

# 永磁同步电机全速域无传感器复合控制与仿真

李奇源<sup>1</sup>, 杨燕红<sup>1,2\*</sup>

<sup>1</sup>西华大学汽车测控与安全四川省重点实验室, 四川 成都

<sup>2</sup>四川智能及新能源汽车产业学院, 四川 宜宾

收稿日期: 2025年8月26日; 录用日期: 2025年9月16日; 发布日期: 2025年9月29日

## 摘要

永磁同步电机无位置传感器控制策略存在控制精度低、速域切换不平稳问题, 由此本研究提出一种新的复合策略以实现全速域高性能控制。在零、低速区域采用高频方波注入法, 即向电机定子绕组中注入高频方波信号利用电机的凸极效应, 通过采样加减分离法分离出高频电流信号和基波电流信号避免了在转子位置提取过程中使用滤波器, 提高了转子位置观测的精度。在中、高速区域, 基于电机反电动势进行位置估算的传统滑模观测器具有强鲁棒性, 但是符号函数增大了系统抖振和电流谐波, 为此引入sigmoid函数进行改进。最后通过采用加权平均法高效实现两种控制策略之间的切换。仿真实验结果验证了所提控制策略的可行性和有效性。

## 关键词

永磁同步电动机, 全速域, 高频方波注入法, 滑模观测器, 加权平均法

# Permanent Magnet Synchronous Motor Full-Speed-Range Sensorless Composite Control Strategy

Qiyuan Li<sup>1</sup>, Yanhong Yang<sup>1,2\*</sup>

<sup>1</sup>Vehicle Measurement, Control and Safety Key Laboratory of Sichuan Province, Xihua University, Chengdu Sichuan

<sup>2</sup>Sichuan Intelligent and New Energy Automobile Industry College, Yibin Sichuan

Received: August 26, 2025; accepted: September 16, 2025; published: September 29, 2025

## Abstract

The position sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motors has problems

\*通讯作者。

文章引用: 李奇源, 杨燕红. 永磁同步电机全速域无传感器复合控制与仿真[J]. 动力系统与控制, 2025, 14(4): 365-377.  
DOI: 10.12677/dsc.2025.144037

of low control accuracy and unstable speed range switching. Therefore, this study proposes a new composite strategy to achieve high-performance control over the full-speed-range. In the zero and low-speed regions, the high-frequency square wave injection method is adopted, that is, high-frequency square wave signals are injected into the stator windings of the motor to utilize the convex pole effect of the motor. By using the sampling addition and subtraction separation method, the high-frequency current signal and the fundamental current signal are separated, avoiding the use of filters during the rotor position extraction process, thereby improving the accuracy of rotor position observation. In the medium and high-speed regions, the traditional sliding mode observer based on the motor reverse electromotive force for position estimation has strong robustness, but the sign function increases system jitter and current harmonics. To address this, the sigmoid function is introduced for improvement. Finally, the switching between the two control strategies is efficiently achieved using the weighted average method. The simulation results verify the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy.

## Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor, Full-Speed-Range, High Frequency Square Wave Injection Method, Sliding Mode Observer, Weighted Average Method

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

永磁同步电机(PMSM)因其高功率密度、高效率和优异的动态性能,广泛应用于工业机器人、新能源汽车、航空航天等领域[1][2]。然而,传统控制策略依赖物理传感器(如编码器、旋转变压器)获取转子位置和速度信息,不仅增加了系统复杂性和成本,还降低了环境适应性及可靠性[3]。因此,无传感器控制技术成为提升PMSM驱动系统性能的关键研究方向[4]。无传感器控制方法主要分为两类[5]。基于反电动势观测的位置检测方法:如滑模观测器(SMO)[6]、模型参考自适应法(MARS)[7]、龙伯格观测器法(LO)[8]、扩展卡尔曼滤波器法(EKF)[9]等,另一种是基于磁场凸极性的位置检测方法[10],一般适用在电机零低速时使用的旋转信号注入法[11]、脉振信号注入法[12]和方波注入法[13]。其中,滑模观测器拥有许多优势,如算法简单、对模型参数改变及外部扰动不太灵敏、速度反应快。然而它也存在一些缺陷,如在低速条件下容易产生抖动。MRAS在特定速度范围内可表现出最佳性能,当速度低于该范围时,传统的MRAS无法精准跟踪转子位置并可能引发振荡。EKF可以有效地抑制系统噪音,但是在进行大规模矩阵计算时,必须使用高性能的处理器来提供支持,以保证计算的准确性。高频方波信号注入检测永磁同步电机初始位置提出无滤波器信号分离策略加快了位置观测策略收敛时间[14]。本文提出一种新的全速域复合控制方法。在零、低速阶段,通过高频方波信号注入法可有效地提取高频信号同时精确地估算其误差;在中高速段,采用改进的滑模观测器法,在滑模观测器中引入基于转子转速的自适应反馈增益再利用转子磁链来提取转子位置信息进一步提升了电机运行稳定性和控制精度。在过渡阶段,将两种方法的估算值分别乘以对应系数后相加输出。仿真实验结果表明,该复合控制策略可以在全速度范围内获得准确的位置和转速信息,同时解决了传统方法中存在的控制精度低和速域切换不平稳的问题。

