

基于MTPA的永磁同步磁阻电机控制策略研究

代锦¹, 吴宇恒², 樊利康^{1,2}

1. 富临精工股份有限公司, 四川绵阳

2. 西华大学, 四川成都

DOI:10.62836/gse.v3i2.1324

摘要: 针对机器人电关节控制系统输出效率高、可靠性高、低成本的要求和现有控制技术的不足, 本文对永磁同步磁阻电机控制策略进行研究, 并提出改进方法: 根据永磁同步磁阻电机的特性, 确定基于MTPA的矢量控制, 针对MTPA实时计算量大的缺点, 设计一种基于线性插值查表法的MTPA控制策略, 降低控制系统的计算成本; 针对传统滑模观测器存在的高频抖振问题, 采用光滑连续的sigmoid函数替代符号开关函数, 并设计锁相环系统替代传统的反正切函数法, 削弱滑模抖振对转子位置估计的影响, 提高观测精度; 针对传统滑模观测器在电机零低速时转子位置难以观测的缺点, 采用三段式启动策略, 实现电机在零低速时的控制。仿真和实验表明, 本文设计的控制策略使得电机具有良好的带载能力、稳态性能、动态性能, 验证了本文所研究的永磁同步磁阻电机控制策略的优越性、电机控制系统软硬件设计的合理性。

关键词: 机器人电关节; 永磁同步磁阻电机; 最大转矩电流比控制; 无位置传感器控制; 滑模观测器

Research on Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Reluctance Motor Based on MTPA

Jin Dai¹, Yuheng Wu², Likang Fan^{1,2}

1. Fulin Precision Co., Ltd., Mianyang, Sichuan

2. Xihua University, Chengdu, Sichuan

Abstract: In response to the requirements of high output efficiency, high reliability and low cost for the robot electric joint control system of new energy vehicles, as well as the shortcomings of existing control technologies, this paper conducts research on the permanent magnet synchronous reluctance motor control system and proposes some improvement methods. A MTPA control strategy based on linear interpolation lookup table method was designed, which took into account the characteristics of permanent magnet synchronous reluctance motor and the computational cost of the system. In response to the disadvantage of large real-time computation of MTPA; In response to the high-frequency chattering problem of traditional sliding mode observers, a smooth and continuous sigmoid function was adopted instead of the symbol switching function, and a phase-locked loop system

*基金项目: 本研究受中央引导地方资金项目——《人形机器人高功率密度轴向磁通电关节研发与应用》资助, 编号(2025ZYDF094)。

作者简介: 代锦 (1987-), 男, 汉族, 四川雅安人, 博士, 高级工程师; 研究方向: 永磁同步电机控制。E-mail: jg_daijin@fulinpm.com。

was designed to replace the traditional arctangent function method, weakening the influence of sliding mode chattering on rotor position estimation and improving observation accuracy. Considering the difficulty of observing the rotor position of traditional sliding mode observers at zero low speed, a three-stage starting strategy was adopted to achieve control of the motor at zero low speed. Simulation and experiments have shown that the electronic control strategy designed in this paper enables the motor to have good load capacity, steady-state performance and dynamic performance, verifying the superiority of the permanent magnet synchronous reluctance motor control strategy studied in this paper and the rationality of the software and hardware design of the motor control system.

Keywords: robot electric joint control system; permanent magnet synchronous reluctance motor; MTPA; sensorless control; SMO

1 引言

机器人电关节控制系统的核心部件永磁同步电机在整套机器人关节驱动系统中起到输出扭矩、驱动关节完成高精度运动以调控机器人作业姿态与负载输出的作用。电机的精准伺服控制，有助于提升机器人电关节模组整体运行效率，并有助于延长工业机器人整机的服役使用寿命[1]。永磁同步磁阻电机（PMSRM）融合永磁同步电机（PMSM）与同步磁阻电机（SynRM）的特性，在工业应用、机器人等领域近年来获得了国内外学者的广泛关注[2]。

永磁同步磁阻电机[3]是一个非线性的系统，这使得简单的线性控制方法无法满足电机运行的需求。尽管永磁同步磁阻电机与内置式永磁同步电机在矢量控制思路[4]上存在相似之处，但由于两者在结构上存在差异，当采用相同的控制策略时，所表现出的性能可能会不同。最大转矩电流比控制[5](Maximum torque per ampere, MTPA)可以通过对直轴电流和交轴电流的合理分配，以实现永磁同步磁阻电机在单位电流下的最大的转矩输出。文献[6]拟合了MTPA控制下转矩与电流之间的函数关系，简化了工程实现的复杂度。文献[7]利用非线性约束优化问题将MTPA中的电流的动态响应制成表格来精确地表达转矩与磁通的变

化。文献[8]则将MTPA控制与弱磁控制相结合，离线生成电流查询表，保证实际转速与需求转矩的快速响应，降低计算量。文献[9]引入了包含傅里叶分析环节的自校正算法的MTPA控制，通过定时校正控制，降低了转矩波动，提高了控制精度。此外，在MTPA的每个采样周期都需要通过光电编码器获得转子位置和速度信号，但安装机械位置传感器会使电机尺寸增大、结构复杂和成本增加，另外传感器受环境、磁链饱和度及使用寿命的影响，位置观测精度降低，影响系统可靠性。

