

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

杨成顺,华涛,戴宇辰,刘国富,黄宵宁,
张东东.
电动汽车用永磁同步电机宽速域抗干扰
滑模控制.
电机与控制应用,2021,48(12):21.



SEARI **NCMS** www.nems.com.cn

上電科 上科電機

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904

邮箱: wangcj@seari.com.cn

电动汽车用永磁同步电机宽速域 抗干扰滑模控制^{*}

杨成顺¹, 华涛¹, 戴宇辰², 刘国富¹, 黄宵宁¹, 张东东¹

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏南京 211167;

2. 武汉理工大学 自动化学院, 湖北武汉 430070)

摘要: 针对电动汽车内置式永磁同步电机(IPMSM)的宽速域鲁棒抗扰转速跟踪问题, 提出了一种高性能IPMSM非线性控制技术。其中采用最大转矩电流比(MTPA)方案和弱磁方案实现了IPMSM的宽速域运行, 并通过泰勒展开对算法进行了化简。考虑消除虚拟控制器的微分噪声, 引入二阶滑模微分器对其导数进行了估计, 并设计了误差补偿信号。此外, 为了提高系统在宽速域运行下的抗干扰能力, 设计了一种扰动观测器估计负载转矩, 对控制器进行了前馈补偿, 并结合积分滑模控制(SMC)增强了系统的鲁棒性。最后, 通过李雅普诺夫稳定性判据证明了系统的稳定性。基于FPGA搭建了IPMSM硬件在环(HIL)平台, 验证了本文设计的控制器具有优异的抗干扰能力和鲁棒性。

关键词: 电动汽车; 内置式永磁同步电机; 扰动观测器; 滑模控制; 宽调速范围

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)12-0021-09

doi: 10.12177/emca.2021.135

Wide Speed Domain Anti-Interference Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle^{*}

YANG Chengshun¹, HUA Tao¹, DAI Yuchen², LIU Guofu¹, HUANG Xiaoning¹, ZHANG Dongdong¹

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: Aiming at the wide speed range robust disturbance rejection speed tracking problem of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) in electric vehicles, a high performance IPMSM nonlinear control technology is proposed. The maximum torque per ampere (MTPA) scheme and flux weakening scheme are used to realize the wide speed range operation of IPMSM, and the algorithm is simplified by Taylor expansion. To eliminate the differential noise of the virtual controller, a second-order sliding mode differentiator is introduced to estimate its derivative, and an error compensation signal is designed. In addition, to improve the anti-interference ability of the system in the wide speed range, a disturbance observer is designed to estimate the load torque, the feedforward compensation is performed on the controller, and the integral sliding mode control (SMC) is combined to enhance the robustness of the system. Finally, the stability of the system is proved by Lyapunov stability criterion. The hardware in loop (HIL) platform of IPMSM is built based on FPGA, which verifies that the controller designed has excellent anti-interference ability and robustness.

收稿日期: 2021-09-22; 收到修改稿日期: 2021-11-15

*基金项目: 国家留学基金委资助项目(202106950045); 江苏省自然科学基金项目(BK20181021); 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心开放基金项目(XTCX201902)

作者简介: 杨成顺(1984—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为输配电工程。

戴宇辰(1992—), 男, 博士研究生, 研究方向为电气工程自动化。(通信作者)

Key words: electric vehicle; interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); disturbance observer; sliding mode control (SMC); wide speed range

0 引言

随着能源技术的不断发展,电动汽车以节能减排优势,成为交通领域绿色道路的重要一部分^[1-3]。近年来电力电子器件和永磁材料的快速进展,促进了永磁同步电机(PMSM)的工程应用。与其他交流电机相比,内置式永磁同步电机(IPMSM)表现出高效率、高功率密度、体积小和噪声小等优点^[4-6]。由于内置式转子结构的PMSM磁路气隙小、电枢反应强,在高速的情况下拥有磁阻转矩,具有优异的弱磁调速范围和电机效率,因此非常适用于电动汽车高转速大转矩运行的要求。

实际应用中,IPMSM 转速升高过程中,电机端电压不断升高,但由于受限于逆变器输出的最大电压,电动机电枢电流无法继续增大,因此转速将不能继续升高。为了满足电动汽车在逆变器容量和电机功率在额定情况下,具有较宽的调速范围,需要对 IPMSM 进行弱磁控制,达到电动汽车 IPMSM 宽速域范围运行的效果。与一般异步电机不同的是,IPMSM 励磁磁动势由永磁体产生,其磁链不可控,弱磁控制的原理为通过调节定子电流抵消部分转子永磁体磁链,降低单位转速产生的反电动势,从而提高 IPMSM 的调速范围。目前对 IPMSM 的弱磁控制方法已经有了相关研究。文献[7]提出了一种单电流调节器法,根据 d 轴电流和 q 轴电流之间的线性关系,舍去 q 轴电流控制器,通过 d 轴电流控制器进行弱磁控制,虽然优化了运行轨迹,但是输出转矩和调节效率降低了。文献[8-9]根据转矩曲线的切线方向和电压极限椭圆电压减小方向的角度,通过梯度下降法来寻找弱磁区域,控制方法可靠,但是计算复杂,实现难度大。文献[10]采用了 d 轴电流补偿的方法,当电流调节器输入的电压超过电压极限圆的幅值时,通过增大 d 轴负方向电流使定子电流重新回到电压极限圆中。这种补偿法鲁棒性强,并且易于实现。文献[10]在设计 d 轴控制器时,只考虑对额定转速下的 d 轴电流命令表达式进行求导代入,因此对弱磁方法需要进一步的研究。由此本文设计了一种宽速域范围的 d 轴控制器进