## 2. 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机在同步旋转坐标系下定子电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d$ 、 $\hat{\theta}_e$  和  $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴的电压和电流分量;  $\omega_e$  为电动机转速;  $R_s$  为定子电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴的定子电感;  $\varphi_f$  为转子磁链。

### 3. 基于高频方波信号的零低速域无位置传感器控制

针对零速与低速工况, 高频方波注入法通过在  $d$  轴施加高频方波电压激励, 利用永磁同步电机固有的转子凸极特性产生高频电流响应[15]。该响应信号经解调可直接提取转子位置误差信息。该方法通过提升激励频率增强信号特征, 并借助代数运算直接获得误差信号。为精确获取转子位置, 系统进一步引入正交锁相环技术处理响应电流的微分信息, 有效提升了无位置传感器控制系统的动态性能。

#### 3.1. 传统高频方波注入法

建立转子估计两相同步旋转坐标系和转子实际两相旋转坐标系关系(图 1)。

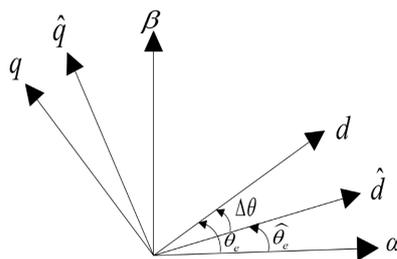


Figure 1. Coordinate relationship diagram  
图 1. 坐标关系图

图中,  $\theta_e$  是转子位置实际值;  $c$  是转子位置估计值;  $\Delta\theta = \theta_e - \hat{\theta}_e$  是转子位置误差值。对式(1)转化成  $d$ - $q$  坐标下的数学模型可得:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \varphi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中  $p = \frac{d}{dt}$  微分算子。由于注入的是高频电压信号, 其频率远大于基波频率, 在零低速运行情况下, 转速很低, 可忽略反电势项, 又因为在  $dq$  轴施加高频信号时, 电感的阻抗  $\gg$  电阻的阻抗, 故可忽略电阻上的压降。因此在要求高频信号时, 只考虑电感上的压降, 可得。

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中  $u_{dh}$ 、 $u_{qh}$  是  $dq$  轴系下的两相高频电压;  $i_{dh}$ 、 $i_{qh}$  是  $dq$  轴系下的两相高频电流。

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_h (-1)^{\omega_h} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中  $\hat{u}_{dh}$ 、 $\hat{u}_{qh}$  分别为观测  $dq$  轴下注入的高频电压分量,  $u_h$  是高频方波信号的幅值,  $\omega_h$  是注入方波信号的频率。

将式(4)和式(5)变换到  $\alpha$ 、 $\beta$  静止坐标系下可得高频响应电流分量为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^{\omega_h} u_h}{\omega_h L_d L_q} \times \begin{bmatrix} L_1 \cos \hat{\theta}_e - L_0 \cos(\theta_e + \Delta\theta_e) \\ L_1 \sin \hat{\theta}_e - L_0 \cos(\theta_e + \Delta\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  的坐标系下的高频响应电流信号分量, 其中包含了转子位置信息。  $L_1 = (L_d + L_q)/2$  电感的均值  $L_0 = (L_q - L_d)/2$  电感的差值。