本课题以设计的一款450W机器人电关节用永磁同步磁阻电机作为控制对象，结合控制系统对输出效率高、可靠性高、低成本的要求和现有控制技术的不足，对MTPA控制、无位置传感器控制进行研究。通过结合改进的滑模观测器无位置传感器控制方法，设计基于线性插值的查表法MTPA和电机控制系统的软硬件，通过台架试验，验证本文所提出控制方法的合理性。

2 永磁同步磁阻电机矢量控制

2.1 永磁同步磁阻电机数学模型

永磁同步磁阻电机是在同步磁阻电机转子铁心中的空气磁障位置处加入了永磁体而得到的，其结构示意图如图1所示。

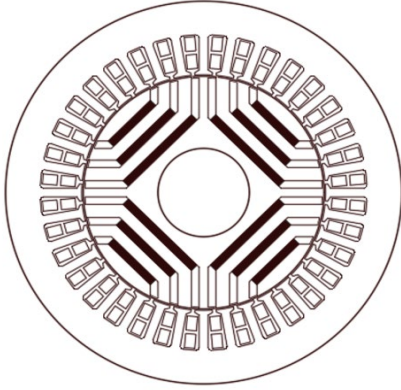


图1. 永磁同步磁阻电机结构示意图

永磁同步磁阻电机在同步磁阻电机转子铁心中的空气磁障位置处加入了导磁能力和空气接近的永磁体，永磁体产生的永磁磁场和定子磁场相互作用产生永磁转矩，相比于没有永磁转矩的同步磁阻电机，在相同大小的定子电流作用下，永磁同步磁阻电机产生的电磁转矩更大。本文中定义永磁体磁链的正方向为永磁同步磁阻电机直轴(d轴)，交轴(q轴)为磁阻较小的路径所在的位置。

为了简化分析过程，假设理想的永磁同步磁阻电机模型，模型应满足以下条件：

- (1)忽略空间谐波的影响。
- (2)忽略磁路的饱和效应，各绕组的自感和互感都是恒定的。
- (3)忽略铁心的损耗。
- (4)忽略频率和温度变化对绕组电阻的影响。

基于以上假设，可列写永磁辅助同步磁阻电机d、q轴坐标系的电压、磁链、电磁转矩方程如下：

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

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

2.2 矢量控制

矢量控制的基本思想在于利用坐标变换，将定子三相电流精准地拆分为直轴电流和交轴电流两个

垂直分量，这两个分量相互独立，互不干扰，使电机能够实现解耦控制。通过控制直轴电流和交轴电流的大小，则能够精确地控制电机的输出转矩，获得类似于直流电机的控制特性[5]。矢量控制闭环系统框图如图2所示。

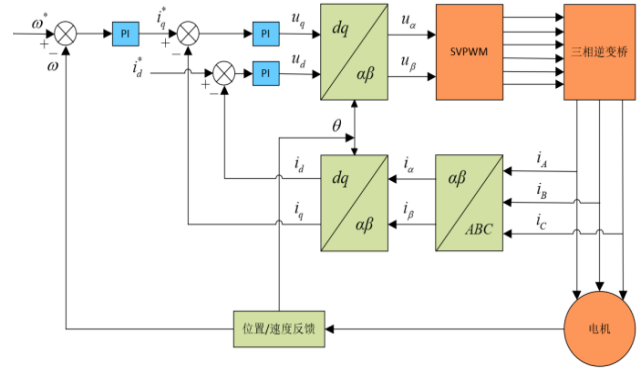


图2. 矢量控制闭环系统框图

矢量控制的闭环系统主要包括位置/速度反馈和电流检测、转速环PI调节、电流环PI调节、坐标变换、SVPWM、逆变器。在闭环系统运行过程中，由控制单元首先设定一个目标转速 ω^* ，这个目标值与实际转速 ω 作差，作差结果被送入转速PI控制器，转速PI控制器根据作差结果计算出直轴电流目标值 i_d^* ，并人为给定交轴电流目标值 i_q^* 。将dq轴电流目标值 i_d^* 、 i_q^* 与实际值 i_d 、 i_q 作差，作差结果分别通过对应的电流PI控制器进行处理，并输出 u_d 和 u_q ，随后被送入SVPWM模块生成PWM波形，这些波形被提供给逆变器电路，用以驱动电机。整个流程实现了对电机的精确控制，确保电机的实际转速与设定值保持一致。

3 最大转矩电流比控制策略研究

3.1 最大转矩电流比控制原理

最大转矩电流比控制(Maximum torque per ampere, MTPA)是一种通过合理分配 i_d 和 i_q 来实现电机在输入单位电流时输出最大转矩的控制方法[10]。在永磁同步磁阻电机中，铜耗在电机损耗中所占比重较大，采用MTPA控制策略有利于在电机输出相同的情况下尽可能减小定子电流，从而降低定子铜损耗、节约逆变器容量，并提高电机的运行效率[11]。

将电磁转矩视作不变的约束条件，求解使定子电流最小的极值点。通过计算可以得到 i_d 、 i_q 与 T_e 之间的函数关系：

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4i_q^2(L_d - L_q)^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (4)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{\frac{4}{9}T_e^2 - \frac{2}{3}T_e\psi_f i_q p_n}{p_n^2(L_d - L_q)^2}} \quad (5)$$

通过在线求解公式(4)、(5)的方式实现MTPA控制，此方法虽然数学上可行，但其计算过程比较复杂，对控制芯片的计算能力有很高的要求。对于计算能力较弱的芯片，可能难以在一个电流环周期内完成此类计算，因此，这种在线求解公式的方法不利于工程实现[12]。