行弱磁控制。

此外,考虑到电动汽车在行驶过程中路况的复杂性,以及需要在起动、加速、减速等工况下频繁切换,导致 IPMSM 存在负载不确定波动的问题。文献[11]在设计控制器的过程中加入了扰动观测器,通过实时检测负载转矩,估计干扰并进行补偿,提高了系统的抗干扰能力。文献[12]设计了一种有限时间的扰动观测器,该扰动观测器的估计误差能在有限时间收敛。文献[13]提出一种自适应周期扰动观测器,通过构建扰动内模,能够准确地观测扰动。可以看出,扰动观测器在应对系统中的未知扰动方面具有优异的性能。在电动汽车的行驶中,由于路况等不确定因素的影响,负载转矩的变化具有一定的随机性。为此,本文设计了一种扰动观测器(DO)对电动汽车 IPMSM 控制器进行前馈补偿,抑制了负载转矩对电机转速跟踪性能的影响。

综上,为了提高电动汽车 IPMSM 宽速域范围运行下的驱动电机的抗干扰能力以及提高系统的鲁棒性,本文提出了一种基于最大转矩电流比(MTPA)结合弱磁(FW)控制的 IPMSM 宽调速范围运行的鲁棒非线性控制技术。本文所设计控制器具体表现在于:(1)采用 MTPA 结合 d 轴电流补偿的弱磁控制策略,并通过泰勒展开式对 d 轴电流全速域的表达式进行化简。(2)设计了一种二阶滑模微分器(SOSMD),避免传统反步控制器中对虚拟控制量直接求导。(3)设计了一种转矩的扰动观测器,通过前馈的方式补偿控制器,增强了系统的抗干扰能力。(4)为增强负载波动、参数扰动时的系统鲁棒性,在控制器设计中引入积分滑模面,并设计了一种新的趋近率降低了抖振。最后,搭建了基于 FPGA 的硬件在环(HIL)平台,验证了本文设计的控制器的控制效果。

1 IPMSM 的数学建模

电动汽车的电机驱动系统如图 1 所示。直流(DC)电源由电动汽车电池提供,DC 母线电容可以滤除高频电压波动,逆变器作为执行器用于电能转换。 d, q 旋转坐标系下的 IPMSM 动力学模型可以表示如下^[14]:

$$\dot{i}_q = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - P\omega_m L_d i_d - P\omega_m \varphi_f) \quad (1)$$

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + P\omega_m L_q i_q) \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (3)$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_m - T_L) \quad (4)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 分别为定子电流、定子电压在 d 、 q 轴的分量; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴同步电感; p 为极对数; φ_f 为永磁体磁链; ω_m 为转子机械角速度; B_m 为阻尼系数; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量。

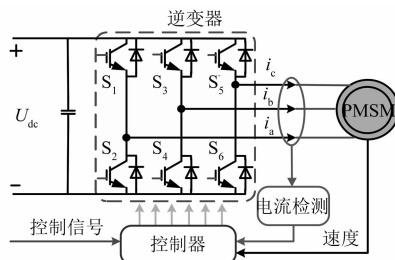


图 1 电动汽车电机驱动图

2 IPMSM 宽速域控制策略设计

为了保证电动汽车具有较宽的调速范围、更高效的利用效率、更好的抗干扰性能,需要通过不同的控制策略,实现电流轨迹变化和更好的动态性能。本文采用 MTPA 结合 FW 控制策略设计,在额定转速以下采用 MTPA 控制,在额定转速以上采用 FW 技术。

2.1 MTPA 控制策略

在额定转速以下时,为了提升 IPMSM 的稳态性能,电机运行于 MTPA 模式,其电流 i_d^d 的控制方程为

$$i_d^d = \frac{\varphi_f}{2(L_q - L_d)} - \frac{\varphi_f}{2(L_q - L_d)} \sqrt{1 + \frac{4(L_q - L_d)^2}{\varphi_f^2} i_q^2} \quad (5)$$

为了实现实时 MTPA 控制^[15],可以将式(5)中 i_d^d 的关系通过取 0 附近的 Taylor 级数展开简化为

$$i_d^d = \frac{\varphi_f}{2(L_q - L_d)} - \frac{\varphi_f}{2(L_q - L_d)} \times$$

$$\left[1 + \frac{2(L_q - L_d)^2}{\varphi_f^2} i_q^2 + o\left(\sqrt{1 + \frac{4(L_q - L_d)^2}{\varphi_f^2} i_q^2}\right) \right] \quad (6)$$

忽略关于 i_q 的高阶项,其电流 i_d^d 的控制方程可以简化为

$$i_d^d = -\frac{\varphi_f}{2(L_q - L_d)} i_q^2 \quad (7)$$

2.2 FW 控制策略

根据 IPMSM 弱磁控制原理,当电机转速升高造成参考电压矢量幅值大于逆变器输出电压的能力时,电机工作在 i_d - i_q 平面上位于电压限制椭圆外,因此要通过弱磁控制重新规划目标工作点的电流轨迹^[16]。根据本文采用的电机参数,定义特征电流为电压极限圆圆心的绝对值 φ_f/L_d 。当特征电流小于电流极限值,即 $\varphi_f/L_d < i_{lim}$,弱磁控制轨迹如图 2 所示。该弱磁过程分为两个阶段,在阶段 1 时根据给定转矩在 MTPA 模式下运行,阶段 2 为电流补偿的弱磁控制模式。

