

基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的 无位置传感器矢量控制

李 敏*, 李林林, 周俊鹏

(重庆邮电大学 自动化学院, 重庆 400065)

Sensorless Vector Control of PMSM Based on Improved Sliding Mode with Variable Structure

LI Min*, LI Linlin, ZHOU Junpeng

(Department of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications,
Chongqing 400065, China)

Abstract: Aiming at the chattering caused by the traditional sliding mode control using the discontinuous sign function as the switching function, a sensorless vector control method based on an improved sliding mode control with variable structure for the permanent magnet synchronous motors is proposed, so as to improve the static and dynamic performance of the system. Firstly, a control system with variable structure based on an improved sliding mode controller (ISMC) and an improved sliding mode observer (ISMO) is designed. Secondly, a continuous switching function, hyperbolic tangent function, is used as the sliding mode switching function, and its shape coefficient is adjusted by fuzzy logic control to reduce the chattering caused by the fixed boundary layer thickness. Then, the stability of the control system is proved by utilizing Lyaplov's second theorem. Finally, compared with other methods, the simulation results verify the feasibility and effectiveness of the proposed scheme.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sliding mode controller; sliding mode observer; hyperbolic tangent function; fuzzy logic control

摘 要: 针对传统滑模控制采用不连续的符号函数作为滑模面切换函数所引起的抖振问题,提出一种基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制

方法,来削弱抖振,从而改善系统的动、静态性能。首先,设计了改进型滑模控制器和改进型滑模观测器的变结构控制系统。其次,采用连续的开关函数——双曲正切函数作为滑模面切换函数,并通过模糊逻辑控制对双曲正切函数的形状系数进行调整,减弱固定边界层厚度所引起的抖振。然后,运用李雅普诺夫第二定理证明所设计的控制系统的稳定性。最后,与其他方法相比,仿真结果证明了所提方法的可行性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制器; 滑模观测器; 双曲正切函数; 模糊逻辑控制

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 采用稀土材料制作,具有功率密度高、体积小、维护成本低和调速范围宽等优点,在工业和民用领域如电动汽车、机器人、无人机和白色家电等得到广泛应用^[1-4]。在永磁同步电机的控制策略中,常采用直接转矩控制和矢量控制^[5-6]。直接转矩控制在低速时定子电流和磁链畸变严重,转矩脉动较大,控制性能不佳;而矢量控制在全速域时均有较好的表现,控制性能接近于直流控制,因此在要求调速范围宽、动态性能高的场合得到广泛应用^[7]。

永磁同步电机矢量控制系统的内环为电流环、外环为速度环,在电机起动及运行过程中,均需准确获取转子的位置,才能实现精确、可靠地控制。目前,转子位置的获取主要有两类:一是采用位置传感器检测转子位置;二是通过各种观测器

基金项目: 国家自然科学基金项目(92267106);重庆英才计划基础研究与前沿探索项目(cstc2021ycjh-bgzxm0017)

National Natural Science Foundation of China (92267106);
Fundamental Research and Frontier Exploration Program of
Chongqing, China (cstc2021ycjh-bgzxm0017)

来估算转子的位置。文献[8]采用霍尔传感器获取转子的位置。由于安装位置传感器(有感)会增加电机的体积和成本,甚至还可能降低系统的可靠性。因此,出现了无位置传感器的转子位置估计方法。在低速时,常采用高频注入^[9]的方式检测转子的位置;在中速到高速范围内,可通过龙伯格观测器、磁链观测器、扩展卡尔曼滤波以及滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)等^[10-13]对转子的位置和转速进行估算。相较于其他观测器,滑模观测器具有鲁棒性强、实现容易以及动态性能好等特点,被广泛应用于 PMSM 转子位置的估算,以实现中高速无位置传感器控制。

由于滑模观测器中滑模面切换时不够平滑,抖振现象不可避免。为削弱抖振,许多研究采用各种函数来平滑滑模面。文献[14]运用饱和函数取代符号函数,来调节边界层厚度,有效削弱了抖振。文献[15]采用双曲正切函数取代符号函数,改善了滑模面的光滑程度,降低了抖振。

在控制器的选择上,目前的调速系统中,常采用比例积分(Proportional-Integral, PI)作为 PMSM 速度环的控制器^[16],其具有简单、易于实施的特点。相较于传统的 PI 控制算法,文献[17]在模糊 PI 控制算法的基础上增加了变论域自适应控制,经过参数匹配就能够获得较好的控制效果。但是,这些研究并没有改变 PI 控制算法本身存在的诸如无法获得最优参数、无法适应系统模型参数变化和无法抵抗外界扰动等问题。为此,许多研究人员对非线性控制方法进行了深入研究,以提高系统的控制性能,如滑模控制(Sliding Mode Controller, SMC)、模型预测控制、神经网络控制和自适应控制等^[18-21]。其中,滑模控制鲁棒性强、对外部扰动和内部参数变化不敏感,能够保证非线性系统具有较好的控制性能^[22-23]。文献[22]采用滑模控制器作为速度环控制器,采用饱和函数取代传统 SMC 的符号函数作为滑动模态,设计了一种新型趋近律运用在滑模控制器上,来提高系统的响应速度和稳态性能。文献[23]进一步采用指数趋近律控制滑模控制器,采用可变边界层的饱和函数,降低了符号函数带来的机械延迟,加快了系统的响应速度。

文献[15]中滑模面的边界层厚度始终固定,这对于不同误差下滑动模态趋近滑模面的速度无

法调节。当误差较小时,滑动到滑模面的速度太快,导致系统抖振过大;当误差较大时,滑动到滑模面的速度不够,系统延迟增大。因此,根据误差大小,设计合适的滑模面边界层厚度,在满足系统稳定性的前提下,最大限度削弱抖振,是滑模控制器设计的重难点。基于此,本文提出了一种改进型滑模变结构永磁同步电机的无位置传感器矢量控制方法,来改善系统的动、静态性能。本文主要贡献如下:

(1) 为削弱传统滑模控制所引起的抖振,本文提出一种基于改进型滑模变结构的永磁同步电机的无位置传感器矢量控制方法,设计了改进型滑模观测器(Improved Sliding Mode Observer, ISMO)和改进型滑模控制器(Improved Sliding Mode Controller, ISMC),来提升系统的动、静态性能。