3.2 线性插值查表法MTPA控制

令电磁转矩 T_e 作为输入量，以定转矩步长增加至转矩峰值，得到 n 个 T_e ，根据公式(5)计算这 n 个 T_e 对应的交轴电流 i_q ，再根据公式(4)计算出直轴电流 i_d ，得到 n 组 (T_e, i_d, i_q) 关系。其中需要对 T_e 增加的步长进行选取，步长越大，控制精度越低，步长越小，查询表数据越多，控制精度越高，但受限于主控芯片内存，步长不能过小。

根据实际电关节用电机参数，利用MATLAB编写M语言计算程序计算得出 n 组 (T_e, i_d, i_q) 关系作为电流查询表，并将其以数组的形式存入控制器的软件中。图3为查表法MTPA控制下电磁转矩 T_e 对应的直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q 关系轨迹。

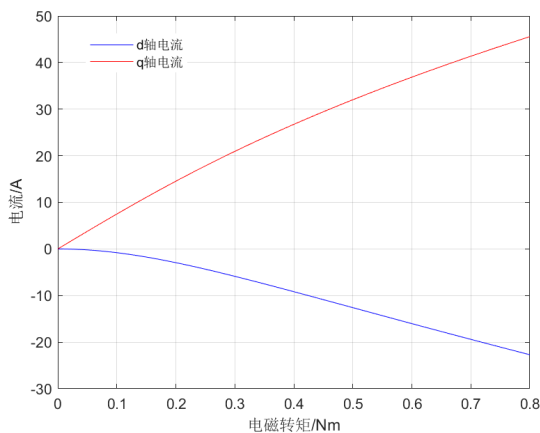


图3. 查表法MTPA i_d 、 i_q 轨迹

仅靠上文计算得到的 n 组离散的数据还无法在控制器的软件程序中实现查表法MTPA，因为输入的电磁转矩是连续的，电磁转矩的值不一定能在上文计算得到的 n 组 (T_e, i_d, i_q) 关系中找到。本章设计一种简单而有效的一次线性插值法，其目的是在相邻的两个电磁转矩值之间建立一次函数多项式，用于近似计算电流查询表中两个电磁转矩之间的数值，确保所有输入的电磁转矩都能够在电流查询表中找到对应的直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q 。

$$\begin{cases} i_d = T_e(k) - \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{i_d(k+1) - i_d(k)} + \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{i_d(k+1) - i_d(k)} T_e^* \\ i_q = T_e(k) - \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{i_q(k+1) - i_q(k)} + \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{i_q(k+1) - i_q(k)} T_e^* \end{cases} \quad (6)$$

式中： $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 为第 k 个点 $T_e(k)$ 对应的直轴电流和交轴电流。查表过程中，若 $T_e^* > T_e(n)$ 即输入电磁转矩大于电流查询表中的最大的电磁转矩值，则限制 T_e^* 为 $T_e(n)$ ，即 $T_e^* = T_e(n)$ ， $i_d = i_d(n)$ ， $i_q = i_q(n)$ 。

通过公式(6)可知，利用一次线性插值的查表法MTPA控制计算量相对于通过公式在线求解的方法小很多，其算法流程如图4所示。输入期望电磁转矩 T_e ，并且规定 $T_e > 0$ ，将 T_e 与表中的数据进行对比，并进行插值计算。若输入的电磁转矩 T_e 大于表中的最大值，即 $T_e > T_e(n)$ ，则限定 T_e 为表中最大值 $T_e(n)$ ，通过这种方式，对于任何输入的大于等于0的电磁转矩 T_e 都能输出相应的电流。

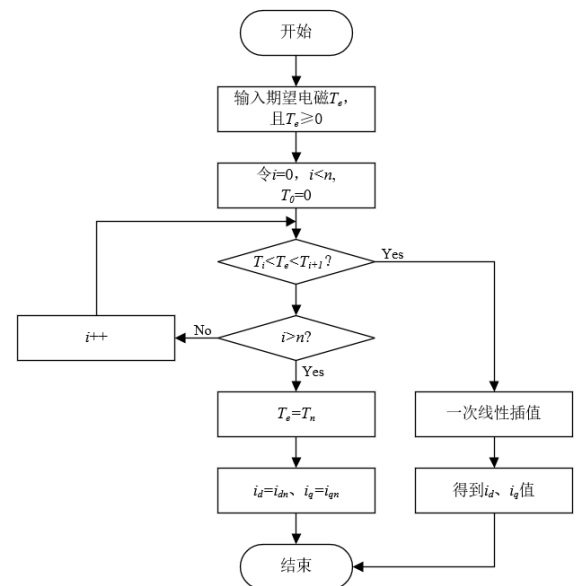


图4. 线性插值查表法MTPA控制算法流程图

4 基于改进滑模观测器的无位置传感器控制研究

在永磁同步磁阻电机MTPA控制系统中，转子的位置信息不仅是双闭环控制系统中反馈环节的关键输入，同时也是进行Park变换及其逆变换所必需的重要参数，通常转子的位置信息通过安装位置传感器获取，但位置传感器会增加系统的体积、成本及复杂性，且会降低系统在复杂工况下的可靠性[13]。为了进一步降低电关节成本，提高电机在复杂工况下的可靠性，本章对永磁同步磁阻电机的无位置传感器控制策略进行研究。

