

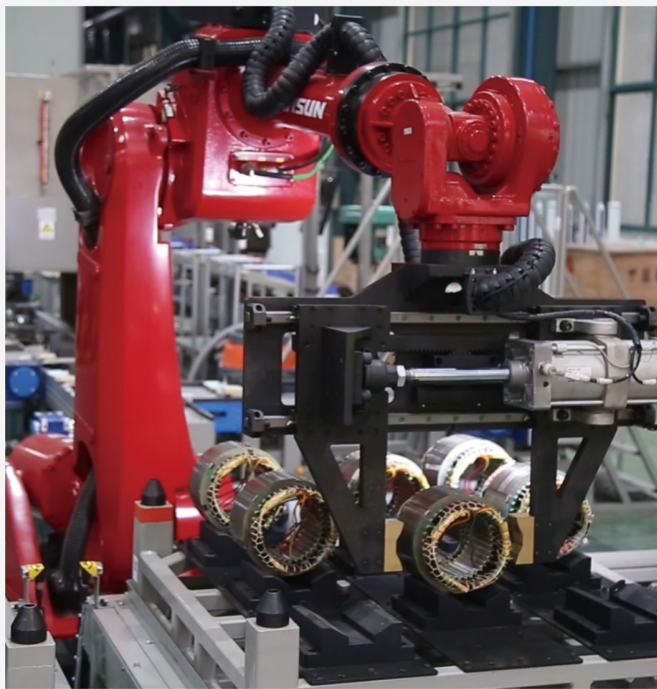
本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 刘江.
基于I/F起动和扩展卡尔曼滤波的永磁
同步电机全速域无传感器控制方法.
电机与控制应用, 2022, 49(2): 1.



中国智能制造系统解决方案供应商联盟 (成员)
上海智能制造系统解决方案供应商 (首批)

电机·智能制造



咨询服务

规划设计

设计制造

信息化系统

项目实施



扫码联系
我们

联系人: 黄先锋 手机: 13501892388
上海电器科学研究所 (集团) 有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
上海市武宁路505号9号楼6层

基于 I/F 起动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法^{*}

赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 刘江

(武汉科技大学 冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心, 湖北 武汉 430080)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)全速域范围内无速度传感器运行时,电机低速起动位置估计困难的问题,提出了一种恒电流变频(I/F)和扩展卡尔曼滤波器(EKF)相结合的控制方法。在低速采用恒电流变频比起动,中高速切换为 EKF 进行位置和速度的估计。为解决切换过程不稳定的问题,利用电机转矩-功角自平衡特性,在切换过程中以两种控制方法给定的角度差作为反馈输入信号来减小切换前给定电流,在角度差接近零时切换电流和位置给定,使切换前后给定电流和给定位置基本保持不变。最后通过仿真验证该方法的可行性。

关键词: 永磁同步电机; 无速度传感器控制; 恒电流变频起动; 扩展卡尔曼滤波器

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)02-0001-07

doi: 10.12177/emca.2021.193

Full Speed Sensorless Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on I/F Starting and Extended Kalman Filter^{*}

ZHAO Yiheng, NING Bowen, LU Shaowu, LIU Jiang

(Engineering Research Center of Ministry of Education of Metallurgical Automation and Detection Technology, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430080, China)

Abstract: It is difficult to estimate the low-speed starting position of permanent magnet synchronous motor (PMSM) when there is no speed sensor in the full speed range. Aiming at the problem, a control method combining constant current frequency conversion (I/F) and extended Kalman filter (EKF) is presented. At low speed, the constant current variable frequency ratio is adopted for starting. At medium and high speed, the extended Kalman filter is switched to estimate the position and speed. In order to solve the problem of unstable switching process, the self-balancing characteristics of motor torque and power angle is used. In the switching process, the angle difference given by the two control methods is used as the feedback input signal to reduce the given current before switching. When the angle difference is close to zero, the given current and position are switched, so that the given current and given position remain basically unchanged before and after switching. Finally, the feasibility of this method is verified by simulation.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed sensorless control; constant current variable frequency starting; extended Kalman filter (EKF)