(2) 采用可变边界层厚度的双曲正切函数作为滑动模态,根据误差大小,通过模糊逻辑控制对双曲正切函数的形状系数进行调整,来控制边界层厚度变化,实现更平滑的滑模面切换,以削弱系统抖振。

(3) 对设计的改进型滑模观测器和改进型滑模控制器,运用李雅普诺夫第二定理进行稳定性分析和推导,理论推导证明了所设计的控制系统的稳定性。

1 改进型滑模观测器的设计

1.1 α - β 坐标系下的数学模型

在不考虑磁路饱和、磁滞损耗和涡流损耗的情况下,表贴式 PMSM 在静止坐标系 α - β 轴下的电压方程^[18]为

$$\begin{cases} U_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} + E_{\alpha} \\ U_{\beta} = R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + E_{\beta} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{α} 、 U_{β} 分别为 α 轴、 β 轴电压; R_s 为定子电阻; i_{α} 、 i_{β} 分别为 α 轴、 β 轴电流; L_s 为定子电感; E_{α} 、 E_{β} 分别为 α 轴、 β 轴反电动势。 E_{α} 、 E_{β} 的表达式为

$$\begin{cases} E_{\alpha} = -\psi_f w_e \sin\theta \\ E_{\beta} = \psi_f w_e \cos\theta \end{cases} \quad (2)$$

式中: ψ_f 为永磁体磁链; w_e 为电角速度; θ 为转子位置角度。

1.2 改进型滑模观测器的设计

为实现 PMSM 的无位置传感器矢量控制,采用滑模观测器对电机转子的位置和转速进行估计。传统滑模观测器常采用不连续的开关函数——符号函数作为滑模面的切换函数,由于符号函数是以 0 为界线的阶跃函数,具有开关特性,在从正(负)到负(正)的过程中没有过渡,不平滑,因此系统输出存在较大抖振。为削弱抖振,本文采用连续函数——双曲正切函数取代不连续函数——符号函数,以平滑滑模面的切换,来削弱抖振。

图 1 为改进的滑模观测器结构图。实际电流和估算电流的误差作为滑模观测器的状态方程,经双曲正切函数变换后,再通过低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)滤波得到反电动势的估计值,最后通过反电动势估算转子的位置角度,具体内容如下。

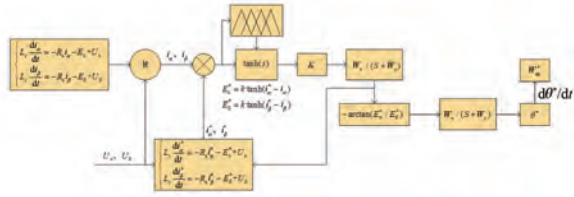


图 1 ISMO 结构图

Fig. 1 Structure diagram of the ISMO

由于滑模观测器中比较的是估算电流与实际电流的大小,因此将电压方程式(1)进行变换,得到电流方程为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} = -R_s i_{\alpha} - E_{\alpha} + U_{\alpha} \\ L_s \frac{di_{\beta}}{dt} = -R_s i_{\beta} - E_{\beta} + U_{\beta} \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)作为系统电流的状态方程,可以得到估算电流的状态方程为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{\alpha}^*}{dt} = -R_s i_{\alpha}^* - E_{\alpha}^* + U_{\alpha} \\ L_s \frac{di_{\beta}^*}{dt} = -R_s i_{\beta}^* - E_{\beta}^* + U_{\beta} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_{α}^* 、 i_{β}^* 分别为 α 轴、 β 轴电流估算值; E_{α}^* 、 E_{β}^* 分别为 α 轴、 β 轴反电动势估算值。

将式(3)与式(4)对应等式相减,可得:

$$\begin{cases} L_s \frac{d(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}{dt} = -R_s(i_{\alpha}^* - i_{\alpha}) + E_{\alpha} - E_{\alpha}^* \\ L_s \frac{d(i_{\beta}^* - i_{\beta})}{dt} = -R_s(i_{\beta}^* - i_{\beta}) + E_{\beta} - E_{\beta}^* \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)作为滑模观测器的状态方程。通过估算电流收敛于实际电流,得到反电动势估算值。

所选取的连续开关函数——双曲正切函数的表达式为

$$\begin{cases} E_{\alpha}^* = k \frac{e^{\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})} - e^{-\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}}{e^{\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})} + e^{-\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}} \\ E_{\beta}^* = k \frac{e^{\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})} - e^{-\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})}}{e^{\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})} + e^{-\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})}} \end{cases} \quad (6)$$

式中: γ 为边界层厚度的形状系数。

进一步,根据滑模观测器的状态方程式(5)以及双曲正切函数式(6),可得 α 轴、 β 轴的电流误差,表示为

$$L_s \frac{d(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}{dt} = -R_s(i_{\alpha}^* - i_{\alpha}) + E_{\alpha} - k \frac{e^{\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})} - e^{-\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}}{e^{\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})} + e^{-\gamma(i_{\alpha}^* - i_{\alpha})}} \quad (7)$$

$$L_s \frac{d(i_{\beta}^* - i_{\beta})}{dt} = -R_s(i_{\beta}^* - i_{\beta}) + E_{\beta} - k \frac{e^{\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})} - e^{-\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})}}{e^{\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})} + e^{-\gamma(i_{\beta}^* - i_{\beta})}} \quad (8)$$

用矩阵 $E = [E_1, E_2]^T = [i_{\alpha}^* - i_{\alpha}, i_{\beta}^* - i_{\beta}]^T$ 表示上述电流误差。根据滑模变结构的原理,滑动模态在滑模面上滑动时,使误差值 $E_i (i=1,2)$ 趋于 0。

1.3 改进型滑模观测器的形状系数设计

对于边界层在不同转速下的控制,可以根据误差值 E_i 的大小,构建一个模糊控制器,调节双曲正切函数的形状系数 γ ,来控制边界层厚度。因此,本文运用模糊逻辑控制对双曲正切函数的形状系数进行调节。如图 2 所示,在速度误差较小时,通过模糊逻辑控制使得形状系数变小,其形状系数 $\gamma=8$,减小边界层厚度,减小抖振的幅值与频率,在电流误差值 E_i 趋近于滑模面的速度减小的同时,降低了系统所产生的抖振;在速度误差较大时,使形状系数变大,其形状系数 $\gamma=1$,增大