### 3.2. 基于采样加减分离法的载波信号分离策略

传统脉振高频注入法依赖低通和带通滤波器对响应电流进行处理[16]。尽管此类滤波器能够实现高频与基频信号的有效分离, 但其固有的相位滞后特性以及较高的运算负担会制约系统的动态响应性能。为此, 本文提出采用采样加减分离法替代传统滤波方案进行高低频信号分离。该方法有效降低了因滤波环节导致的信号延迟, 从而提升了转子位置估算的精度。

$$\begin{cases} i_{dq}(k-2) = i_{dqh}(k-2) + i_{dqf}(k-2) \\ i_{dq}(k-1) = i_{dqh}(k-1) + i_{dqf}(k-1) \\ i_{dq}(k) = i_{dqh}(k) + i_{dqf}(k) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $i_{dq}$  为采样电流矢量,  $i_{dqh}$  为高频响应矢量,  $i_{dqf}$  为基波电流矢量,  $k$  为采样周期。

图 2 为注入方波信号频率与 PWM 载波频率相等时,  $dq$  坐标下注入高频电压信号和响应电流信号时序图。图 3 这种信号分离的方式可以减少使用滤波器。使得控制系统更加简单减少信号的延迟, 精度提高。

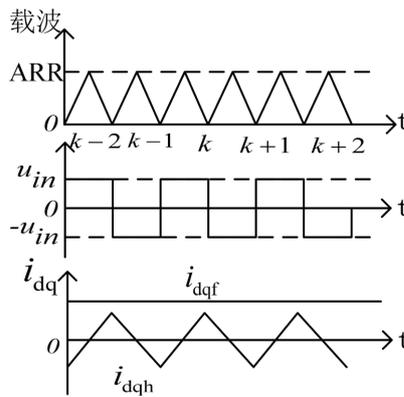


Figure 2. Signal timing diagram  
图 2. 信号时序图

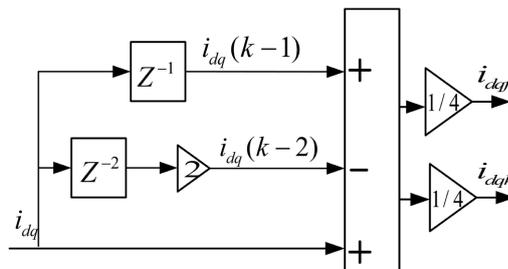


Figure 3. Signal separation principle  
图 3. 信号分离原理

根据式(6)可以分别推导出高频和基频电流分量在响应电流在  $\hat{\omega}_e$  的表达式:

$$\begin{cases} i_{\alpha\beta h}(k) = \frac{i_{\alpha\beta}(k) - 2i_{\alpha\beta}(k-1) + i_{\alpha\beta}(k-2)}{4} \\ i_{\alpha\beta f}(k) = \frac{i_{\alpha\beta}(k) - 2i_{\alpha\beta}(k-1) + i_{\alpha\beta}(k-2)}{4} \end{cases} \quad (7)$$

### 3.3. 零、低速转速及转子位置估计

当观测的转子位置信息收敛时, 由于转子误差可以认为  $\Delta\theta_e = 0$  时式(5)可以改写为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^{\omega_h} u_h}{\omega_h L_d} \times \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

此时可通过反正切运算得到电机转子角度位置估算值

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{i_{\beta h}}{i_{\alpha h}}\right) \quad (9)$$

由于采用反正切函数来估算转子的位置角度对  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$  的信号噪声和畸变高度敏感, 计算复杂性与延迟并且在零低速容易失效, 会造成较大的角度误差。尤其当反电动势观测值过零时, 转子位置观测误差会进一步被放大因此采用正交锁相环来提取转子的角度位置信息如图 4 所示。

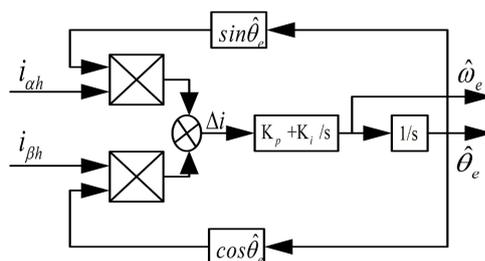


Figure 4. Phase-locked loop structure diagram  
图 4. 锁相环结构框图

图中  $K_i$ 、 $K_p$  分别是比例增益和积分增益。

## 4. 基于滑模观测器的中高速域无位置传感器控制

在中、高速域反电动势幅值较大, 通过定子电流和电压信息计算出反电势就可以逆推出转子的位置和转速信息。传统滑膜观测器采用的符号函数增大了系统抖振和电流谐波, 在此引入应用成熟的 Sigmoid 函数 sigmoid 函数[17], 以此来抑制滑膜抖振。