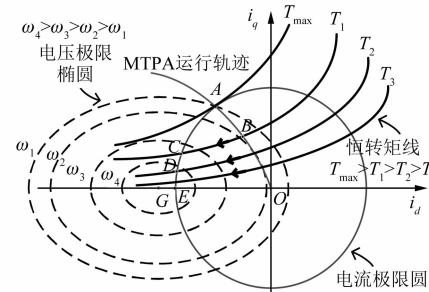


图 2 IPMSM 弱磁控制轨迹图

在额定转速以上, d 轴电流参考值 i_d^d 的控制方程由 FW 控制,其目的是将感应电动势始终保持在额定值。因此,FW 的算法是根据定子电压在 d 、 q 轴的电压矢量和所表示的定子相电压峰值开始的。

$$u_q^2 + u_d^2 \leq U_m^2 \quad (8)$$

在电机高速运行时,因为定子电阻上的压降和反电动势相比较小,所以忽略定子压降,根据式(1)、式(2)得到稳态条件下的 u_d 、 u_q 表达式,并代入式(8)中,得到简化表达式:

$$(-\omega_e L_q i_q)^2 + \omega_e^2 (L_d i_d + \varphi_f)^2 \leq U_m^2 \quad (9)$$

式中: ω_e 为转子电角速度; U_m 定子相电压峰值。

对式(9)进行求解,得到 i_d^d 在 FW 控制下的表达式:

$$i_d^d = -\frac{\varphi_f}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{U_m^2}{\omega_e^2} - (L_q i_q)^2} \quad (10)$$

将式(10)中 i_d^d 的关系进行 Taylor 化简^[17], 得到如下表达式:

$$i_d^d = -\frac{1}{L_d} \left(\varphi_f - \frac{U_m}{\omega_e} + \frac{L_q^2 i_q^2 \omega_e}{2U_m} \right) \quad (11)$$

因此, 式(7)和式(11)就构成了全速度范围下的 d 轴电流参考表达式, 通过 Taylor 级数展开的方法, 不仅拥有 d 轴电流补偿方法的弱磁控制效果, 而且简化了 d 轴电流参考值的设计。定义 d 轴电流参考值 i_d^d 表达式为复合函数:

$$i_d^d = (1 - x) \left[\frac{(L_q - L_d) i_q^2}{\varphi_f} \right] - \frac{x}{L_d} \left(\varphi_f - \frac{U_m}{\omega_e} + \frac{L_q^2 i_q^2 \omega_e}{2U_m} \right) \quad (12)$$

式中: $x(\omega_m) = \begin{cases} 0, & \omega_m \leq \omega_{rated} \\ 1, & \omega_m > \omega_{rated} \end{cases}$, ω_{rated} 为 IPMSM 的额定转速。

2.3 扰动观测器设计

考虑到 PMSM 运行过程中出现负载扰动^[18], 本文设计了一种扰动观测器。在如下控制器的设计中, $\hat{\Xi}$ 定义为变量 Ξ 的估计值, Ξ 为估计误差, 满足 $\hat{\Xi} = \Xi - \Xi$ 。对第 1 节所示的机械运动方程进行改进:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_m - T_L - T_d) \quad (13)$$

式(13)中考虑了负载扰动的影响, 定义 T_d 为负载扰动, 并定义 $T_\delta = T_L + T_d$ 。令 $\phi_\delta = -\frac{T_\delta}{J}$, 并将式(3)代入, 则式(13)可以进一步表示为

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] - B_m \omega_m \right\} + \varphi_\delta \quad (14)$$

根据式(1)、式(2)、式(14)将系统的动态模型改为如下形式

$$\dot{x} = f(x) + g u + d(t) \quad (15)$$

$$f(x) = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] - B_m \omega_m \right),$$

$$g = 0, d = [\phi_\delta, 0, 0]^T, x = [\omega_m, 0, 0]^T,$$

$$u = [u_q, u_d]^T \quad (16)$$

初始扰动观测器设计为

$$\dot{d} = -B \tilde{d} = -B(\hat{d} - d) \quad (17)$$

将式(15)代入式(17)中, 可得:

$$\dot{d} = -B \hat{d} + B[\dot{x} - f(x) - g u(t)] \quad (18)$$

由于式(18)中状态向量 x 的导数不能直接测量, 因此在推导过程中可能会放大噪声, 从而影响转矩扰动估计的精度。本文提出了辅助变量的概念, 以避免状态变量的推导。

$$\text{定义辅助变量 } \Gamma = \hat{d} - Bx, \dot{\Gamma} = \dot{\hat{d}} - \dot{B}x$$

因此式(18)改写为

$$\dot{\Gamma} = -B \hat{d} - B[f(x) + g u(t)] \quad (19)$$

因此改进后的 IPMSM 的扰动观测器可设计为

$$\begin{cases} \dot{\Gamma} = -B(\Gamma + Bx) - B[f(x) + g u(t)] \\ \hat{d} = \Gamma + Bx \end{cases} \quad (20)$$