边界层厚度,通过趋近于滑模面的频率增加,减小抖振的幅值,在电流误差值 E_i 趋近于滑模面的速度增大的同时,降低了系统产生的抖振。综上所述,在不同速度下,通过调节双曲正切函数的形状系数,改变边界层厚度,能使误差快速滑动到滑模面,从而减小了抖振现象。

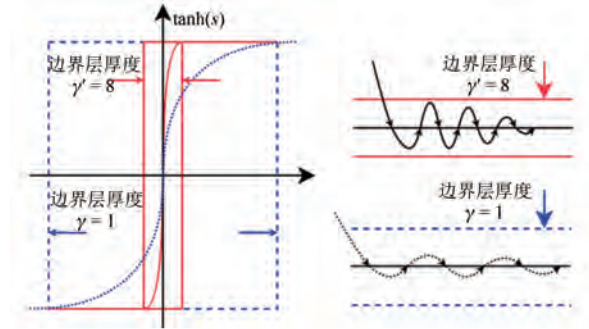


图 2 不同边界层厚度的双曲正切函数及其趋近速度图
Fig. 2 The hyperbolic tangent function with different boundary layer thickness and velocity approaching diagram

模糊控制可以将不同电流误差下对应的边界层厚度的不确定性变为确定性。设输入误差值 E_i , 输出边界层厚度 γ , 实施步骤如下。

(1) 将形状系数进行模糊化, 输入量 E_i 的论域为 $[-1, 1]$, 采用如图 3 所示的高斯隶属度函数。

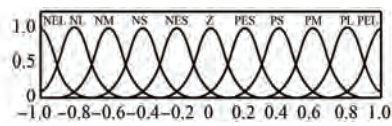


图 3 输入量 E_i 的隶属度函数
Fig. 3 Membership function of input E_i

(2) 模糊规则

输入误差 E_i 与输出边界层厚度 γ 采用不同的模糊集:

$$E_i = \{-1, -0.8, -0.6, -0.4, -0.2, 0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1\}$$

$$\gamma = \{0, 0.1, 0.3, 0.7, 1.5, 3\}$$

将上述的模糊集模糊化为

$$E_i = \{NGL, NL, NM, NS, NGS, Z, PGS, PS, PM, PL, PEL\}$$

$$\gamma = \{Z, PGS, PS, PM, PL, PGL\}$$

其中: N/Z/P 分别表示负、零以及正; GL/L/M/S/GS 分别表示极大、大、中、小与极小。表 1 为改进

型滑模观测器的模糊规则。

表 1 SMO 的模糊规则

Tab. 1 Fuzzy rules of SMO

输入	输出
if($E_i = Z$)	then($\gamma = Z$)
if($E_i = PGS$)	then($\gamma = PGS$)
if($E_i = NGS$)	then($\gamma = PGS$)
if($E_i = PS$)	then($\gamma = PS$)
if($E_i = NS$)	then($\gamma = PS$)
if($E_i = PM$)	then($\gamma = PM$)
if($E_i = NM$)	then($\gamma = PM$)
if($E_i = PL$)	then($\gamma = PL$)
if($E_i = NL$)	then($\gamma = PL$)
if($E_i = PGL$)	then($\gamma = PGL$)
if($E_i = NGL$)	then($\gamma = PGL$)

(3) 采用重心法对输出量 γ 进行反模糊化, 重心法具有更加平滑的输出控制, 能够避免滑模观测器参数变化过大而导致的抖振现象。

对输出量形状系数 γ 进行反模糊化, 图 4 中输出量的论域为 $[0, 3]$ 。该论域是将归一化后的电流误差值进行 10 等分而得到的。并且边界层厚度是一个非负的值, 因此输出量的论域在前一个数的基础上乘以 2 后再加 0.1, 模糊集依次为 $\{0, 0.1, 0.3, 0.7, 1.5, 3\}$ 。因此论域的取值范围为 $[0, 3]$, 其论域的隶属度曲线为高斯隶属度函数, 如图 4 所示。

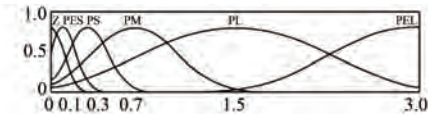


图 4 输出量 γ 的隶属度函数
Fig. 4 Membership function of output γ

1.4 改进型滑模观测器稳定性分析

改进型滑模观测器需要更加苛刻、严格的条件才能使系统达到稳定, 选取李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} E^T E \quad (9)$$

将 $E^T E = [(i_\alpha^* - i_\alpha)^2 + (i_\beta^* - i_\beta)^2]$ 代入式(9)求导, 根据李雅普诺夫第二定理, 设计的改进型滑模观测器必须满足 $E\dot{E} < 0$, 才能使系统满足稳定性条件, 即:

$$\frac{dV}{dt} = E\dot{E} = (i_\alpha^* - i_\alpha) \frac{d(i_\alpha^* - i_\alpha)}{dt} + (i_\beta^* - i_\beta) \frac{d(i_\beta^* - i_\beta)}{dt} < 0 \quad (10)$$

将式(7)、式(8)代入式(10),要满足式(10)稳定性条件,可推导出以下不等式要成立,即:

$$\begin{cases} -R_s[(i_\alpha^* - i_\alpha)^2 + (i_\beta^* - i_\beta)^2] < 0 \\ \left[E_\alpha - k \frac{e^{\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)} - e^{-\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)}}{e^{\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)} + e^{-\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)}} \right] (i_\alpha^* - i_\alpha) < 0 \\ \left[E_\beta - k \frac{e^{\gamma(i_\beta^* - i_\beta)} - e^{-\gamma(i_\beta^* - i_\beta)}}{e^{\gamma(i_\beta^* - i_\beta)} + e^{-\gamma(i_\beta^* - i_\beta)}} \right] (i_\beta^* - i_\beta) < 0 \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中第1式子恒成立,故要满足系统稳定,取决于第2、3式子,要保证第2、3式子成立,需保证 k 的取值范围为

$$\begin{cases} k > \frac{E_\alpha}{\left| \frac{e^{\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)} - e^{-\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)}}{e^{\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)} + e^{-\gamma(i_\alpha^* - i_\alpha)}} \right|} = k_1 \\ k > \frac{E_\beta}{\left| \frac{e^{\gamma(i_\beta^* - i_\beta)} - e^{-\gamma(i_\beta^* - i_\beta)}}{e^{\gamma(i_\beta^* - i_\beta)} + e^{-\gamma(i_\beta^* - i_\beta)}} \right|} = k_2 \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知:当 $k > \max\{k_1, k_2\}$ 时,所设计的改进型SMO才能达到稳定。