### 4.1. 传统滑模观测器控制系统

PMSM 的在  $\alpha$ 、 $\beta$  静止坐标系下电压方程如下。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中  $E_\alpha$ 、 $E_\beta$  为两相静止坐标系下的扩展反电动势,  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  的坐标系下的定子电流,  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  为定子电压  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量。

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d - L_q \left( \omega_e i_d - \frac{di_q}{dt} \right) + \omega_e \varphi_f \\ \omega_e \varphi_f \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

由此可以看出反电势幅值只与转速有关, 反电势的相位含有转子位置信息。扩展反电动势受电机负载的影响且电机的定子电流在高速重载时变化较大选择电流模型来设计用于估算扩展反电动势的滑模观测器式(12)改成电流方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{式中 } A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d - L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix}$$

设计滑模观测器如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中  $\hat{i}_\alpha$  和  $\hat{i}_\beta$  分别是  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的定子电流观测值分量,  $\hat{E}_\alpha$  和  $\hat{E}_\beta$  分别是  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的扩展反电势观测值分量。两式相减可以得到电流误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha - E_\alpha \\ \hat{E}_\beta - E_\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

进行滑模控制需要有滑模面和控制律, 选取  $\alpha$ 、 $\beta$  轴系下的两相电流与观测器的两相电流估计值之差作为滑模面定义滑模面函数

$$S(x) = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中,  $s(x)$  是滑模面, 基于滑模变结构控制原理, 设计滑模观测器的控制律以实现观测模型对实际系统的渐近跟踪。当系统状态到达滑模面时, 定子电流观测值将收敛至实际电流值, 此时扩展反电动势的观测结果亦逼近真实物理量。该收敛特性可直接解算出转子位置与转速信息。

## 4.2. 基于 Sigmoid 函数改进 SMO

传统滑模观测器的滑模控制律是基于  $\text{sign}(x)$  符号函数进行设计, 由于符号函数不具有连续性, 这会造成系统抖振问题。为削弱抖振、提高动态性能最常用也是最简单的方法就是通过调整切换函数, 现在常用的准滑膜动态函数有: 符号函数  $\text{sign}(s)$ 、饱和函数  $\text{sat}(s)$ 、连续函数  $\theta(s)$ 、双曲正弦函数  $\tanh(s)$ 、S 函数  $\text{sigmoid}(s)$  等。

通过图 5 各函数的曲线波形可以看出  $\text{sign}$  函数是不连续的、 $\text{sat}$  和  $\theta(s)$  是连续的, 但光滑性不足、 $\tanh$  和  $\text{sigmoid}$  是高阶光滑的。研究发现越平滑的、趋近零点斜率越小的切换函数对抖振削弱效果越明显。因此选择 Sigmoid 函数抑制抖振技术来作为滑模观测器的切换函数。

$$\text{sigmoid}(s) = \left\{ \frac{2}{1 + \exp(-as)} \right\} - 1 \quad (16)$$

式中:  $a$  为函数斜率,  $a > 0$ , 其中  $a = 1$  时,  $s$  函数的曲线达到最平滑的状态, 抖振最小。

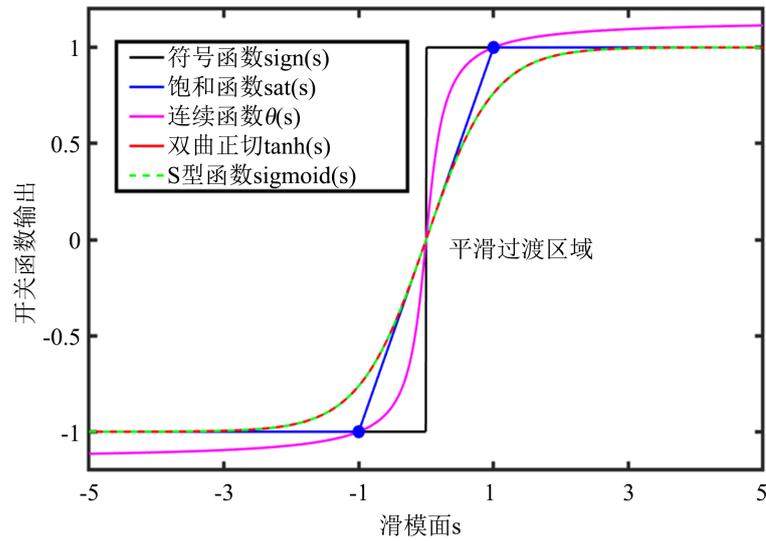


Figure 5. Comparative analysis of sliding mode control switching functions  
图 5. 滑模控制开关函数对比分析