4.1 传统的滑模观测器

重写 α β 坐标系下的电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_q & \omega(L_d - L_q) \\ \omega(L_d - L_q) & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中： E_α 、 E_β 是反电动势在 α β 轴上的分量：

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(\omega i_d - p i_q) + \omega \psi_f \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过公式(7)和(8)得到电流状态方程：

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

构造电流滑模观测器方程如下所示：

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

电流的误差方程为：

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha - e_\alpha \\ E_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中：

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \end{cases} \quad (12)$$

传统的滑模观测器采用了符号函数 $\text{sign}(x)$ 作为切换函数：

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ 0, x = 0 \\ -1, x < 0 \end{cases} \quad (13)$$

图5是 $\text{sign}(x)$ 函数曲线图：

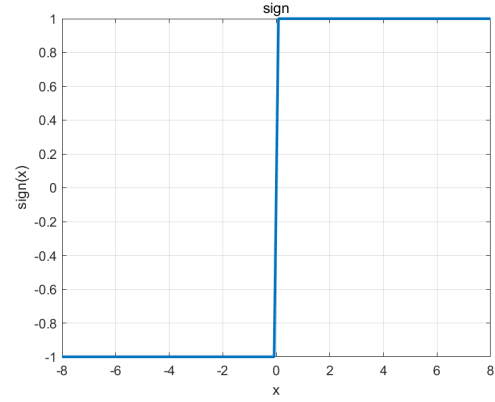


图5. $\text{sign}(x)$ 函数曲线图

设计滑模控制律为：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ K \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} \quad (14)$$

通过选取合适的 K ，就可以得到估算的反电动势 e_α 、 e_β 。

当观测器的状态变量接近滑模面时，理想状态下电流观测值与电流实际值满足：

$$\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0 \quad (15)$$

此时：

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

在多次往复运动后，系统最终会在预设的滑模面上达到收敛状态。但在初次接触滑模面时，可能会出现类似超调的现象，即运动点在滑模面附近以高频率进行上下滑动。因此，滑模面的设计对整体控制效果具有重要影响，同时，由于系统固有特性的影响，还可能出现一定程度的抖振现象[14]。

另一方面，永磁同步磁阻电机的反电动势中包含了转子位置和转速信息，为了获取这些信息，将反电动势通过低通滤波器(LPF)进行处理，以便更准确地提取转速和转子位置信息[15]。这一过程可表述为如下：

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中： ω_c 为低通滤波器的截止频率，通过低

通滤波器处理的反电动势存在相位延迟问题，一般需要对输出转子位置信息进行补偿，经过补偿后，本文利用反正切函数来求得转子电角度的估计值：

$$\hat{\theta}_e = -\arctan\left(\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_e}\right) \quad (18)$$

对式(18)求微分可以获得转速信息：

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{E_\alpha^2 + E_\beta^2}}{\psi_f} \quad (19)$$

综上所述，滑模控制在滑动模态下伴随着高频抖动，导致其实际应用中存在固有的误差和滞后性[16]。此外，低通滤波器会带来相位延迟的影响，这些误差和延迟带来的噪声会在反正切函数中被放大，影响观测精度。图6为传统滑模观测器原理图。

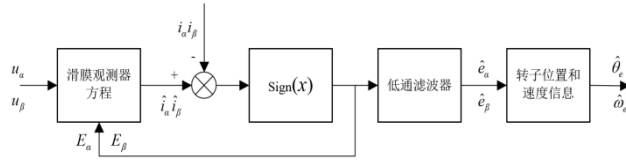


图6. 传统滑模观测器原理图

4.2 改进的滑模观测器

传统滑模观测器会产生高频抖振，这种抖振会造成电关节的控制精度下降，为了规避这种抖振带来的影响，设计一种改进的滑模观测器，采用 \$\text{sigmoid}(x)\$ 代替传统的符号函数 \$\text{sign}(x)\$ 作为滑模控制函数，为了减少反电动势在反正切函数运算中造成的抖动放大，采用数字锁相环(PLL)代替反正切函数计算转子角度。

使用符号函数后，传统的滑模观测器会有较大的抖振，因此用光滑连续的 \$\text{sigmoid}(x)\$ 函数来替代传统开关函数 \$\text{sign}(x)\$，使滑模切换的控制函数不仅拥有符号函数的开关特性，而且能简单的实现抖振现象的有效抑制，\$\text{sigmoid}(x)\$ 函数式为：

$$\text{sigmoid}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-ax)} - 1 \quad (20)$$

式中：\$a\$ 的值决定函数的收敛特性。

图7是 \$\text{sigmoid}(x)\$ 函数曲线图：

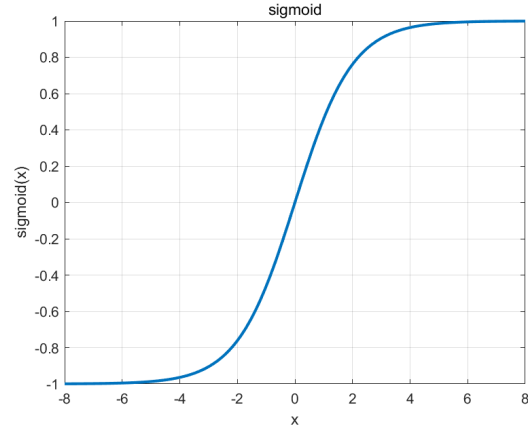


图7. \$\text{sigmoid}(x)\$ 函数曲线图

\$\text{sigmoid}(x)\$ 函数的曲线在 -1 与 1 之间的切换是连续的，因此，在滑模观测器中使用 \$\text{sigmoid}(x)\$ 函数可以削弱 \$\text{sign}(x)\$ 函数给系统带来的高次谐波与抖振影响。