本文设计了连续时间的扰动观测器, 通过辅助变量 Γ , 改进后的 DO 不需要计算状态变量 x 的导数就可以得到估计的扰动值, 因此不需要设计滤波环节, 简化了观测器的设计过程。

2.4 控制器设计

定义电机的转速跟踪误差为

$$z_1 = \omega_m - \omega_{mref} \quad (21)$$

为了保证 ω_m 能精确跟踪目标参考转速 ω_{mref} , 构建 Lyapunov 函数^[19]:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (22)$$

对 V_1 进行求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{mref}) = \\ &- K_1 z_1^2 + z_1 \left(\frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] - \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{J} B_m \omega_m + \varphi_\delta - \dot{\omega}_{mref} + K_1 z_1 \right) \end{aligned} \quad (23)$$

式中: K_1 为正常数, $K_1 > 0$ 。

虚拟控制器是反步法设计控制器的基本步骤, 类似于双环 PI 控制的外环控制, 现根据转速环设计的虚拟控制器构造的虚拟控制器为

$$\dot{i}_q^d = \frac{2}{3P} \frac{1}{(L_d - L_q) i_d + \varphi_f} \{ B_m \omega_m +$$

$$J \dot{\omega}_{mref} - J[\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] - JK_1 z_1 \} \quad (24)$$

式中: ρ 为扰动 φ_δ 的观测误差边界, 即满足 $|\tilde{d}_1| \leq \rho$ 。 $\hat{\rho}$ 是对 ρ 的估计值, 并且 $\dot{\hat{\rho}} =$

$L_1 \bar{z}_1 \text{sign}(\bar{z}_1) - w_1 \hat{\rho}, \varphi_1$ 和 w_1 是正常数。 \bar{z}_1 为考虑 SOSMD 误差后的新转速误差。 $\text{sign}(x)$ 为符号函数, 定义为, $\text{sign}(x) = \{1, x>0; 0, x=0; -1, x<0\}$ 。

在传统的反步控制器的设计中, 需要用到所设计的虚拟控制器的导数, 若直接求其导数, 那么将产生较大的噪声。为此, 本文设计了一种 SOSMD, 消除了微分膨胀问题。SOSMD 定义为

$$\begin{cases} \dot{\psi}_1 = \eta_1 \\ \eta_1 = -Q_1 |\psi_1 - \zeta_r|^{1/2} \text{sign}(\psi_1 - \zeta_r) + \psi_2 \\ \dot{\psi}_2 = -Q_2 \text{sign}(\psi_2 - \eta_1) \end{cases} \quad (25)$$

式中: Q_1 和 Q_2 为正常数; ζ_r 为 SOSMD 的输入信号, 即虚拟控制量 i_q^d ; $\psi_1 = i_q^e$ 和 $\eta_1 = i_q^e$ 分别为 ζ_r 和 $\dot{\zeta}_r$ 的估计值。

引入误差补偿信号 ξ , 定义如下

$$\dot{\xi} = -K_1 \xi + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f] (i_q^e - i_q^d) \quad (26)$$

重新定义跟踪误差为

$$\bar{z}_1 = z_1 - \xi, z_2 = i_q - i_q^e, z_3 = i_d - i_d^d \quad (27)$$

式中: i_q^e 为 q 轴电流参考值; i_d^d 为 d 轴电流参考值。

根据式(26)和式(27), \bar{z}_1 的导数可定义为

$$\begin{aligned} \dot{\bar{z}}_1 &= \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] - \frac{1}{J} B_m \omega_m + \phi_\delta - \\ &\quad \dot{\omega}_{m\text{ref}} + K_1 \xi - \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f] (i_q^e - i_q^d) \end{aligned} \quad (28)$$

为了稳定误差 z_1 , 构造 Lyapunov 函数 $V_2 = \frac{1}{2} \bar{z}_1^2$, 并对 V_2 进行求导:

$$\dot{V}_2 = -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f] \bar{z}_1 z_2 - \bar{z}_1 [\hat{\varphi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] \quad (29)$$

为了提升系统的鲁棒性, 在内环控制中引入积分滑模面, 定义 q 轴和 d 轴的滑模面为

$$\begin{cases} S_q = z_2 + c_2 \int_0^t z_2 dt \\ S_d = z_3 + c_3 \int_0^t z_3 dt \end{cases} \quad (30)$$

式中: c_2 和 c_3 为正的积分滑模参数。

为了削弱滑模抖振的影响, 本文采用光滑连续的 Sigmoid 函数, 即为式(31)的 $\text{sig}(x)$ 来代替传统的不连续符号函数 $\text{sign}(x)$ 。

$$\text{sig}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-Qx)} - 1 \quad (31)$$

式中: Q 为正常数, Q 决定了 Sigmoid 函数的收敛速度。

此外本文提出一种新的变参数滑模趋近率为

$$\begin{cases} \dot{S}_d = -K_2 |z_3|^{a_3} \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|^{-1})} S_d \\ \dot{S}_q = -K_4 |z_2|^{a_2} \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|^{-1})} S_q \end{cases} \quad (32)$$

式中: K_2, K_3, K_4, K_5 为正参数, $\lim_{t \rightarrow \infty} |S_d| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} |S_q| = 0$; $a_2, a_3, b_2, b_3 \in (0, 1)$, 其中 $\text{sig}(\cdot)$ 为新的符号函数。