2 改进型滑模控制器的设计

2.1 d - q 坐标系下的数学模型

通过滑模观测器获得转子位置估计信息后,需进行控制器的设计。将PMSM从静止坐标系变换到旋转坐标系 d - q 轴下,其电压方程为

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - p_n w_m L_s i_q \\ U_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + p_n w_m L_s i_d + p_n w_m \psi_f \end{cases} \quad (13)$$

式中: U_d 、 U_q 分别为 d 轴、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d 轴、 q 轴电流; p_n 为极对数; w_m 为机械角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

表贴式PMSM的 $L_d = L_q$,因此转矩方程简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f \quad (14)$$

PMSM的运动方程为

$$J \frac{dw_m}{dt} = T_e - T_L - B w_m \quad (15)$$

式中: J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数。

对于表贴式PMSM,采用矢量控制策略有最大转矩控制^[1]、最大转矩电流比^[9]以及弱磁控制^[24]等。最大转矩电流比与弱磁控制需要控制励磁电流 i_d 与转矩电流 i_q ,而最大转矩控制只需控制转矩电流 i_q ,实现简单,能够实现高性能转矩控制,故采用最大转矩控制。令 $i_d = 0$,将式(13)、(15)变形为

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - p_n w_m \psi_f + U_q) \quad (16)$$

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(-B w_m + \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f - T_L \right) \quad (17)$$

2.2 改进型滑模控制器的设计

PMSM是一个多变量、非线性、高耦合的系统。目前PMSM的调速系统中,常采用PI作为PMSM速度环的控制器。虽然其具有结构简单、调参方便等优点,但当受到外部扰动时,PI控制器的抗干扰能力较弱、控制非线性系统效果较差。故本文利用SMC对参数不敏感、控制非线性系统效果好以及可获取最优参数等优点,设计了改进型滑模控制器。

定义PMSM系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = w_{ref} - w_m \\ \dot{e}_2 = \dot{e}_1 = -\dot{w}_m \end{cases} \quad (18)$$

式中: e_1 为参考角转速与机械角速度的误差值; e_2 为 e_1 的导数; w_{ref} 为电机的参考角转速; w_m 为实际机械角转速。

将式(17)代入式(18),可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \dot{e}_1 = -\dot{w}_m = -\frac{1}{J} \left(-B w_m + \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f - T_L \right) \\ \dot{e}_2 = \ddot{e}_1 = -\frac{1}{J} \left(-B \dot{w}_m + \frac{3}{2} p_n \dot{i}_q \psi_f \right) \end{cases} \quad (19)$$

令 $u = \dot{i}_q$, $K = \frac{B}{J}$, $D = \frac{3}{2} p_n \psi_f$,简化式(19),得到

到状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (20)$$

定义滑模面函数为

$$S = c_1 e_1 + c_2 e_2 \quad (21)$$

式中: $c_1 > 0, c_2 > 0$ 均为设计参数(常数)。对滑模面函数求导, 得:

$$\dot{S} = c_1 \dot{e}_1 + c_2 \dot{e}_2 = c_1 e_2 - c_2 K e_2 - c_2 D u \quad (22)$$

为了减小滑模面的抖振, 采用等速趋近律 $\dot{S} = -\xi \text{sgn}(s), \xi > 0$, 再用双曲正切函数作为滑模面的切换函数, 此时的等速趋近率为

$$\dot{S} = -\xi \frac{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} - e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}}{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} + e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}}, \xi > 0, \tau > 0 \quad (23)$$

式中: ξ 为增益系数; τ 为形状系数。

q 轴参考电流的导数表示为

$$\frac{di_q^*}{dt} = \frac{1}{c_2 D} \left[(c_1 - c_2 K) e_2 + \xi \frac{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} - e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}}{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} + e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}} \right] \quad (24)$$

从而得到 q 轴输入电流控制器为

$$i_q^* = \frac{1}{c_2 D} \left[\int_0^t (c_1 - c_2 K) e_2 dt + \int_0^t \xi \frac{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} - e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}}{e^{\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}} + e^{-\frac{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}{\tau(w_{\text{ref}} - w_m)}}} dt \right] \quad (25)$$

从式(25)可以看出, 滑模控制器包含双曲正切函数, 形成了一定的边界层, 能够削弱抖振; 同时还包含积分项, 可以减小甚至消除稳态误差, 提高系统的稳态性能。

2.3 改进型滑模控制器的形状系数设计

对于边界层在不同转速误差下的控制, 可以根据不同大小的误差值 e_1 , 构建模糊控制器, 调节形状系数 τ 的大小, 改变误差值 e_1 趋近滑模面的速度, 进而削弱系统抖振。与改进型滑模观测器一样, 采用模糊控制对双曲正切函数的形状系数进行调节。

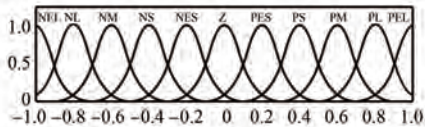


图 5 输入量 e_1 的隶属度函数

Fig. 5 Membership function of input e_1

输入误差值 e_1 , 输出形状系数 τ 。将输入的速度误差进行模糊化, 步骤如下:

(1) 输入变量 e_1 的论域为 $[-1, 1]$, 其隶属度

函数为高斯隶属度函数, 如图 5 所示。

(2) 模糊规则

输入误差 e_1 与输出边界层厚度 τ 采用不同的模糊集如下:

$$e_1 = \{-1, -0.8, -0.6, -0.4, -0.2, 0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1\}$$

$$\tau = \{0, 0.1, 0.3, 0.7, 1.8, 4\}$$

上述的模糊集对应如下:

$$e_1 = \{NGL, NL, NM, NS, NGS, Z, PGS, PS, PM, PL, PGL\}$$

$$\tau = \{Z, PGS, PS, PM, PL, PGL\}$$

其中: N、Z、P 分别表示负、零和正; GL、L、M、S、GS 分别表示极大、大、中、小和极小。表 2 为改进型滑模控制器的模糊规则。

表 2 输出 τ 的模糊规则

Tab. 2 Fuzzy rules of output τ

输入	输出
if ($e_1 = Z$)	then ($\tau = Z$)
if ($e_1 = PGS$)	then ($\tau = PGS$)
if ($e_1 = NGS$)	then ($\tau = PGS$)
if ($e_1 = PS$)	then ($\tau = PS$)
if ($e_1 = NS$)	then ($\tau = PS$)
if ($e_1 = PM$)	then ($\tau = PM$)
if ($e_1 = NM$)	then ($\tau = PM$)
if ($e_1 = PL$)	then ($\tau = PL$)
if ($e_1 = NL$)	then ($\tau = PL$)
if ($e_1 = PGL$)	then ($\tau = PGL$)
if ($e_1 = NGL$)	then ($\tau = PGL$)

(3) 采用重心法对输出量 τ 进行反模糊化, 避免滑模控制器参数变化过大出现抖振。图 6 中输出量的论域为 $[0, 4]$, 该论域是将归一化后的电流误差值进行 10 等分而得到的。并且边界层厚度是一个非负的值, 因此输出量的论域在前一个数的基础上乘以 2 后再加 0.1, 模糊集依次为 $\{0, 0.1, 0.3, 0.7, 1.8, 4\}$ 。最后一个数相应的取大, 是因为速度误差比电流误差变化的范围大, 因此论域的取值范围为 $[0, 4]$ 。其隶属度函数为图 6 所示的高斯隶属度函数。

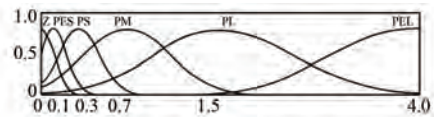


图 6 输出量 τ 的隶属度函数

Fig. 6 Membership function of output τ

2.4 改进型滑模观测器稳定性分析

与 PI 控制器不同,改进型滑模控制器需要更加严格的条件才能使系统稳定。由李雅普诺夫公式可知:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{S}^2 \quad (26)$$

根据李雅普诺夫第二定理,所设计的改进型滑模控制器需要满足稳定性、可达性的条件,即 $\dot{S}S < 0$, 系统才能稳定。将式(21)、(22)代入式(26),可得:

$$\frac{dV}{dt} = \dot{S}S = [c_1(w_{ref} - w_m) - c_2\dot{w}_m] \times \left[-\xi \frac{e^{\tau(w_{ref}-w_m)} - e^{-\tau(w_{ref}-w_m)}}{e^{\tau(w_{ref}-w_m)} + e^{-\tau(w_{ref}-w_m)}} \right] < 0 \quad (27)$$

推导出: $c_1 > c_2 \ln w_{ref}$, $w_m = -w_{ref} + e^{\frac{c_1}{c_2}x}$, $c_1 > c_2 K_o$ 。当满足这些条件时,所设计的控制器是稳定的。

2.5 滑模变结构无位置传感器矢量控制

图 7 为所设计的改进型滑模变结构无位置传感器矢量控制系统的结构框图,ISMO 和 ISMC 分别为所设计的改进型滑模观测器和控制器。在无位置传感器的电流环中,利用采集的三相电流值,通过 Clarke 变换与 Park 变换得到同步旋转坐标系 $d-q$ 下的电流;再与 $d-q$ 坐标系输入的参考电流进行比较,得到的电流误差值通过内环电流 PI 控制器,得到同步旋转坐标系 $d-q$ 下的电压;最后经过反 Park 变换后作为空间矢量脉宽调制(SVPWM)的输入值。在速度环中,通过改进型滑模观测器估算的速度与给定速度进行比较,然后通过改进型滑模控制器进行控制,其输出值作为 I_q 的输入参考值。

3 仿真结果与分析

利用 Simulink 及模糊逻辑算法工具箱对 PMSM 进行仿真建模和控制算法设计。仿真步长设置为 0.03 s,表 3 列出了所使用 PMSM 的参数,表 4 为仿真试验中的设定参数。为验证所提方法的有效性,将所提方法与 PI+传统 SMO、PI+ISMO^[15] 和 ISMC+传统 SMO 控制算法进行比较。

在给定速度为 2000 r/min 的转速下运行,图 8 为四种控制方法在运行速度为 2000 r/min 的仿真结果。从图 8 中可以看出 PI 控制器+传统 SMO

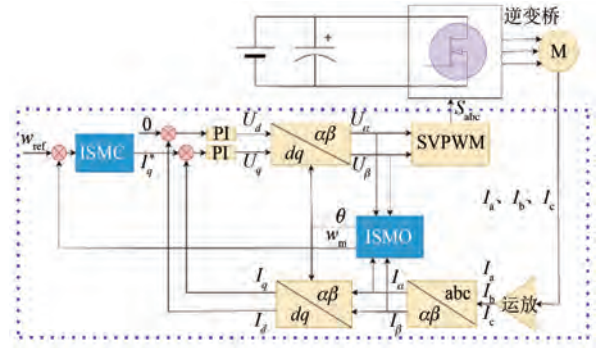


图 7 改进型滑模变结构无位置传感器矢量控制系统框图

Fig. 7 Improved sliding mode variable structure sensorless vector control system block diagram

的结构与 PI 控制器+ISMO 的响应时间在 9 ms 左右,但是 PI 控制器+ISMO 的稳态性能优于 PI 控制器+传统 SMO 的结构;ISMC+ISMO 的结构无论是响应速度还是稳态性能都优于 PI 控制器+ISMO 的结构,其响应时间为 5.5 ms,超调量 5%。这是因为滑模控制器对非线性系统有着更好的控制效果,能够更好的兼容响应时间与稳态性能。