在进行反电动势估算的过程中，高频干扰抖振是一个不可忽视的问题。传统的基于反正切函数的转子位置估计方法往往会将这些高频干扰抖振引入算法中[17]，从而导致更大的转子估算误差。为了解决这个问题，本文设计了一种基于锁相环的滑模观测器，以替代传统的基于反正切函数的方法。锁相环通过利用扩展反电动势来估算转子的位置和速度信息，其原理框图如图8所示：

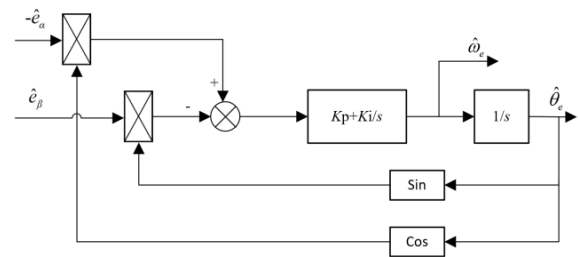


图8. 基于锁相环的滑模观测器实现框图

根据图8得：

$$\begin{aligned} \Delta E &= -\hat{E}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{E}_\beta \sin \hat{\theta}_e \\ &= k \left(\sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e \right) \\ &= k \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \\ &\approx k(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (21)$$

式中：\$k = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - di_q/dt) + \hat{\omega}_e \varphi_f\$。

此时，图8的等效框图如图9所示。

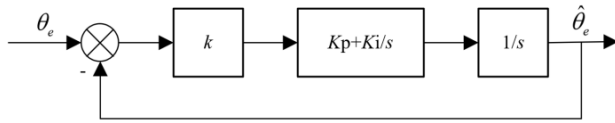


图9. 基于锁相环的滑模观测器等效框图

根据图9得，由 $\hat{\theta}_e$ 到 θ_e 的传递函数为：

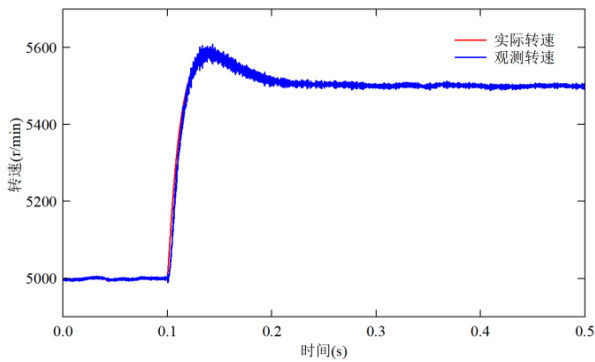
$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2\delta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (22)$$

式中： $\delta = \sqrt{kK_i}$ ， $\omega_e = K_p / 2\sqrt{k/K_i}$ ， ω_n 为PI控制器的带宽。

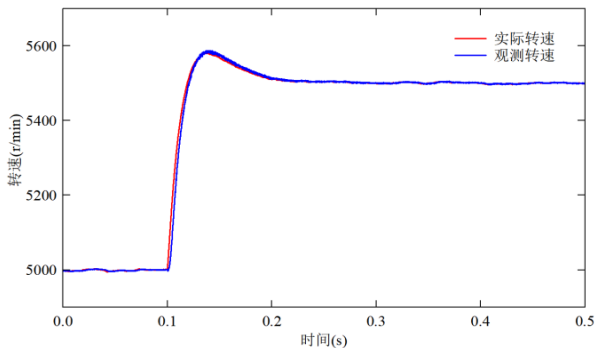
4.3 仿真分析

为了对基于改进的滑模观测器的无位置传感器控制算法进行验证，在Simulink上搭建控制系统仿真模型，分别对传统滑模观测器和改进滑模观测器进行仿真分析。

图10为电机在0.3Nm负载下稳定运行在5000r/min时，在0.1s处将需求转速突加到5500r/min时电机转速变化的波形图，图11为实际转速与观测转速之间的转速误差波形图。