根据 IPMSM 的数学模型, 可以得到式(30)的导数为

$$\begin{aligned} \dot{S}_q &= \dot{z}_2 + c_2 z_2 = \\ &\quad \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - P \omega_m L_d i_d + P \omega_m \varphi_f) - \\ &\quad i_q^e + c_2 z_2 \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_d &= \dot{z}_3 + c_3 z_3 = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + P \omega_m L_q i_q) - \\ &\quad i_d^d + c_3 z_3 \end{aligned} \quad (34)$$

构造 Lyapunov 函数为

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} S_d^2 + \frac{1}{2} S_q^2 \quad (35)$$

对式(35)进行求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + S_d \dot{S}_d + S_q \dot{S}_q = \\ &\quad -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f] \bar{z}_1 z_2 - \\ &\quad \bar{z}_1 [\hat{\varphi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] + \\ &\quad S_d \left[\frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + P \omega_m L_q i_q) - i_d^d + \right. \\ &\quad \left. c_3 z_3 + K_2 |z_3|^{a_3} \text{sig}(S_d) + K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|^{-1})} S_d \right] + \\ &\quad S_q \left[\frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - P \omega_m L_d i_d - P \omega_m \varphi_f) - i_q^e + c_2 z_2 + \right. \\ &\quad \left. K_4 |z_2|^{a_2} \text{sig}(S_q) + K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|^{-1})} S_q \right] - \\ &\quad K_2 |z_3|^{a_3} S_d \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|^{-1})} S_d^2 - \\ &\quad K_4 |z_2|^{a_2} S_q \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|^{-1})} S_q^2 \end{aligned} \quad (36)$$

依据 Lyapunov 稳定性定理, d 轴和 q 轴控制器分别设计为

$$u_d = R_s i_d - P\omega_m L_q i_q + L_d [\dot{i}_d^d - c_3 z_3 - K_2 |z_3|^{a_3} \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|+1)} S_d] \quad (37)$$

$$u_q = R_s i_q + P\omega_m L_d i_d + P\omega_m \varphi_f + L_q [\dot{i}_q^c - c_2 z_2 - K_4 |z_2|^{a_2} \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|+1)} S_q] \quad (38)$$

3 稳定性证明与分析

为了控制器的稳定性,重新选择 Lyapunov 函数

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2}(\tilde{\phi}_\delta^2 + \tilde{\rho}^2/L_1) =$$

$$\frac{1}{2}\bar{z}_1^2 + \frac{1}{2}S_d^2 + \frac{1}{2}S_q^2 + \frac{1}{2}(\tilde{\phi}_\delta^2 + \tilde{\rho}^2/L_1) \quad (39)$$

对式(39)进行求导:

$$\dot{V}_4 = \dot{V}_3 + \tilde{\phi}_\delta \dot{\tilde{\phi}}_\delta + \tilde{\rho} \dot{\tilde{\rho}}/L_1 \quad (40)$$

根据式(36)、式(37)和式(38),可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = & -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] \bar{z}_1 z_2 - \\ & \bar{z}_1 [\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] + \tilde{\phi}_\delta \dot{\tilde{\phi}}_\delta + \tilde{\rho} \dot{\tilde{\rho}}/L_1 \\ & K_2 |z_3|^{a_3} S_d \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|+1)} S_d^2 - \\ & K_4 |z_2|^{a_2} S_q \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|+1)} S_q^2 \end{aligned} \quad (41)$$

根据 2.4 节所定义的 $\dot{\tilde{\rho}}$,对式(41)中 $-\bar{z}_1[\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)]$ 具有以下不等式:

$$\begin{aligned} -\bar{z}_1[\hat{\phi}_\delta + \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1)] & \leqslant \\ |\bar{z}_1| |\hat{\phi}_\delta| - \bar{z}_1 \hat{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1) - \bar{z}_1 \tilde{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1) & \leqslant \\ -\bar{z}_1 \tilde{\rho} \text{sign}(\bar{z}_1) & \leqslant -\tilde{\rho} \dot{\tilde{\rho}}/L_1 - w_1 \tilde{\rho} \hat{\rho}/L_1 \end{aligned} \quad (42)$$

此外,为了消除式(41)中的耦合项 $\frac{3P}{2J}[(L_d - L_q) i_d + \phi_f] \bar{z}_1 z_2$, 定义 $0 < \alpha < 1$, 可以得到如下不等式关系:

$$\begin{aligned} -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] \bar{z}_1 z_2 & \leqslant \\ -K_1 \alpha |\bar{z}_1|^2 - K_1 (1 - \alpha) \bar{z}_1^2 + & \\ \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] |\bar{z}_1| |z_2| & \end{aligned} \quad (43)$$

$$\text{令 } \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] |\bar{z}_1| |z_2| - K_1 \alpha |\bar{z}_1|^2 \leqslant 0,$$

即满足 $|\bar{z}_1| \geqslant \frac{3P}{2K_1 J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] |z_2|$, 则得到

$$\begin{aligned} -K_1 \bar{z}_1^2 + \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d + \phi_f] \bar{z}_1 z_2 & \leqslant \\ -K_1 (1 - \alpha) \bar{z}_1^2 & \end{aligned} \quad (44)$$