结合  $S_\alpha = (\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$  的电压方程和基于 Sigmoid 切换函数的滑模观测器表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} KF(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ KF(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (17)$$

反电势观测值为:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} KF(S_\alpha) \\ KF(S_\beta) \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中:  $F(s)$  为 sigmoid 函数, 其中  $S_\alpha = (\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$ 、 $S_\beta = (\hat{i}_\beta - i_\beta)$ 。  $K$  为滑模增益滑模控制增益  $K$  要比反电势最大值更大, 为使观测器在高转速时满足稳定性判据一般会选择较大的滑模增益, 但大增益会使得观测器在较低转速时抖振增大, 观测精度下降。

### 4.3. 中、高速转子位置及转速估计

传统 SMO 使用反正切法对反电势直接计算并进行相位补偿后估算出转子位置和速度信息, 过程较为简便, 但在计算的过程中会放大反电势中的高频噪声, 采用正交锁相环处理扩展反电动势信息从而获取转子位置信息, 其基于高精度的相位跟踪原理实现, 通过转子角度误差来调节估计转速, 最终使估计转速收敛于实际转速。

如图所示,  $\hat{\omega}_e$  和  $\hat{\theta}_e$  分别为估计转子速度与位置信息, 假设, 当  $|\hat{\theta}_e - \theta| \leq \pi/6$ 、

$k = \left[ (L_d - L_q) \left( \omega_e i_d - \frac{di_q}{dt} \right) + \omega_e \varphi_f \right]$  时, 认为  $\sin(\hat{\theta}_e - \theta) = \hat{\theta}_e - \theta$  成立, 则有:

$$\Delta E = -\hat{E}_\alpha \theta \cos \hat{\theta}_e - \hat{E}_\beta \theta \sin \hat{\theta}_e = k \sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - k \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e = k \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx k(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (19)$$

根据图 6 可以获取由位置误差到位置的传递函数, 即获取由位置误差到位置的传递函数, 即

$$G(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \text{ 其中 } \zeta = \sqrt{kK_i}, \omega = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{k}{K_i}}.$$

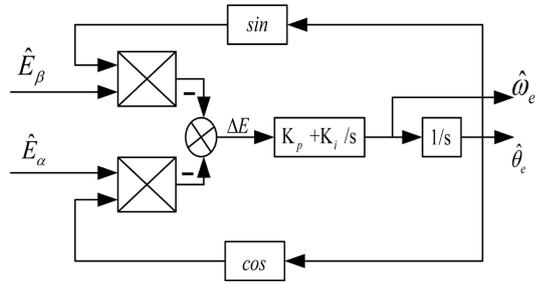


Figure 6. Medium and high speed phase-locked loop control block diagram  
图 6. 中高速锁相环控制框图

### 5. 全速域复合控制

由于 PMSM 在零速和低速时的反电势很小, 不能用数学模型精确地获得电机的位置[18]; 而在中高速时, 由于滤波器很难滤掉高频谐波, 影响了电机转子信息的提取, 针对这一问题提出一种新型的复合控制方案, 实现上述两种方法更有效地结合起来在电机全速域运行中实现平滑切换, 采用加权算法控制策略。加权函数表达式如下:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_e = \mu \hat{\omega}_{hf} + (1 - \mu) \hat{\omega}_{smo} \\ \hat{\theta}_e = \mu \hat{\theta}_{hf} + (1 - \mu) \hat{\theta}_{smo} \end{cases} \quad (20)$$

式中  $\hat{\theta}_e$  为当前估计的角度,  $\hat{\omega}_e$  为当前估计转速,  $\hat{\theta}_{hf}$  为高频注入估计角度,  $\hat{\theta}_{smo}$  为滑模估计角度、 $\hat{\omega}_{hf}$  为高频注入估计转速、 $\hat{\omega}_{smo}$  为滑模估计转速,  $\mu$  是高频注入法的加权系数 ( $1 - \mu$ ) 是滑模观测的加权系数(图 7)。