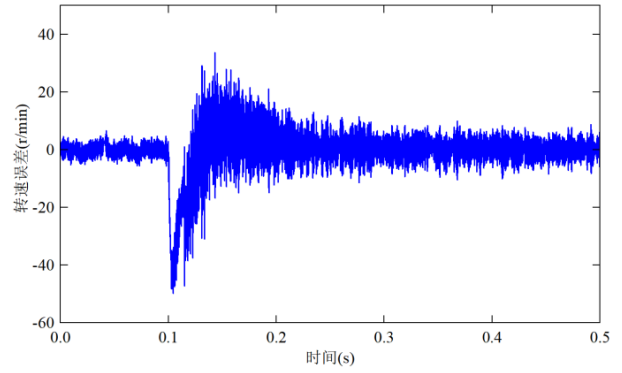


(a) 传统滑模观测器

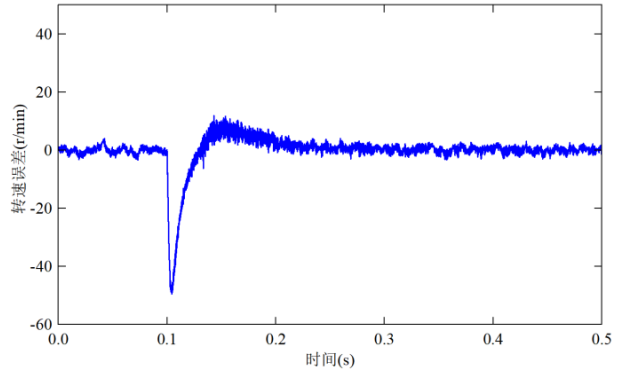


(b) 改进滑模观测器

图10. 转速波形图



(a) 传统滑模观测器



(b) 改进滑模观测器

图11. 转速误差波形图

由图10和图11可知，采用传统滑模观测器控制时，电机在0.3Nm恒定负载下，0.1s时需求转速突增，电机实际转速快速上升，在0.22s时收敛到5500r/min，最大超调量约为80r/min，转速误差在加速阶段较大，从约-50r/min迅速缩小，稳定时小于 ± 8 r/min。采用改进的滑模观测器控制时，电机在0.3Nm恒定负载下，0.1s时需求转速突增，电机转速同样快速上升，在0.2s时收敛到5500r/min，最大超调量约为80r/min，转速误差在加速阶段较大，从约-50r/min迅速缩小，稳定时小于 ± 3 r/min。

上述仿真结果表明传统滑模观测器转速观测存在较大的高频噪声，转速波动较大，而改进的滑模观测器观测的转速精度高，需求转速突变时仍能较好地跟踪转子位置，电机的动态性能和稳态性能均得到了提高。

4.4 无感控制电机启动方法

在电机启动时，电机转速很低，反电动势微

弱难以观测，导致改进的滑模观测器估算的转子速度与位置可能出现显著误差，进而无法实现有效控制。本文采用三段式启动策略，确保电机能够顺利启动。

在电机启动之前，转子位置是未知的，需要施加电流使转子转动到一个预设位置，以便进行后续的启动和加速控制。为实现这一目标，我们向A相绕组持续施加电流，这将引导转子转动至A相绕组所在位置，此时转子所在的位置设定为零位置。

在电机转子预定位完成后，采用I/F开环控制，设定启动电流 i_q^* ，电机以恒定的加速度启动，当转速达到 ω_1 时，此时改进的滑模观测器开始工作，但此时的反电动势信号微弱，观测器估计的转子位置和速度信息不够准确，因此其估算的结果不作为矢量控制系统的反馈值。继续通过I/F开环控制加速到转速达到 ω_2 时，反电动势达到可测量的水平，此时系统进入基于MTPA控制的转速、电流双闭环矢量控制模式，改进的滑模观测器估算转速和位置信息作为矢量控制系统的反馈量，至此，完成从开环控制到闭环控制的切换。

5 试验验证

为了验证本文所提出电机控制策略可行性，所用试验台架如图12所示。

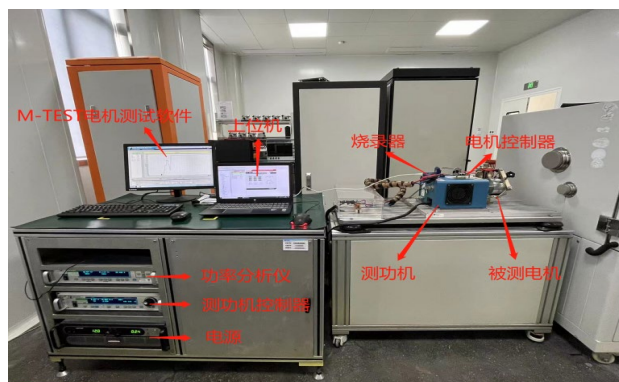


图12. 试验台架

5.1 电机启动性能试验

为了验证本文提出的电机启动方法，在电机静

止时，给定电机目标转速，观察电机的速度跟随情况。I/F开环阶段的机械加速度设置为400rpm/s，基于改进滑模观测器的无感运行阶段的机械加速度设置为2000rpm/s。

为使测试更加准确，分别给定电机控制器1000r/min、1500r/min、2000r/min、2500r/min、3000r/min、3500r/min、4000r/min、4500r/min、5000r/min、5500r/min、5900r/min共11个不同的目标转速，用测功机配套测试软件M-TEST 7记录电机实际转速。