显然,通过调整参数 K_1 是可以满足上述情况的。然后将式(42)和式(44)代入到式(39)中,可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 & \leqslant -K_1 (1 - \alpha) \bar{z}_1^2 - w_1 \tilde{\rho} \hat{\rho}/L_1 + \tilde{\phi}_\delta \dot{\tilde{\phi}}_\delta - \\ K_2 |z_3|^{a_3} S_d \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|+1)} S_d^2 - \\ K_4 |z_2|^{a_2} S_q \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|+1)} S_q^2 & \end{aligned} \quad (45)$$

根据杨氏不等式,对于 $-w_1 \tilde{\rho} \hat{\rho}/L_1$ 可得到以下不等式:

$$-w_1 \tilde{\rho} \hat{\rho}/L_1 \leqslant -w_1 \tilde{\rho}^2/2L_1 + w_1 \rho^2/2L_1 \quad (46)$$

因此,根据设计的扰动观测 $\dot{\tilde{\phi}}_\delta = -B\tilde{\phi}_\delta$, 并将式(46)代入式(45)后改写成:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 & \leqslant -K_1 (1 - \alpha) \bar{z}_1^2 - \\ w_1 \tilde{\rho}^2/2L_1 + w_1 \rho^2/2L_1 - B\tilde{\phi}_\delta^2 - \\ K_2 |z_3|^{a_3} S_d \text{sig}(S_d) - K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|+1)} S_d^2 - \\ K_4 |z_2|^{a_2} S_q \text{sig}(S_q) - K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|+1)} S_q^2 & \leqslant \\ -\kappa V_4 + v & \end{aligned} \quad (47)$$

式中: $\kappa = \min\{2K_1(1 - \alpha), 2K_3 |S_d|^{b_3 \text{sig}(|S_d|+1)},$

$2K_5 |S_q|^{b_2 \text{sig}(|S_q|+1)}, 2B, w_1\}$, $v = w_1 \rho^2/2L_1$ 。

因此对于 $\forall t \geqslant t_0$, 求解式(47)可以得到:

$$\begin{aligned} V_4(t) & \leqslant \left(V_4(t_0) - \frac{v}{\kappa} \right) e^{-\kappa(t-t_0)} + \frac{v}{\kappa} \leqslant \\ V_4(t_0) + \frac{v}{\kappa} & \end{aligned} \quad (48)$$

此外,根据文献[20]可知, SOSMD 的滤波误差是有界的,因此补偿跟踪误差也是有界的,说明控制系统中所有信号均可以看作是半全局一致有界。

4 试验结果与分析

搭建了基于 FPGA 的电动汽车 IPMSM HIL 平台,验证了提出的 IPMSM 弱磁控制策略和基于扰动观测器的滑模控制(SMC)策略,HIL 平台如图 3 所示。实时实现平台采用 FPGA+dSPACE 架构。其中 dSPACE 作为控制器,FPGA 用来模拟

逆变器和PMSM的运行。所使用的dSPACE包括DS1202基板和DS1302 I/O板,可以实现实时控制系统的构建。FPGA板由Cyclone IV E:EP4CE115F23I7器件、48 MHz时钟和12个12位数模转换器(DAC)通道组成,可实现强大的并行实时计算功能。

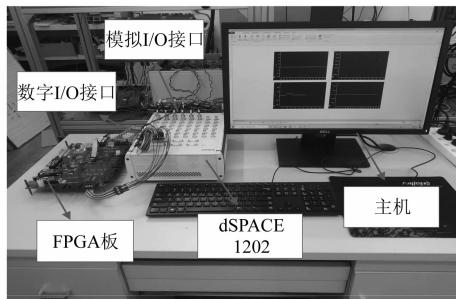


图3 基于FPGA的HIL平台

在FPGA程序中模拟了逆变器和IPMSM的工作原理,并实时计算了逆变器的输出电压、定子电流、转速、电磁转矩。此外,还模拟了逆变器的死区时间和晶体管的通断电压降,以尽可能模拟真实系统的运行。IPMSM的参数如表1所示,本文设计的控制器参数如表2所示。此外,控制器步长设置为50 μs;IGBT的导通电压降为1.8 V;死区时间为2 μs;二极管的通断电压降设置为0.7 V。

表1 IPMSM参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.006 56
q 轴电感 L_q/H	0.000 7
d 轴电感 L_d/H	0.000 28
极对数 p	6
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	2
永磁体磁链 φ_f/Wb	0.185 61
阻尼系数 $B_m/(N \cdot m \cdot s^{-1} \cdot rad^{-1})$	0.001
额定功率 P_e/kW	90
额定转速 $n_e/(r \cdot min^{-1})$	2 400
额定转矩 $T_e/(N \cdot m)$	300
额定相电压 U_N/V	160

表2 控制器整定参数

参数名称	参数值
K_1, K_2, K_3, K_4, K_5	150, 20 000, 1 200, 12 000, 400
Q_1, Q_2, c_1, c_2	8 000, 550, 100, 100
a_2, a_3, b_2, b_3	0.5, 0.5, 0.8, 0.4
h, b	5, 150