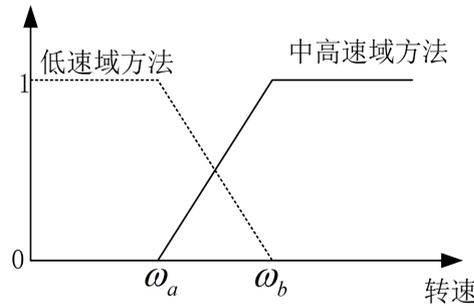


Figure 7. Principle of weighted algorithm  
图 7. 加权算法原理

$\hat{\theta}_e$  为加权系数, 与电机转速的权重关系为

$$\mu = \begin{cases} 1 & 0 < \hat{\omega}_e < \omega_a \\ \omega_b - \hat{\omega}_e & \omega_a < \hat{\omega}_e < \omega_b \\ 0 & \hat{\omega}_e > \omega_b \end{cases} \quad (21)$$

式中  $\omega_a$ 、 $\omega_b$  为电机切换观测器的转速区间的下限值和上限值。

### 6. 仿真结果及分析

为了验证所提控制策略的可行性, 基于 MATLAB/SIMLINK 平台进行仿真实验。全速域无位置传感器复合控制仿真条件及参数与前文一致, 控制框图如图 8 所示电机参数如表 1 所示。

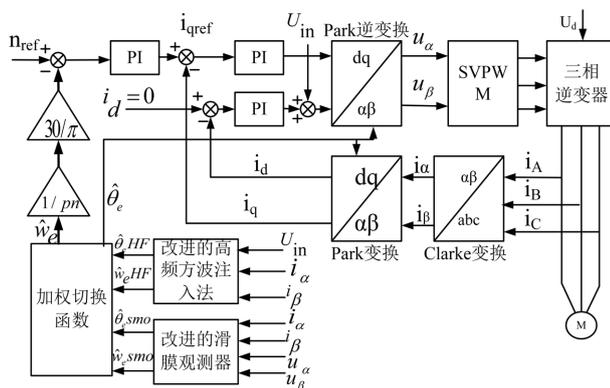


Figure 8. Structure diagram of full-speed range position sensorless control system  
 图 8. 全速域无位置传感器控制系统结构图

Table 1. Motor parameters  
 表 1. 电机参数

参数	数值
额定电压/V	311
额定转矩/N·m	10
额定转速 r/min	2000
磁极对数	4
定子电阻 R/Ω	0.958
q 轴电感/mH	12
d 轴电感/mH	5.25
永磁磁链 φ <sub>f</sub> /wb	0.185
转动惯量(kg·m <sup>2</sup> )	0.1827
阻尼系数(Nm·s)	0.008

### 6.1. 仿真实验一

分别建立模型参考自适应法和复合控制下的表贴永磁同步电机无位置传感器控制仿真模型。电动机带载 5 Nm 启动, 给定转速为 200 r/min, 在 0.3 s 时上升到 1000 r/min。采用模型自适应系统和复合控制算法的转速波形如图 9、图 10 所示。

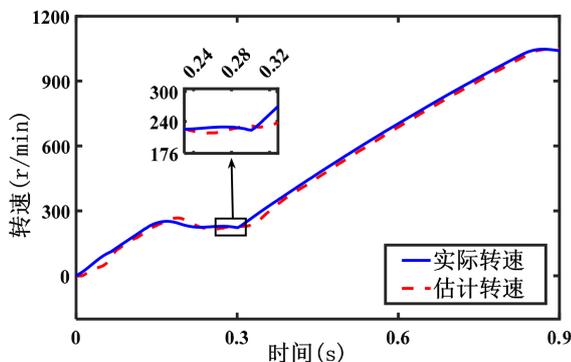
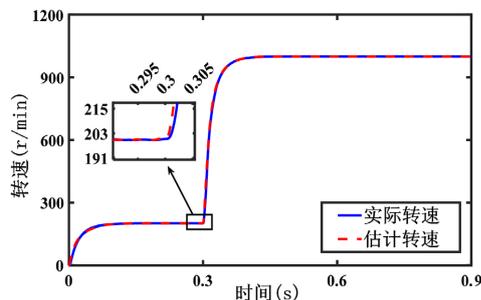


