fig.17 Phase current during I/F startup

图 18 为 I/F 起动过程中角速度达到 62.8 rad/s 时估算的转子位置与真实转子位置对比图,从图中 可以看出,当电机转速达到 600 r/min 时,改进滑模 观测器即可准确地估算出转子位置。



图 18 I/F 起动过程中,转子转速达到 600 r/min 时估算 的转子位置与真实的转子位置

Fig.18 Estimated and actual rotor angles when rotor speed reaches 600 r/min during I/F startup

## 4 结论

本文提出了一种基于改进滑模观测器的永磁同 步电机无位置传感器 I/F 起动策略。其特点是在电 流调节器和指令角加速度的作用下,使电机加速起 动,且起动电流受参考值的约束。这种起动方式相 比于传统的 V/F 起动方式,起动电流小,能有效避 免过流的产生,且有着更高的功率因数,I/F 起动时 的"自平衡"特性也使得这种起动方式本身具有更好 的抗负载扰动能力。I/F 起动至无位置传感器电流 解耦稳定运行间的状态切换时刻通过观测器估计的 位置角与指令位置角之间的偏差角 θ'<sub>L</sub>来确定,这样 处理使得过渡过程非常平稳,无电流和转矩脉动冲击。

### 参考文献:

- [1] 秦峰,贺益康. 永磁同步电机转子位置的无传感器自检测[J]. 浙 江大学学报:工学版,2004,38(4):465-469.
   QIN Feng,HE Yikang. Rotor position sensorless estimation for permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Zhejiang University:Engineering Science,2004,38(4):465-469.
- [2] GENDUSO F,MICELI R,RANDO C,et al. Back EMF sensorlesscontrol algorithm for high-dynamic performance PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2010, 57(6):2092-2100.
- LEE G B,PARK J S,LEE S H,et al. High-performance sensorless control of PMSM using back-EMF and reactive power[C]// ICCAS-SICE International Joint Conference. Fukuoka,Japan:IEEE, 2009:407-411.
- [4] 尹忠刚,刘静,钟彦儒,等.基于双参数模型参考自适应的感应电机无速度传感器矢量控制低速性能[J].电工技术学报,2012,27 (7):124-131.

YIN Zhonggang, LIU Jing, ZHONG Yanru, et al. Low-speed performance for induction motor sensorless vector control based on two-parameter model reference adaptation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7):124-131.

[5] 刘英培,万健如,沈虹,等. 基于 EKF PMSM 定子磁链和转速观 测直接转矩控制[J]. 电工技术学报,2009,24(12):57-62.

LIU Yingpei, WAN Jianru, SHEN Hong, et al. Stator flux linkage and rotor speed observation for PMSM DTC based on EKF[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(12):57-62.

[6] 李冉,赵光宙,徐绍娟. 基于扩展滑模观测器的永磁同步电动机 无传感器控制[J]. 电工技术学报,2012,27(3):79-85.

LI Ran,ZHAO Guangzhou,XU Shaojuan. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012,27(3):79-85.

- [7] KIM H,SON J,LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(9):4069-4077.
- [8] ALFREDO M G,LIPO T A,NOVOTNY D W. A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1998,34(4):813-821.
- [9] FATU M,TEODORESCU R,BOLDEA I,et al. I-F starting method with smooth transition to EMF based motion-sensorless vector control of PM synchronous motor/generator[C]//IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Rhodes,Greece: IEEE,2008:1481-1487.
- [10] LU M, LI Y H. A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia systems[C]//IEEE International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology. Harbin, China; IEEE, 2011;3449-3452.
- [11] QIAO Z W,SHI T N,WANG Y D, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Elec-

tronics, 2013, 60(2): 710-719.

stitute of Technology, 2006.

[12] 晏朋飞. 基于滑模观测器的无传感器 PMSM 驱动控制系统的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.
 YAN Pengfei. Study on drive and control system of sensorless PMSM based on sliding mode observer[D]. Harbin:Harbin In-

[13] WANG Z H,LU K Y,FREDE B. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF based sensorless control of PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(8);3817-3825.

[14] 阮毅,陈伯时. 电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2009:79-84.

#### 作者简介:



肖烨然

肖烨然(1987—),男,湖北天门人,硕 士研究生,研究方向为高能量密度电机控制 (**E-mail**:xiaoyr062285@163.com);

刘 刚(1970—),男,山东济南人,教授, 博士研究生导师,博士,研究方向为电磁轴 承、电机控制;

宋欣达(1981—),男,山西晋城人,博士 研究生,研究方向为高能量密度电机控制;

崔臣君(1984—),男,山东乳山人,博士研究生,研究方向为高速磁悬浮永磁电机的驱动控制;

孙庆文(1989—),男,山东泰安人,硕士研究生,研究方 向为高速磁悬浮永磁电机的驱动控制。

# Sensorless I/F startup based on modified sliding mode observer for PMSM

XIAO Yeran<sup>1,2</sup>, LIU Gang<sup>1,2</sup>, SONG Xinda<sup>1,2</sup>, CUI Chenjun<sup>1,2</sup>, SUN Qingwen<sup>1,2</sup>

(1. Science and Technology on Inertial Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. Fundamental Science on Novel Inertial Instrument & Navigation System Technology Laboratory,

Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: A sensorless close loop I/F startup strategy based on the MSMO(Modified Sliding Mode Observer) is proposed for PMSM(Permanent Magnetic Synchronous Motor) to avoid the problems of its sensorless open loop startup strategy, such as high startup current, small power factor and poor anti-load-disturbance ability. At the acceleration stage, the rotor is started up and accelerated by the rotating current vector with constant amplitude and gradually increasing frequency in armature winding. When the rotor speed reaches the setting value, the angle deviation between the reference angle and the angle estimated by MSMO is monitored. Once the angle deviation is lower than the threshold, the acceleration stage is switched over to the MSMO-based sensorless decoupled current control stage. Simulative and experimental results show that, with the proposed startup strategy, the startup current is controllable, and the current and torque at mode-switching moment are bumpless and stable, verifying its good dynamic performance and anti-load-disturbance ability.

Key words: permanent magnetic synchronous motor; sensorless; I/F startup; sliding mode observer; sliding mode control; state switchover; current decoupling; close loop control

@