为了验证本文提出的MTPA控制结合 d 轴电流补偿的弱磁控制策略的正确性,通过HIL平台开展试验研究,模拟电动汽车变速时牵引电机的转速跟踪性能和抗扰动能力。

首先将本控制策略与常规MTPA和 d 轴电流置零的控制方式在基速下进行对比。由图4对比看出,在基速以下,本文设计的控制策略起动速度最快,响应时间更短,MTPA控制和 $i_d=0$ 的控制方法在起动时会有一个很小的延迟,其中 $i_d=0$ 的控制方法在起动时会有一个较小的波动。当电机从零速上升到参考转速1 000 r/min时,MTPA控制和 $i_d=0$ 的控制方法会有一些超调量,本文的控制策略基本无超调,具有较好的动态性能。其中在4 s时,加入了一个扰动信号,在 $i_d=0$ 的控制方法和MTPA控制下,电机转速出现一个较为明显的速度变化波动,而本文的控制策略下,电机转速几乎没有波动,保持给定的转速运行,具有优异的抗扰鲁棒性。

此外试验比较了在恒定转矩下,IPMSM在三种控制策略所能达到的最大转速范围,如图5所示,通过对比分析可以看出,本文的控制策略在拖动额定转矩下具有更好的起动相应速度,调节时间短,相比常规的MTPA和 $i_d=0$ 的控制方法,转速范围扩大了两倍以上,拥有更好的调速范围。

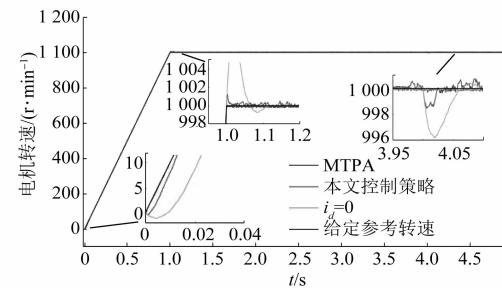


图4 基速下电机转速跟踪波形图

为了验证本文提出控制器的优越性,对比文献[21]中工业最常见的PI控制方法和文献[22]中传统的传统指令滤波反步控制(CBC)控制,将三者的性能进行了试验比较。三种控制器都是在额定转速2 400 r/min以下,采用MTPA方法控制,在额定转速以上,通过 d 轴电流补偿的方法进行FW控制,并且同时动态的改变电机的给定转矩。由图6的仿真结果看出,当电机从起动加

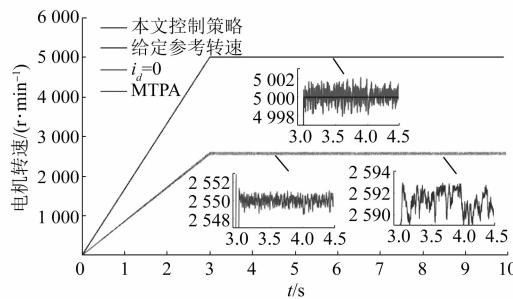


图 5 三种控制方法下电机转速范围波形图

速到给定参考转速时,开始时电机有一些超调量,但与 PI 控制器和 CBC 相比,本文的控制器动态响应速度快,基本无超调。并且在突然增加负载时,在该控制器下,IPMSM 转速基本无明显变化,收敛时间要短于 PI 和 CBC 控制器,具有更好的抗干扰能力和鲁棒性。

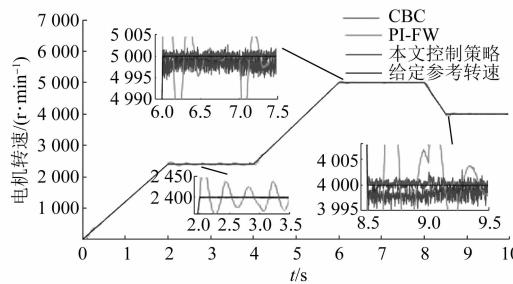


图 6 三种控制器转速跟踪对比波形图

由图 6 可以看出,当转速逐渐增加时,本文设计的控制器实际转速与给定转速保持较高的一致性,转速跟踪平滑,并且在弱磁控制下电机调速范围扩大了两倍以上。

图 7 为 i_d 、 i_q 电流波形,可以看出在 4 s 时 d 轴电流开始负向增加, q 轴电流随之减少,电机进入弱磁模式。从 d 轴电流的波形图看出,并根据式(12),在切换点变化过程中 d 轴电流值是不相等的,从 -100 反向增加到 -300,但是转速在切换点没有明显波动。其目的是反向提高 d 轴电流抵消部分转子永磁体磁链,从而继续在满足电压极圆的条件下进一步增加转速。由图 8 可以看出,在转矩阶跃变化后,系统能快速收敛,由于引入了积分滑模抗干扰能力进一步加强,且在高速运行下扰动观测器误差约为 0.1 N·m,鲁棒性强。

图 9 表示 SOSMD 输入信号 i_q^d 和输出信号 i_q^c 的曲线,在转速大幅变化时,输入信号会产生较大

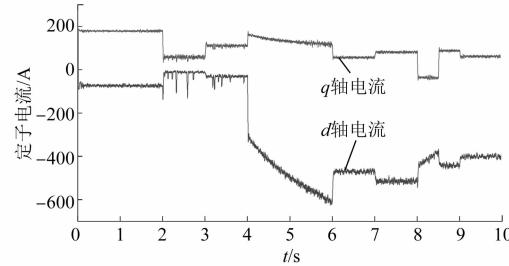


图 7 定子电流波形图

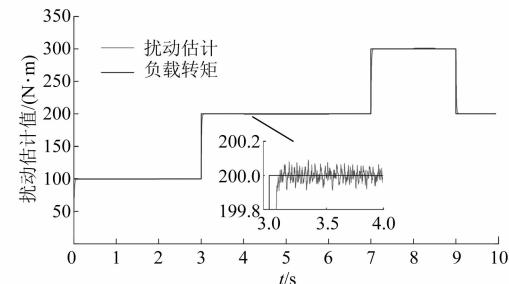


图 8 扰动观测器跟踪负载波形图

的变化,SOSMD 能有效地追踪输入输出信号的变化,降低超调,解决控制器积分膨胀的问题。通过对图中输入输出信号,本文设计的 SOSMD 对信号具有滤波效果,并且能稳定跟踪。