表 3 电机参数

Tab. 3 Motor parameters

参数名称	参数值
额定电压/V	24
额定功率/W	100
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
额定扭矩/(N·m)	0.32
定子电阻 R/Ω	0.17
磁链 ψ _f /Wb	0.001 65
定子电感 L _s /H	0.000 42
转动惯量 J/(kg·m ²)	0.000 010 3
极对数 p _n	2

表 4 仿真试验设定参数

Tab. 4 Simulation experiment setting parameters

参数名称	参数值
电流环参数 K _p	100
电流环参数 K _i	75
滑模控制设计参数 c ₁	10
滑模控制设计参数 c ₂	1

虽然改进型 ISMC+传统 SMO 与 ISMC+ISMO 在响应速度上差不多,但是 ISMC+ISMO 在稳态性能上优于 ISMC+传统 SMO。ISMC+ISMO 的转速误差值为 ±4 r/min,而 ISMC+传统 SMO 的转速误差值为 ±14 r/min。

图 9(a)为 PI+传统 SMO 结构的实际转子角度与估算转子角度,图 9(b)为 ISMC+ISMO 的实

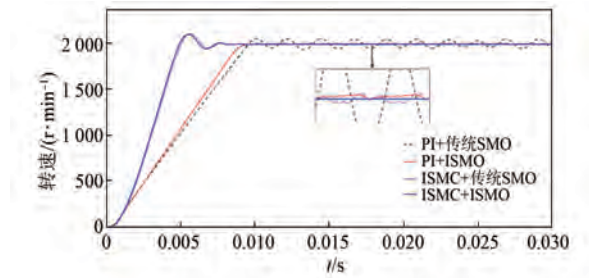


图 8 四种控制方法在运行速度为 2 000 r/min 的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of four control methods at running speed of 2 000 r/min

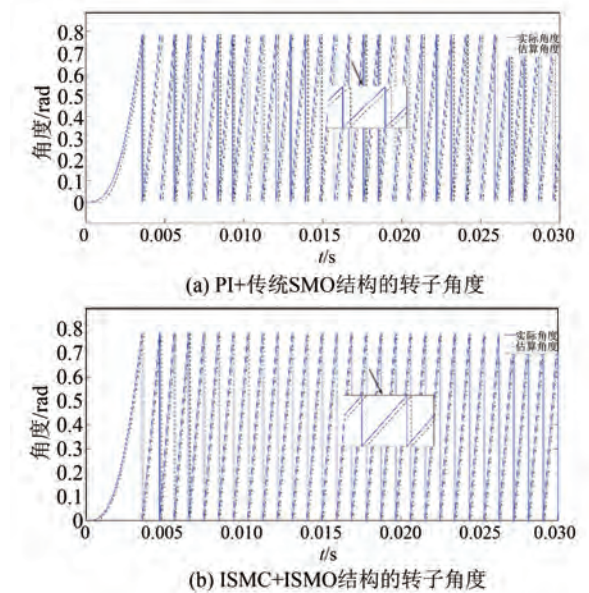


图 9 PI+传统 SMO 和 ISMC+ISMO 在 2 000 r/min 时的转子角度

Fig. 9 The rotor angle of PI+ traditional SMO and ISMC+ISMO at 2 000 r/min

际转子角度与估算转子角度;图 10(a)为 PI+传统 SMO 结构的转子角度误差,图 10(b)为 ISMC+ISMO 的转子角度误差。与图 10(a)对比,图 10(b)的误差波动明显更小,能够展现出 ISMC+ISMO 对于速度控制有着更好的跟踪效果和抗干扰能力,对于系统的稳定性能有更好的改善。

在给定速度为 1 000 r/min 的转速下运行,图 11 为四种控制方法在运行速度为 1 000 r/min 的仿真结果。在图 11 中,PI 控制器+传统 SMO 的结构与 PI 控制器+ISMO 在响应时间上基本相同,均在 6 ms 左右。但 PI 控制器+ISMO 在稳态性能上优于 PI 控制器+传统 SMO;ISMC+ISMO 的结构

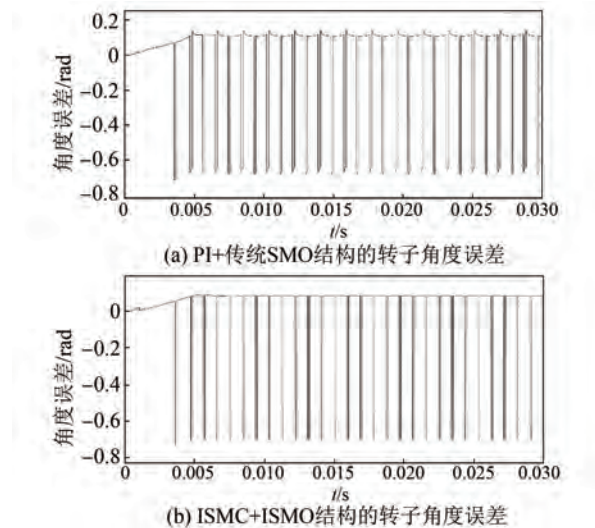


图 10 PI+传统 SMO 和 ISMC+ISMO 在 2 000 r/min 时的转子角度误差

Fig. 10 The rotor angle error of PI+ traditional SMO and ISMC+ISMO at 2 000 r/min

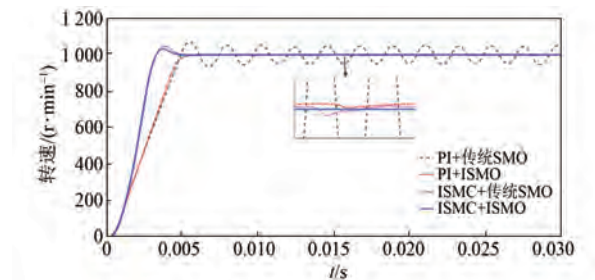


图 11 四种控制方法在运行速度为 1 000 r/min 的仿真结果

Fig. 11 Simulation results of four control methods at running speed of 1 000 r/min

无论是响应速度还是稳态性能都优于 PI 控制器+ISMO 的结构,响应时间为 4 ms,超调量为 3.2%,这是因为滑模控制器对非线性系统有着更好的控制效果以及抗干扰能力。