收稿日期: 2021-11-22; 收到修改稿日期: 2022-01-21

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51975433, 51975430); 湖北省自然科学基金项目(2018CFB144)

作者简介: 赵毅恒(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机无传感器技术。

宁博文(1987—),男,博士,讲师,研究方向为电机系统及其控制。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)以其结构简单、体积小、重量轻、效率高的特点,广泛应用于各种领域。随着永磁材料技术的不断提高,对PMSM的研究也不断成熟,电机性能不断提高。PMSM的控制需要检测转子的位置,一般是通过在电机轴上安装速度传感器来获取转子位置和速度信息。由于速度传感器受工业环境的限制和生产成本的影响,采用无速度传感器控制已经成了当下研究的热点^[1]。

当前常见的无传感器控制算法有传统滑模观测器算法^[2-3]、模型参考自适应算法^[4]、扩展卡尔曼滤波器(EKF)算法^[5-6]等。卡尔曼滤波器是在线性最小方差估计基础上发展起来的一种递推算法,在系统噪声和测量噪声均存在的情况下依然能保持系统的准确观测。EKF算法则是卡尔曼滤波算法在非线性系统的扩展应用,适合电机中高速范围内的速度估计。

电机运行在零速和低速时,有用的信噪比较低,导致EKF算法在电机启动时对转子位置和速度的检测会失效。在需求量庞大的家电领域,例如洗衣机、空调这类对电机低速启动没有严格限制,但对高速调速性能有一定要求的场合,可以采用恒电流频率比(I/F)进行电机低速的启动。I/F启动策略是一种电流闭环、转速开环的控制,通过在原有的同步坐标系中给定一个新的电流旋转矢量,使给定的电流矢量恒加速旋转至指定速度,带动电机的转子旋转,到达指定速度后电机的转速围绕给定转速波动并逐渐收敛至给定值,以完成I/F启动过程^[7-8]。

由于I/F启动给定的角度和EKF估计的角度存在角度差,直接进行两种状态的切换会使电机转矩产生较大的波动,影响系统稳定^[9]。为此,本文通过设计反馈调节器,以该角度差作为反馈输入以达到减小切换过程中给定电流和角度差的目的,同时避免切换过程中电流减小带来的角度差的波动,保证切换的顺利进行,并通过仿真验证该方法的可行性和有效性。

1 PMSM 数学模型

本文采用表贴式PMSM设计无速度传感器

控制算法,表贴式PMSM在三相静止坐标系 α - β 下的数学模型为

$$\begin{cases} u_{\alpha} = Ri_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega_e \psi_f \sin\theta_e \\ u_{\beta} = Ri_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega_e \psi_f \cos\theta_e \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{α} 、 u_{β} 、 i_{α} 、 i_{β} 分别为电机两相静止坐标系 α 、 β 轴下的电压和电流; R 、 L_s 、 ψ_f 分别为定子电阻、定子电感和永磁体磁链; ω_e 、 θ_e 分别为电机的电角速度和转子电角位置。

将式(1)变换为电流方程可得:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_{\alpha} + \omega_e \frac{\psi_f}{L_s} \sin\theta_e + \frac{u_{\alpha}}{L_s} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_{\beta} - \omega_e \frac{\psi_f}{L_s} \cos\theta_e + \frac{u_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (2)$$

选取 i_{α} 、 i_{β} 、 ω_e 、 θ_e 作为状态变量,考虑到电机的机械响应远慢于电气响应,在较小的采样周期内转速可以认为近似不变,可以得到

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \end{cases} \quad (3)$$

进一步可以得到状态空间方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (4)$$

其中,状态变量 $\mathbf{x} = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ \omega_e \ \theta_e]^T$;系统输入 $\mathbf{u} = [u_{\alpha} \ u_{\beta}]^T$;系统输出 $\mathbf{y} = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$; $\mathbf{f}(\mathbf{x})$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} + \omega_e \frac{\psi_f}{L_s} \sin\theta_e \\ -\frac{R}{L_s} - \omega_e \frac{\psi_f}{L_s} \cos\theta_e \\ 0 \\ \omega_e \end{bmatrix}, \mathbf{B} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