通过多次试验验证了在不同的给定目标转速下电机均能正常启动，其中电机目标转速为额定转速5000r/min时的转速响应曲线如图13所示。

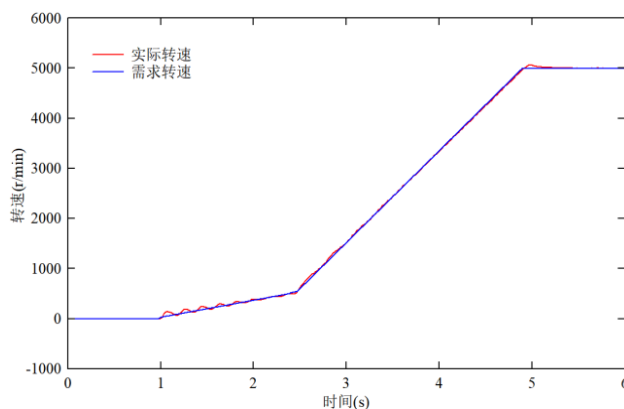


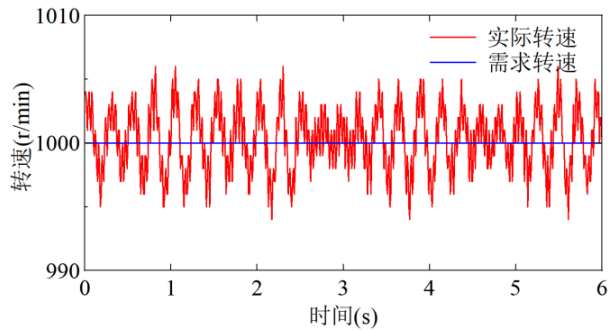
图13. 电机启动过程转速响应曲线

由图13可知，0-1s为电机预定位过程，电机转速波动小；1-2.5s时为I/F开环加速启动过程，转速波动在理论范围内，在600r/min时完成电机从开环到闭环的切换，切换过度平稳，没有转速突变，验证了电机启动方法设计正确，电机启动性能良好；在2.5-5s为电机闭环加速过程，电机转速增加过程中转速波动较小，能够快速达到并收敛于目标转速，验证了本文设计的电机启动方法合理，电机启动性能良好。

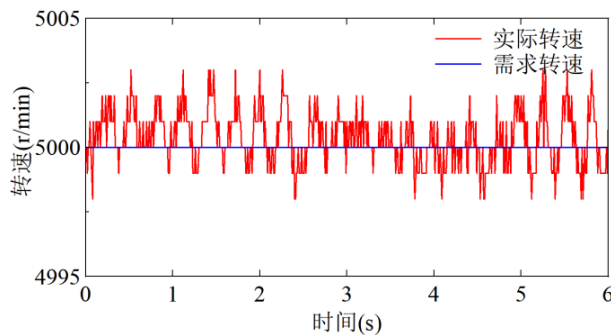
5.2 电机稳态性能试验

为了验证本文提出的基于改进滑模观测器的无感控制系统稳态性能，将电机加速到目标转速并进入稳态运行后，观察电机转速特性和电流特性。试

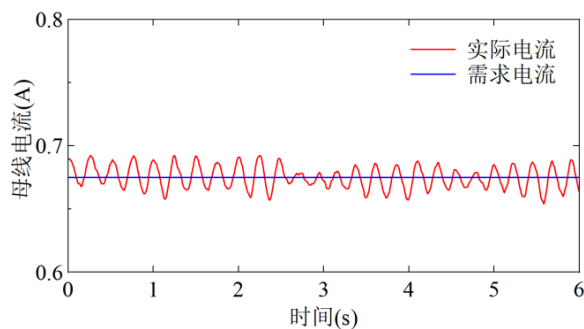
验分为两部分：系统在低速(1000r/min)时的转速、电流特性和系统在高速(5000r/min)时的转速、电流特性，试验结果如下图所示。



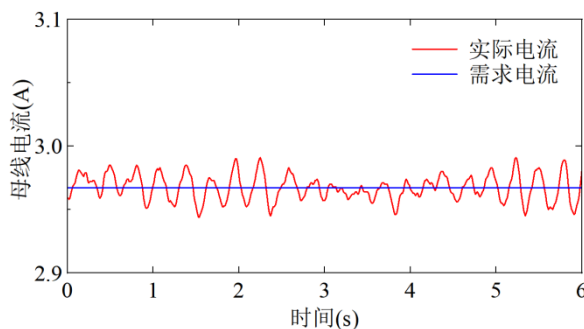
(a) 1000r/min转速稳态性能



(b) 5000r/min转速稳态性能



(c) 1000r/min电流稳态性能



(d) 5000r/min电流稳态性能

图14. 电机稳态特性

根据图14(a)可知，基于改进的滑模观测器的

无感控制系统在1000r/min时的实际速度误差小于 $\pm 10\text{r/min}$ ，收敛于需求转速，运行平稳；图(c)表明此时电流波动小于 $\pm 0.03\text{A}$ 。图(b)表明基于改进的滑模观测器的无感控制系统在5000r/min时转速波动小于 $\pm 5\text{r/min}$ ，图(d)表明此时电流波动小于 $\pm 0.03\text{A}$ 。

总的来看，转速误差小于1%，远小于5%的标准要求，表明本文提出的基于改进滑模观测器的无感控制能有效的观测电机转速，且具有较高的精度，本文设计的电关节用永磁同步磁阻电机控制系统稳态性能良好，能够平稳的运行在低速和高速阶段。

5.3 电机动态性能试验

为了验证本文提出的基于改进滑模观测器的无感控制系统动态性能，在电机稳定运行在1000r/min时，将电机加速到4000r/min，待电机转速稳定后继续加速到5500r/min，观察加速性能，然后将电机陆续减速到4000r/min、3000r/min、2000r/min、1000r/min，观察减速性能。

根据试验结果图15可以看出电机具有良好的加速性能和减速性能，在整个阶段的转速变化过程中，转速响应快、超调小，能够较快的达到并收敛于需求转速；母线电流变化符合预期，电流波动较小。该试验验证了基于改进滑模观测器的无感控制系统具有良好的动态性能。