虽然改进型 ISMC+传统 SMO 与 ISMC+ISMO 在响应速度上差不多,但是 ISMC+ISMO 在稳态性能上优于 ISMC+传统 SMO,前者转速误差值仅为 ± 1 r/min,而后者为 ± 4 r/min。

图 12(a)为 PI+传统 SMO 结构的实际转子角度与估算转子角度,图 12(b)为 ISMC+ISMO 的实际转子角度与估算转子角度;图 13(a)为 PI+传统 SMO 结构的转子角度误差,图 13(b)为 ISMC+ISMO 的转子角度误差。由图 13(a)与 13(b)可以得知,ISMC+ISMO 相比于 PI+传统 SMO 的误差

波动明显更小,也相应地表示出滑模控制对于非线性系统的控制效果有明显的提升。

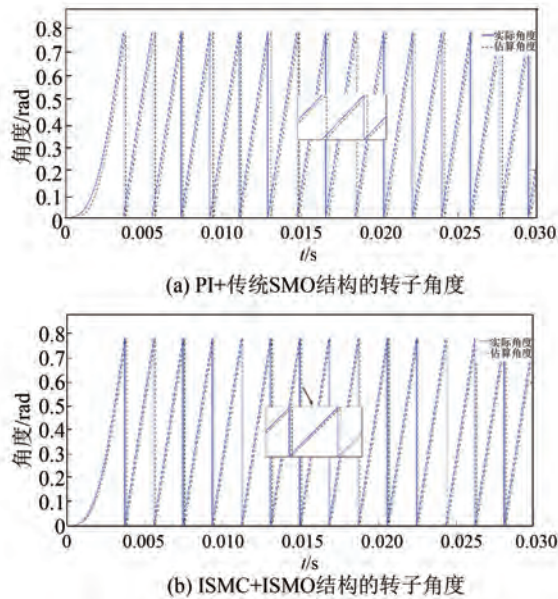


图 12 PI+传统 SMO 和 ISMC + ISMO 在 1 000 r/min 时的转子角度

Fig. 12 The rotor angle of PI + traditional SMO and ISMC+ISMO at 1 000 r/min

综上所述,虽然 PI 控制器对于线性系统有着非常好的控制效果,但是对于非线性系统的控制难以满足要求,如无法获得最优参数、动态性能与稳态性能存在矛盾、系统模型参数变化和外界扰动下的鲁棒性等。因此可以看出 ISMC+ISMO 控制系统相比于 PI 控制器+传统 SMO 控制系统,无论是在响应速度还是稳态性能,其性能均更优。

4 结语

本文采用改进型滑模控制器+改进型滑模观测器的控制结构,采用连续的开关函数——双曲正切函数取代不连续的开关函数——符号函数通过智能算法——模糊逻辑控制对双曲正切函数的形状系数进行调节,进而控制边界层厚度,实现滑模控制器与滑模观测器的变结构处理,从而削弱系统的抖振现象。

综上所述,采用 ISMC+ISMO 结构的控制系统,对于 PMSM 的无位置传感器矢量控制消抖方案,优于 PI 控制算法+滑模观测器控制结构,改善了系统的稳定性能,提高了系统响应速度,增强了系统的鲁棒性。仿真结果充分表明了该方案的可

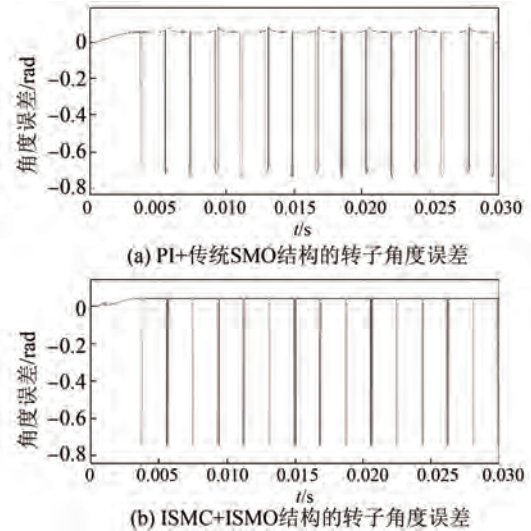


图 13 PI+传统 SMO 和 ISMC+ISMO 在 1 000 r/min 时的转子角度误差

Fig. 13 The rotor angle error of PI+ traditional SMO and ISMC+ISMO at 1 000 r/min

行性与有效性。

参考文献

- [1] 杨成顺, 华涛, 戴宇辰, 等. 电动汽车用永磁同步电机宽速域抗干扰滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(12): 21-29.
- [2] YANG C S, HUA T, DAI Y C, et al. Wide-speed-range anti-interference sliding mode control for permanent magnet synchronous motor in electric vehicles [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(12): 21-29.
- [3] YUAN T, WANG D, WANG X, et al. High-precision servo control of industrial robot driven by PMSM-DTC utilizing composite active vectors [J]. IEEE Access, 2019, 7: 7577-7587.
- [4] BOSSO A, CONFIONI C, RAGGINI D, et al. A computational-effective field-oriented control strategy for accurate and efficient electric propulsion of unmanned aerial vehicles [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(3): 1501-1511.
- [5] HUO J, ZHAO N, GAO R. Torque ripple compensation with anti-overvoltage for electrolytic capacitorless PMSM compressor drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 6148-6159.
- [6] WANG X, WANG Z, XU Z. Optimization of torque