为构建EKF,将状态空间方程(4)离散化得

到:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}[\mathbf{x}(k)] + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{V}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{W}(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{V}(k)$ 为系统噪声; $\mathbf{W}(k)$ 为测量噪声。

2 EKF

本文应用 EKF 观测电机速度和转子位置, 实现电机中高速运行阶段的无传感器闭环控制。EKF 是卡尔曼滤波器在非线性系统的应用, 通过将非线性系统进行局部线性化, 再进行跟踪, 实现对目标状态最优估计。EKF 的状态估计大致分为两个阶段, 第一阶段是预测阶段, 第二个阶段是校正阶段^[10], 具体分为以下六个步骤:

(1) 状态预测。由 k 时刻的输入 $u(k)$ 和上次的状态估计 $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 来预测 $(k+1)$ 时刻的状态矢量:

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k) + T_s \{ \mathbf{f}[\hat{\mathbf{x}}(k)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \} \quad (6)$$

式中: T_s 为采样周期; $\hat{\mathbf{x}}$ 表示状态估计值; $\tilde{\mathbf{x}}$ 表示预测值; k 表示当前采样时刻; $(k+1)$ 表示下一个采样时刻。

(2) 计算 $(k+1)$ 时刻预测量 $\tilde{\mathbf{x}}(k+1)$ 对应的输出 $\tilde{\mathbf{y}}(k+1)$

$$\tilde{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(k+1) \quad (7)$$

(3) 计算协方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{p}}(k+1) = \hat{\mathbf{p}}(k) + T_s [\mathbf{F}(k)\hat{\mathbf{p}}(k) + \hat{\mathbf{p}}(k)\mathbf{F}^T(k)] + \mathbf{Q} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{F}(k)$ 为雅可比矩阵; $\mathbf{Q}$ 为系统噪声 $\mathbf{V}$ 的协方差矩阵。

$$\text{其中, } \mathbf{F}(k) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 & \frac{\psi_f}{L_s} \sin \hat{\theta}_e(k) & \omega_e(k) \frac{\psi_f}{L_s} \cos \hat{\theta}_e(k) \\ 0 & -\frac{R}{L_s} & -\frac{\psi_f}{L_s} \cos \hat{\theta}_e(k) & \omega_e(k) \frac{\psi_f}{L_s} \sin \hat{\theta}_e(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}。$$

(4) 计算增益矩阵:

$$\mathbf{K}(k+1) = \tilde{\mathbf{p}}(k+1) \mathbf{C}^T [\mathbf{C}\tilde{\mathbf{p}}(k+1) \mathbf{C}^T + \mathbf{R}]^{-1} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{R}$ 为测量噪声 $\mathbf{W}$ 的协方差阵。

(5) 状态矢量估计:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{K}(k+1) [\mathbf{y}(k+1) - \tilde{\mathbf{y}}(k+1)] \quad (10)$$

该式对预测的状态矢量 $\tilde{\mathbf{x}}(k+1)$ 进行校正。

(6) 计算估计误差协方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{p}}(k+1) = \tilde{\mathbf{p}}(k+1) - \mathbf{K}(k+1) \mathbf{C} \tilde{\mathbf{p}}(k+1) \quad (11)$$

式中: $\hat{\mathbf{p}}(k+1)$ 是下一次状态估计时的协方差矩阵。

由于系统的干扰噪声和测量噪声是随机的, 实际运用中对于系统和测量噪声的协方差矩阵一般通过经验和仿真确定, 选择的数值对算法的收敛性及估计精度有很大的影响, 本文通过仿真调试后选择给定参数为

$$\begin{cases} \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

3 基于转矩电流自平衡的无传感器起动过渡控制策略

3.1 I/F 起动策略

由于 EKF 在零速和低速对转子位置估计存在误差, 本文在低速起动阶段采用 I/F 起动方式。I/F 起动一共分为三个阶段, 分别为预定位阶段、匀加速起动阶段和达到指定速度后的匀速运行阶段。首先通过预定位方法检测电机静止时的初始位置, 使转子的 d 轴与 α 轴重合。在 I/F 电流闭环控制匀加速起动中, d 轴采用 $i_d^* = 0$ 控制, q 轴给定一个恒定的起动电流值^[11]。将转子真实位置的坐标轴设为定子轴, 初始阶段给定一个领先定子轴 $\pi/2$ 的坐标轴 d^* 轴和 q^* 轴, 作为给定轴。设给定轴旋转的角度为 θ_1 , 电机实际的旋转角度为 θ_2 , Park 变换所用到的位置信号 θ^* 为给定轴旋