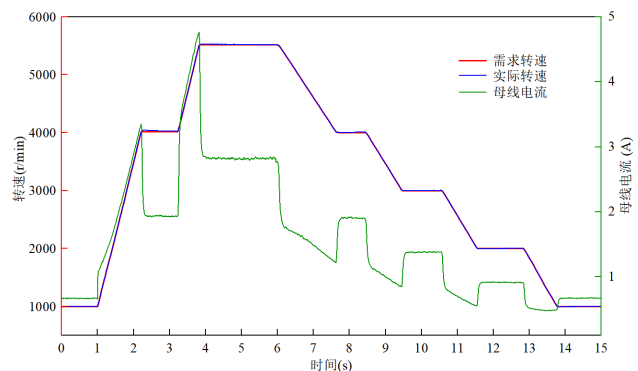


图15. 空载转速控制响应曲线

5.4 变负载电机控制试验

为了验证电机的带载能力，进而验证本文所

设计电机控制系统的正确性,在电机稳定运行在5500r/min时,通过测功机向电机施加负载,并不断调节负载的大小,观察电机转速及母线电流的变化情况。

试验结果如图16所示,电机在5500r/min稳态运行时,负载突增,电机转速突降后迅速回升,持续增大负载,电机转速能够快速的响应并收敛于目标转速5500r/min,负载达到一定值后,逐渐降低负载,此时转速逐渐增大,负载降低为0后转速迅速减小,收敛至目标转速。该试验验证了系统具有良好的带载能力、稳态性能、动态性能,验证了本文所研究的永磁同步磁阻电机控制策略的优越性、电机控制系统软硬件设计的合理性。

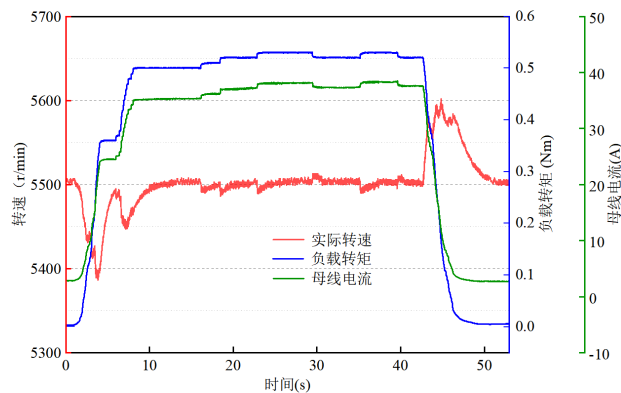


图16. 变负载电机控制试验结果

6 结论

本文结合机器人电关节控制系统对输出效率高、可靠性高、低成本的要求和现有控制技术的不足,对MTPA控制、无位置传感器控制进行研究,并提出了一些改进方法。本文主要完成了以下工作:

(1)为降低MTPA控制的实时计算量,设计了一种基于线性插值查表法的MTPA控制方法,有效降低MTPA控制的实时计算量。

(2)针对传统滑模观测器存在的高频抖振问题,设计了一种新型的开关函数替代符号函数,并设计了锁相环系统替代传统的反正切函数法,通过Simulink仿真验证了改进的滑模观测器能够有效减小高频抖振、提高了观测

精度。

(3)通过电机台架试验,对控制系统进行验证。试验结果表明,系统具有良好的启动性能、稳态性能、动态性能和带载性能,验证了本文所提出的控制策略的正确性。

参考文献

- [1]徐俊,郭喆晨,王凯龙,等.具身智能机器人技术演进与未来展望[J].西安交通大学学报,2026:1-16.
- [2]王伟民,王小碧,徐人鹤,等.纯电动汽车热泵型整车热管理系统开发技术研究[J].汽车工程学报,2021,11(06):434-441.
- [3]曹恒佩,艾萌萌,王延波.永磁辅助同步磁阻电机研究现状及发展趋势[J].电工技术学报,2022,37(18):4575-4592.
- [4]程诗卿,黄海波,卢军,等.永磁同步电机矢量控制技术的研究与仿真[J].现代制造技术与装备,2023,59(04):1-3.
- [5]刘闰婵,杨洁.内置式永磁同步电动机MTPA控制策略研究[J].电工技术,2023(08):31-32+37.
- [6]刘国林.基于高频注入的永磁同步电机无传感器矢量控制系统研究[D].成都:西南交通大学,2011.
- [7]Bolognani S, Peretti L, Zigliotto M J I T O P E. Online MTPA control strategy for DTC synchronous-reluctance-motor drives[J], 2010, 26 (1): 20-28.
- [8]唐忠健.新能源汽车PMSM电机控制器研发[D].成都:西华大学,2021.
- [9]李刚.内置式PMSM无位置传感器矢量控制技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012.
- [10]孟兵兵,于春来,郭昊昊,等.一种改进的内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制方法[J].微电机,2021,54(12):71-76.
- [11]曾汉.永磁辅助同步磁阻电机参数辨识及无位置传感器控制[D].浙江:浙江大学,2023.
- [12]陈旭辉.永磁同步电机最大转矩电流比和超前角弱磁控制系统研究[D].沈阳:东北大学,2019.
- [13]满福达.永磁同步电机无位置传感器全速域控制研究[D].大庆:东北石油大学,2022.
- [14]宋梓同.基于滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制系统研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2023.
- [15]Saleh K, Sumner M. Sensorless control of a PMSM drive post an open ci15rcuit failure based on 3D-SVPWM technique[J].

- IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2022 (7): 17.
- [16]全兆景,郑权,韩耀飞,等.基于新滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J].电子科技,2021,34(12):1-6+41.
- [17]Mbukani M W K, Gule N. Assessment of a PL-ASMO position/speed estimator for sensorless control of rotortied DFIG (RDFIG)[J]. The Journal of Engineering, 2023, 2023 (7).