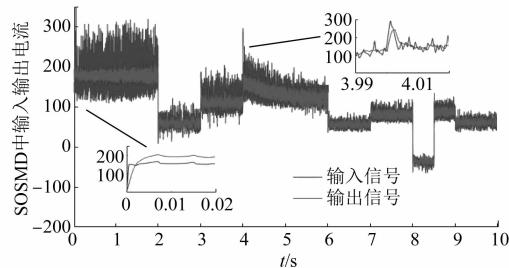


图 9 SOSMD 输入输出信号

5 结语

本文对电动汽车 IPMSM 宽速域控制问题进行了研究,设计了一种基于转矩观测器的反步积分 SMC 控制器。基于极限圆设计了 MTPA 和 FW 算法,增加 IPMSM 调速范围。使用 SOSMD 有效避免了反步设计中的计算膨胀问题。同时设计了 DO 和积分滑模面增强了系统的抗干扰能力和鲁棒性。通过 HIL 验证表明,本文设计的控制器扩大了 IPMSM 调速范围并能对其转速进行稳定跟踪,在电机运行过程中,收敛速度快,基本无超调。

本文控制方法比传统的 PI 控制器和 CBC 调节时间更短, 在负载扰动下, 系统鲁棒性更好。同时, 电机能够实现从 MTPA 到 FW 控制平滑、快速的切换, 为提高电动汽车用 IPMSM 宽调速范围下的控制性能提供了可行方案。

【参考文献】

- [1] 黄其, 陈翔, 罗玲, 等. 电动汽车用永磁同步电机控制器设计 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 84.
- [2] 江海龙, 殷晓晨, 李呈祥. 新能源汽车造型设计趋势研究 [J]. 设计, 2021, 34(13): 8.
- [3] CHAU K T, CHAN C C, LIU C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2246.
- [4] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29.
- [5] 杨朝江, 马家庆, 谢政秀. PMSM 精确反馈线性化的稳速控制 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(10): 37.
- [6] 张晓, 史军伟, 王越, 等. 内置式永磁同步电机精确参数的 MTPA 控制 [J/OL]. 电测与仪表, 2021 [2021-11-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.th.20210531.1455.006.html>.
- [7] LI X, LIU C, WU S, et al. Sliding-mode flux-weakening control with only single current regulator for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Access, 2019, 7: 131616.
- [8] YOON Y, LEE W, SUL S. New flux weakening control for high saliency interior permanent magnet synchronous machine without any tables [C] // 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.
- [9] 宋昱霖. 新能源汽车永磁同步电机驱动控制系统设计 [D]. 长春: 中国科学院大学(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所), 2021.
- [10] SCHOONHOVEN G, UDDIN M N. MTPA- and FW-based robust nonlinear speed control of IPMSM drive using Lyapunov stability criterion [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4365.
- [11] LIU X, YU H, YU J, et al. Combined speed and current terminal sliding mode control with nonlinear disturbance observer for PMSM drive [J]. IEEE Access, 2018, 6: 29594.
- [12] BAYAT F, MOBAYEN S, JAVADI S. Finite-time tracking control of n th-order chained-form nonholonomic systems in the presence of disturbances [J]. ISA Transactions, 2016, 63: 78.
- [13] 金童. 基于自适应周期扰动观测器的永磁同步电机控制系统研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
- [14] DAI Y, NI S, XU D, et al. Disturbance-observer based prescribed-performance fuzzy sliding mode control for PMSM in electric vehicles [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2021, 104: 104361.
- [15] 李长红, 陈明俊, 吴小役. PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005(21): 172.
- [16] 赵其进, 廖自力, 苗成林, 等. 电传动车辆轮毂电机恒转矩弱磁控制策略 [J]. 浙江大学学报(工学版), 2021, 55(1): 195.
- [17] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270.
- [18] DAI Y, ZHANG L, LIU G, et al. Finite-time disturbance observer-based funnel voltage control strategy for vehicle-to-grid inverter in islanded mode [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part I Journal of Systems and Control Engineering, 2021. doi: 10.1177/09596518211017343.
- [19] DAI Y, ZHANG L, LIU G, et al. Prescribed-performance based finite-time adaptive fuzzy control for PV inverter in islanded systems [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 133: 107254.
- [20] YANG C, NI S, DAI Y, et al. Anti-disturbance finite-time adaptive sliding mode backstepping control for PV inverter in master-slave-organized islanded microgrid [J]. Energies, 2020, 13(17): 4490.
- [21] 吴爱华, 赵不贿, 茅靖峰, 等. 基于转矩观测器的垂直轴风力发电最大功率跟踪反演控制 [J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 7.
- [22] 戴宇辰, 许德智, 杨中亚, 等. 带有指令滤波的孤岛分布式能源系统反步控制 [J]. 济南大学学报(自然科学版), 2018, 32(5): 377.