转过的角度,即给定速度的积分,可以得到:

$$\theta^* = \theta_1 - \frac{\pi}{2} = \int_0^t 2\pi p n^* dt - \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

PMSM 转矩方程为

$$T_e = 1.5pI_s\psi_f \sin\delta \quad (14)$$

运动方程为

$$T_e - T_1 = J \frac{d\omega}{dt} \quad (15)$$

式中: δ 为电机的功角, $\delta = \theta_1 - \theta_2$; 速度 $n^* = at$; p 为磁极对数; a 为电机起动加速斜率; I_s 为定子电流, 当 $T_e - T_1 = 0$ 时刻, 电角度为 θ_1 。

电机起动时, 随着 δ 角度不断增大, 电机转矩增大, 当 δ 大于 θ_1 时, 电机开始加速, 当 δ 小于 θ_1 时, 电机减速。这种“转矩-功角自平衡性能”, 使得电机起动时围绕给定速度加速运动, 当给定的速度过大, 超过最大起动速度时电机可能会失步。由于给定加速度的突变会导致超调, 加速过程采用变加速的方式起动, 在给定速度加上一阶惯性环节:

$$G(s) = \frac{1}{T_c s + 1} \quad (16)$$

式中: T_c 为惯性环节时间常数。

惯性环节使得给定速度平滑地达到指定速度, 可以有效减少电机达到指定速度时的超调。图 1 是电机开始起动时刻, 即 $T_e = T_1$ 时电流矢量图。

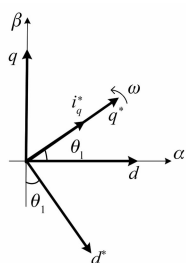


图 1 电机起动时电流矢量图

3.2 转矩电流自平衡切换策略分析

I/F 控制采用的是速度环开环、电流环闭环的控制方式, EKF 控制是电流速度双闭环控制。在两种控制方法切换时, I/F 起动位置角的给定 θ^* 需要切换为 EKF 估计的位置角 θ_{ekf} , 两者相差的电角度为

$$\theta_{err} = \theta_{ekf} - \theta^* \quad (17)$$

根据转矩公式(14)可知强行切换电流和角

度时, 角度的突变会导致电流和转矩有很大的脉动。所以在切换的过程中, 需要减小 q 轴电流, 使切换前后电流接近, 并使 I/F 起动给定的电流矢量在实际的 q 轴上的电流分量尽可能的大^[12]。

常规的切换方法中, 要使给定的电流切换为闭环控制时的电流, 会线性减小给定电流再进行闭环控制的切换, 设给定的初始电流为 i_q^* , 切换后的电流大小为 $i_q^{*'}$, 开始过渡的时间为 t_1 , 减小到指定值的时间为 t_2 , 切换的速率 k_s 为

$$k_s = \frac{i_q^* - i_q^{*'}}{t_2 - t_1} \quad (18)$$

在常规方法中 k_s 的取值越大, 切换时间越短, 转速波动随之变大。在给定电流减小到一定值后切换到闭环控制, 此过程由于电机到达切换转速时, 闭环后实际的 q 轴电流未知, 如果电流过小可能会导致电机出现失步, 故减小的电流值不能设定的过小。同时当电流减小后直接切换到速度闭环控制, 会导致转矩突变, 对电机的稳定运行十分不利, 若再缓慢减小角度误差, 会使过渡时间太长, 不利于实际运行。