- tracking performance for direct-torque-controlled PMSM drives with composite torque regulator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10095-10108.
- [6] YAO H, YAN Y, SHI T, et al. A novel SVPWM scheme for field-oriented vector-controlled PMSM drive system fed by cascaded H-bridge inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8988-9000.
- [7] CANDELO C, RIBA J R, GARCIA A. PMSM parameter estimation for sensorless FOC based on differential power factor [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1504212-1504222.
- [8] 王凯, 王之赞, 宗兆伦, 等. 基于霍尔位置传感器的永磁同步电机速度估计方法研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 46-52.
- WANG K, WANG Z Y, ZONG Z L, et al. Research on speed estimation method of permanent magnet synchronous motor based on Hall position sensor [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(7): 46-52.
- [9] 宋同月, 颜建虎, 应展烽, 等. 基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 10-17+24.
- SONG T Y, YAN J H, YING Z F, et al. Sensorless control of zero-low speed permanent magnet linear synchronous motor based on pulse injection method [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(11): 10-17+24.
- [10] BERNAARD P, PRALY L. Estimation of position and resistance of a sensorless PMSM: A nonlinear Luenberger approach for a nonobservable system [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2021, 66(2): 481-496.
- [11] GE Y, SONG W, YANG Y, et al. A polar-coordinate-multisignal-flux-observer-based PMSM Non-PLL sensorless control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10579-10583.
- [12] FENG G, LAI C, KAR N C. Speed harmonic based modeling and estimation of permanent magnet temperature for PMSM drive using Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(3): 1372-1382.
- [13] 康尔良, 陈健. 永磁同步电机改进滑模无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(10): 88-97.
- KANG E L, CHEN J. Improved sliding mode sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(10): 88-97.
- [14] 胡锦涛, 邵宜祥, 周百灵, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(6): 17-21+37.
- HU J T, SHAO Y X, ZHOU B L, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on novel sliding mode observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(6): 17-21+37.
- [15] YE S, YAO X. An enhanced SMO-based permanent magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407-4419.
- [16] LIU Z H, NIE J, WEI H L, et al. Switched PI control based MRAS for sensorless control of PMSM drives using fuzzy-logic-controller [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 368-381.
- [17] 陈昱昊, 郑宾. 基于模糊 PI 控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 75-81.
- CHEN Y H, ZHENG B. Performance study of permanent magnet synchronous motor vector control based on fuzzy PI control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 75-81.
- [18] 沈维, 孙磊, 司宾强, 等. 一种削弱积分型滑模结构的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(9): 22-28.
- SHEN W, SUN L, SI B Q, et al. A method to weaken the integral sliding mode structure for permanent magnet synchronous motor vector control system [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(9): 22-28.
- [19] YAN L, WANG F, TAO P, et al. Robust predictive torque control of permanent magnet synchronous machine using discrete hybrid prediction model [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2240-2248.
- [20] SKOERON M, ORLOWSKA T, KOWALAKIC T. Detection of permanent magnet damage of PMSM drive based on direct analysis of the stator phase currents using convolutional neural network [J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 13665-13675.
- [21] LIU Z H, NIE J, WEI H L, et al. Switched PI control based MRAS for sensorless control of PMSM drives using fuzzy-logic-controller [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 368-381.
- [22] 周杨, 李祥飞, 陈玄. 基于新型趋近律的永磁同步电机调速控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(12): 38-42+104.
- ZHOU Y, LI X F, CHEN X. Speed control of permanent magnet synchronous motor based on new approach law [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(12): 38-42+104.
- [23] TRAN H N, JEON J W. Robust speed controller using dual adaptive sliding mode control (DA-SMC) method for PMSM drives [J]. IEEE Access, 2023, 11: 63261-63270.
- [24] DONG Q, WANG B, XIA L, et al. A virtual voltage field-weakening scheme of trajectory correction for PMSM model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3044-3056.
-
- 收稿日期:2023-10-04
收到修改稿日期:2023-12-01
作者简介:
李 敏(1979-),女,博士,教授,研究方向为电机控制与应用、无人机和无线传感器网络等,limin@cqupt.edu.cn;
*通信作者:李 敏(1979-),女,博士,教授,研究方向为电机控制与应用、无人机和无线传感器网络等,limin@cqupt.edu.cn。

Sensorless Vector Control of PMSM Based on Improved Sliding Mode with Variable Structure

LI Min^{*}, LI Linlin, ZHOU Junpeng

(Department of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Key words: permanent magnet synchronous motors; sliding mode controller; sliding mode observer; hyperbolic tangent function; fuzzy logic control

The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is widely used in industrial and residential applications due to its high power density and compact size, and the sliding mode control is adopted in non-inductive vector control of permanent magnet synchronous motors to achieve stronger robustness and faster response.

Aiming at the chattering caused by the traditional sliding mode control using the discontinuous sign function as the switching function, this paper proposes a sensorless vector control method based on an improved sliding mode control with variable structure for the permanent magnet synchronous motors to improve the static and dynamic performance of the system. The system model is shown in Fig.1, which includes an improved sliding mode observer (ISMO) and an improved sliding mode controller (ISMC).

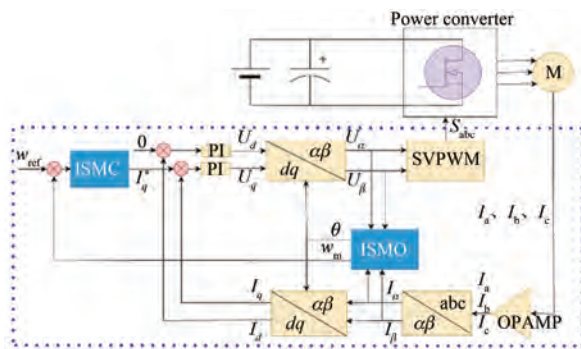


Fig. 1 Improved sliding mode variable structure sensorless vector control system block diagram

In order to reduce chattering caused by a fixed boundary layer thickness, the improved sliding mode observer and controller employ a continuous hyperbolic tangent function as the sliding mode surface switching function. Then, based on the magnitude of the error, the shape coefficient of the hyperbolic tangent function is adjusted through fuzzy logic to control the thickness of the boundary layer.

The simulation results show the effectiveness of the proposed scheme. As shown in Fig.2, the response speed of our ISMO and ISMC structures is comparable to that of ISMC and traditional SMO structures, and they are better than PI and SMO control structures. In terms of steady-state performance, the rotational speed error of ISMO and ISMC structures is ± 4 r/min, which is more stable than the other three compared schemes. Our proposal can improve the static and dynamic performance and weaken the chattering of the system.

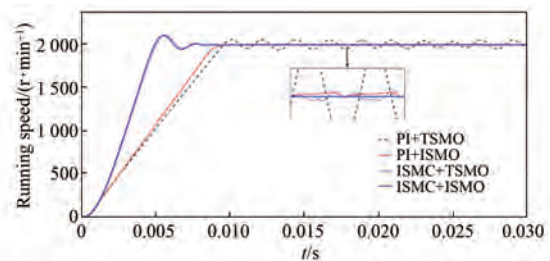


Fig. 2 Simulation results of four control methods at running speed of 2000 r/min