为此本文提出一种改进方法, 考虑到切换电流和两者输入角度差的关系, 在 I/F 控制起动达到匀速阶段后, 电机负载不变时, 根据“转矩-功角自平衡”, 由式(14)可知在一定范围内控制电流和功角 δ 的关系成负相关且两种切换前后的角度差为

$$\theta_{err} = \frac{\pi}{2} - \delta \quad (19)$$

因此, 可以通过对 θ_{err} 反馈调节来减少给定电流的大小, 并使得 θ_{err} 减小, 达到同时减小给定电流和 θ_{err} , 最终收敛到 $i_d = 0$ 控制点的目的。图 2 是过渡过程中给定电流所在的给定轴旋转的角度 θ_1 带动电机转子实际转过的电角度 θ_2 时的矢量图。电机无传感器控制中实际的位置角 θ_2 由 EKF 估计的位置角 θ_{ekf} 得到。

对于表贴式 PMSM, 转矩的极值通过对式(14)求导, 可得电机的最佳控制点为

$$\frac{dT_e}{d\delta} = 1.5pI_s\psi_f \cos\delta = 0 \quad (20)$$

求得此时位置角度差

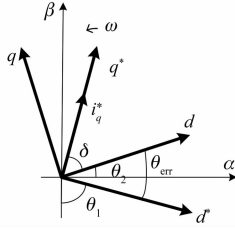


图2 过渡过程电流矢量和实际转子位置示意图

$$\delta_{\max} = \frac{\pi}{2} \quad (21)$$

$$\theta_{\text{err min}} = 0 \quad (22)$$

由于电机切换过程中转速基本保持不变,可以认为 $T_e = T_1$, 且为常值, 即:

$$T_e = 1.5pI_s\psi_f \sin\delta = 1.5pI_s\psi_f \cos\theta_{\text{err}} \quad (23)$$

在 $i_d=0$ 的 L/F 起动矢量控制方式下, I_s 等于 q 轴上的电流 I_q , 可以得出电流 I_q 与 θ_{err} 的关系:

$$I_q = \frac{T_e}{1.5p\psi_f \cos\theta_{\text{err}}} = K \frac{1}{\cos\theta_{\text{err}}} \quad (24)$$

由上述分析可以得到不同的负载情况下 $I_q - \theta_{\text{err}}$ 的工作曲线如图3所示。

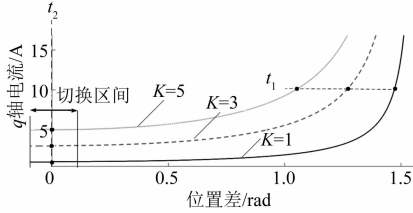
图3 q 轴电流和位置角度差工作曲线

图3中 t_1 为切换前过渡过程的开始时刻, 此时逐渐减小电流, t_2 为工作曲线第一次运行到 $\theta_{\text{err}}=0$ 的时刻。过渡过程中随着电流的减小, 电流变化对 θ_{err} 的影响逐渐增大, 到达 t_2 时刻后工作曲线会在 $\theta_{\text{err}}=0$ 工作点附近来回运动, 此时若不及时的切换到速度电流双闭环控制, 电流很小的波动会引起 θ_{err} 的振荡, 甚至发散。

针对这一问题, 通过对反馈调节进行改进, 在 θ_{err} 较大时加大电流反馈调节的作用, 在 θ_{err} 靠近0时减小调节作用。根据这一特点, 在PI调节器前增加一个调节器, 设定调节器倍率系数为

$$k_e = \left| \lambda \left(\frac{2}{\pi} \theta_{\text{err}} \right)^n \right|, n \in (1, 2, 3, \dots), k_e \leq 1 \quad (25)$$

n 的值越大, 对于上述调节作用越明显, λ 的

取值决定调节器的作用范围。整个负反馈调节过程为

$$i_{q\text{ref}}^* = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (26)$$

$$e(t) = k_e \theta_{\text{err}} \quad (27)$$

式中: $i_{q\text{ref}}^*$ 为反馈调节器输出; k_p 、 k_i 为比例积分调节器的比例系数和积分系数; $e(t)$ 为经调节改变后的角度差。

图4为反馈调节器框图, 图5为增加调节器后的不同的负载情况下 $I_q - \theta_{\text{err}}$ 的工作曲线。

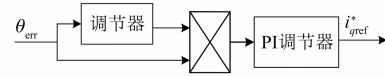
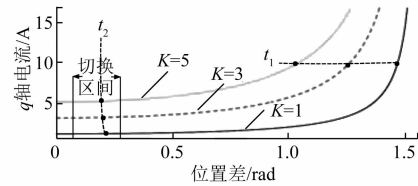
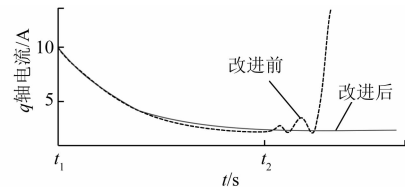


图4 反馈调节器框图

图5 加调节器后 q 轴电流和位置角度差工作曲线

从图5中可以看出, 此方法改变了 $I_q - \theta_{\text{err}}$ 曲线上的工作范围, 在 θ_{err} 减小到一定值时会迅速减少反馈调节器的输出, 使得 t_2 时刻新的平衡点靠近而不达到 $\theta_{\text{err}}=0$, 并保持 q 轴电流和 θ_{err} 稳定的状态, 避免了因 θ_{err} 的极性变化造成 θ_{err} 发散而导致切换失败的情况。根据新的工作范围, 在切换前 q 轴电流和 θ_{err} 减小到了一定值且基本保持不变, 转矩趋于稳定, 同时保证了切换前后的电流相匹配。在无调节器和有调节器情况下, 切换前过渡过程 q 轴电流的对比示意图如图6所示。

图6 切换前过渡过程 q 轴电流对比示意图

4 仿真分析

为验证本文提出方法的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建基于 L/F 起动和 EKF 相结合的

PMSM 无速度传感器控制系统模型, 整个仿真系统框图如图 7 所示。

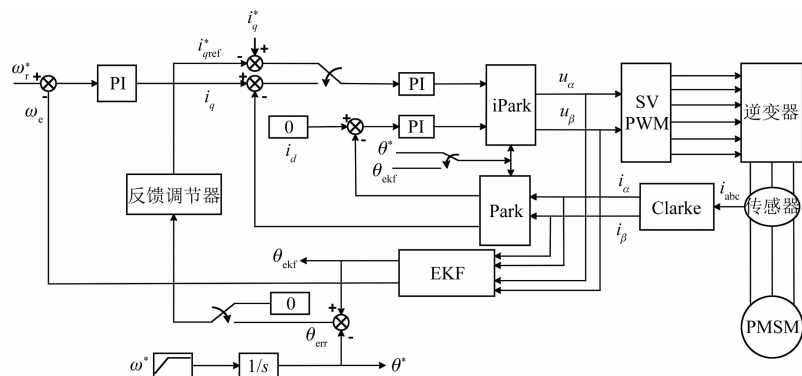


图 7 PMSM 无速度传感器控制系统框图

其中 PMSM 参数设定为,极对数 $P_n=4$,定子电感 $L_s=8.5\text{ mH}$,定子电阻 $R_s=2.875\text{ }\Omega$,磁链 $\Psi_f=0.175\text{ Wb}$,转动惯量 $J=0.01\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,阻尼系数 $B=0.008\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ 。I/F 起动给定的加速斜率为 $a=125.6\text{ rad/s}^2$,初始给定电流为 10 A ,角度差反馈环节调节器参数取 $n=3$ 、 $\lambda=2$,EKF 输入为电机在静止坐标系下的定子电压和定子电流,输出为转速和转子估计位置。图 8 是电机空载和负载 $T_l=2\text{ N}\cdot\text{m}$ 时完整运行过程的速度变化情况,I/F 起动速度在 1 s 后达到 600 r/min ,进入切换状态,在 2.5 s 后进入电流速度双闭环控制,在 3 s 给定 $1\text{ }000\text{ r/min}$, 4 s 给定 800 r/min 。

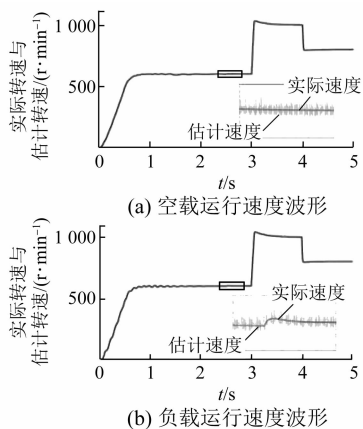


图 8 无速度传感器控制系统速度响应波形

小,在 θ_{err} 靠近 0 前趋于稳定,切换前后电流基本保持一致。

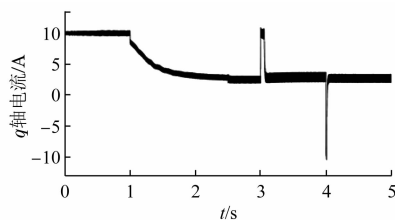
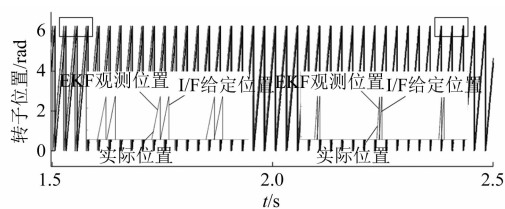
图 9 起动和加速减速全过程 q 轴电流

图 10 切换状态中 I/F 给定位置、EKF 观测位置
实际位置

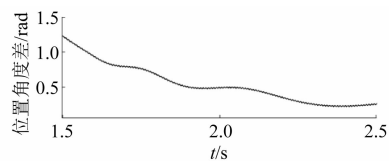
图 11 切换状态中位置角度差 θ_{err}

图 9 是在上述负载 $T_l=2\text{ N}\cdot\text{m}$ 情况下整个过程 q 轴电流的变化,图 10 是电机切换过程中 I/F 给定位置、EKF 观测位置和实际位置。图 11 是切换状态中的 θ_{err} 的变化。可以看出,在反馈调节器的作用下,位置角度差随着电流的减小自动减

图 12 是空载条件下按不同的比例 k 取值均匀减小电流的常规切换方法和本文改进切换方法的对比。当 k 取 100 时电流下降较快, 当 k 取 10 时电流下降较慢, 常规方法给定的切换电流大小减小为 5 A。图 13 是电机带负载 $T_L = 2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 启动

时常规切换和本文改进方法的起动对比图,从图12、图13中可以看出,常规方法在切换前后电流变化较大,导致转速产生波动,而改进的切换方法在切换前后电流基本相等,转速波动小。

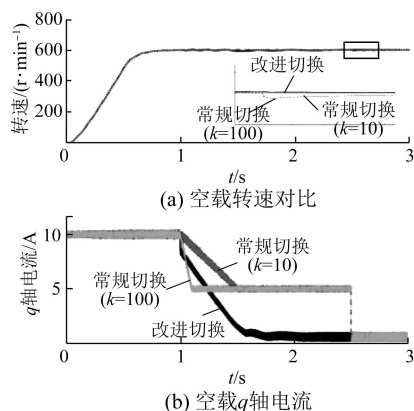


图12 空载起动至切换过程常规和改进方法
电流转速对比图

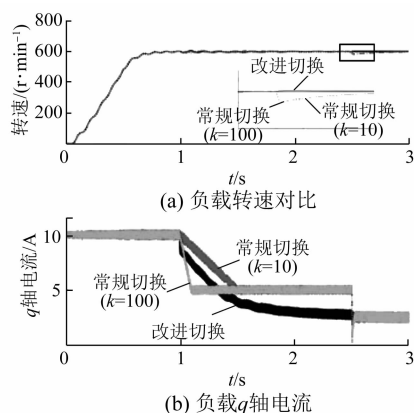


图13 负载起动至切换过程常规和改进方法
电流转速对比图

图14为负载 $T_L = 6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,常规方法中给定电流减小为5 A时的起动速度曲线,可以看出在给定较大负载情况下,由于给定电流过小,此时常规方法电机起动失败,而改进方法则可以正常运行。

从以上分析可以看出,本文提出的方法在切换前 q 轴电流减小到一定值后,同切换后EKF无传感器闭环控制的 q 轴电流大小基本一致,切换

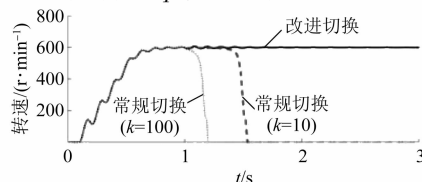


图14 较大负载下起动转速对比图

后转速保持稳定,整个切换过程对于不同的负载具有较强的自适应性和鲁棒性,与常规切换方法相比,切换过程更稳定。

5 结 语

本文针对PMSM全速域范围无速度传感器运行问题,在零速和低速阶段采用I/F起动,中高速切换为EKF闭环控制,并设计了一种合理的过渡方式来切换电流和位置。仿真结果表明,该方法可以实现PMSM全速范围下的稳定运行,在低速时以电流闭环的方式起动,满足各种负载的要求,中高速状态下EKF能准确估计电机的位置,所设计的切换方法保证了过渡过程的可靠性和平稳性。

【参考文献】

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76.
- [2] 陈玄,李祥飞,周杨. 基于新型滑模扰动观测器的永磁同步电机控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 23.
- [3] 吴春秋,刘骁暘. 基于滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(10): 34.
- [4] KHLAIEF A, BOUSSAK M, CHÂARI A. A MRAS-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108: 1.
- [5] 张猛,肖曦,李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36.
- [6] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control of AC drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4189.
- [7] 尹泉,张馨月,罗慧,等. PMSM抑制I/F启动策略稳态速度波动的新型方法[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 3.
- [8] 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] // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008.

(下转第19页)

转矩无差拍,从而显著减小磁链和转矩脉动。

【参考文献】

- [1] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 9 (2) : 1003.
- [2] KOURO S, PEREZ M A, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9(4) : 8.
- [3] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2) : 935.
- [4] 阮智勇,宋文祥,朱洪志. 异步电机模型预测直接转矩控制方法 [J]. 电工电能新技术, 2014, 33(4) : 16.
- [5] 何俊贤,陈卓,曾实. 基于模型预测电动汽车异步电机直接转矩控制 [J]. 电气传动, 2020, 50(7) : 3.
- [6] 朱晓雨,王丹,彭周华,等. 异步电机模型预测直接转矩控制 [J]. 电机与控制应用, 2016, 43(2) : 6.
- [7] 严殊,肖建. 一种无差拍直接转矩控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2) : 125.
- [8] 廖永衡,冯晓云,王珍. 无差拍空间矢量调制直接转矩控制简化设计 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(6) : 95.
- [9] 张兴华,孙振兴,沈捷. 计及逆变器电压输出限制的感应电机无差拍直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21) : 79.
- [10] 李耀华,周逸凡,赵承辉,等. 表贴式永磁同步电机磁链和转矩无差拍控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(1) : 1.
- [11] DAVARI S A, KHABURI D A, KENNEL R. An improved FCS-MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (3) : 1540.
- [12] 徐艳平,李园园,周钦. 永磁同步电机双模型预测转矩控制策略 [J]. 电力电子技术, 2018, 52(6) : 37.
- [13] ZHANG Y, YANG H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12) : 6593.
- [14] 徐艳平,周钦,雷亚洲,等. 永磁同步电机改进占空比模型预测转矩控制方法 [J]. 电气传动, 2017, 47(5) : 14.
- [15] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9) : 75.
- [16] 李耀华,刘子焜,刘东梅,等. 永磁同步电机直接转矩控制与模型预测转矩控制比较研究 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(7) : 18.
- [17] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 表贴式永磁同步电机有限集模型预测转矩控制成本函数研究 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(9) : 12.
- [18] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 永磁同步电机模糊自适应变开关次数权重系数模型预测转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2) : 102.

(上接第 7 页)

- [9] 张乘玮,沈汉林,唐其鹏,等. 一种高效的 PMSM 无位置传感器 I/F 控制方法 [J]. 微特电机, 2017, 45(10) : 48.
- [10] 郑大坤,周云山,李航洋,等. 基于 EKF 的无传感器永磁同步电机控制器设计 [J]. 微电机, 2018, 51(1) : 29.
- [11] 吴春,齐蓉,李兵强,等. 考虑饱和效应的永磁同步电机全程无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(2) : 171.
- [12] 肖焯然,刘刚,宋欣达,等. 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 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35(8) : 95.