Figure 9. Actual and estimated speeds under MRAS  
 图 9. 模型参考自适应下的实际和估计转速

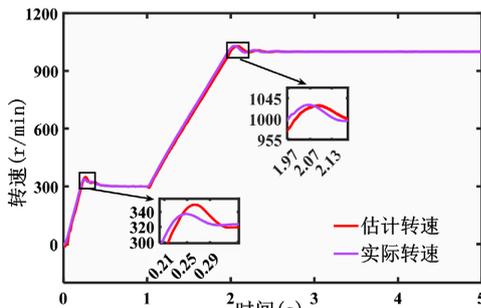


**Figure 10.** Actual and estimated speed under compound control  
**图 10.** 复合控制下的实际和估计转速

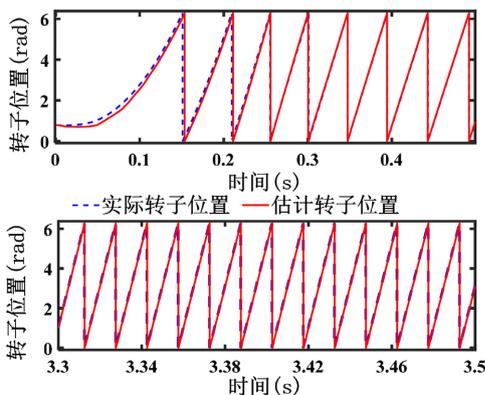
由图 9、图 10 可知, 2 种控制策略下估计转速都存在剧烈抖动。当电动机空载运行并达到稳态时, 采用模型参考自适应算法的转速估计误差保持在  $-20\sim-10$  r/min 之内, 系统响应速度较慢。而复合控制方法的转速估计保持大约在  $\pm 5$  r/min 以内且系统响应速度快。可知, 复合控制方法不仅在转速估计精度提高, 还具有更好的抗干扰能力。

### 6.2. 仿真实验二

根据所提的全速域复合控制策略, 设置仿真时间为 5 s, 上下限转速分别为 300、1000, 建立仿真模型。带载 5 Nm 启动, 在 1 s 的时候转速突增到 1000, 复合控制下的转速和转子位置波形如图 11、图 12 所示。



**Figure 11.** Actual and estimated speed under compound control  
**图 11.** 复合控制下的实际和估计转速



**Figure 12.** Actual and estimated rotor positions under compound control  
**图 12.** 复合控制下的实际和估计转子位置

由图 11 和图 13 可知, 复合控制下在低速段采用高频方波注入法, 可有效减小启动时估计转速波动, 从而更精确地跟踪实际转速。进入切换区间后, 复合控制策略也能够准确地跟踪实际转速。当达到稳态时, 估计精度保持不变, 转速估计误差保持在 $\pm 5$  r/min 之内。由图 12 可知, 电机在启动时出现转子位置估计误差随后及时稳定跟随, 以及在转速突增后转子位置误差逐渐减小, 估计误差趋近于零。

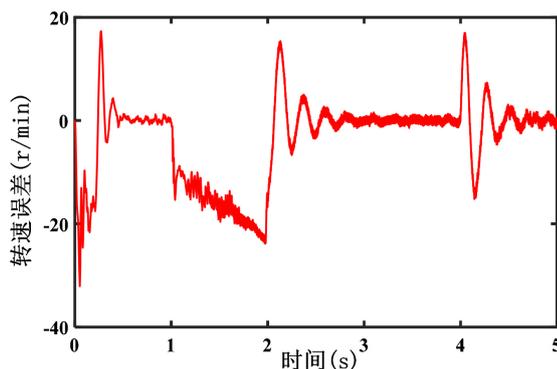


Figure 13. Speed estimation error

图 13. 转速估计误差

为了验证电机带速重投的动态性能设计在 4 s 时, 对电机突加负载 5 Nm 其运行转速如图 14 所示, 突加负载时转子位置和转子位置误差如图 15 和图 16 所示。

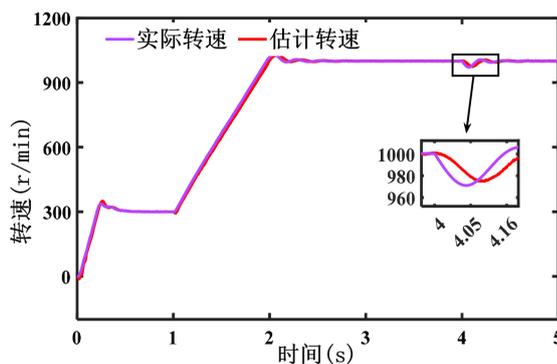


Figure 14. Full-speed domain simulation under load

图 14. 负载下的全速域仿真

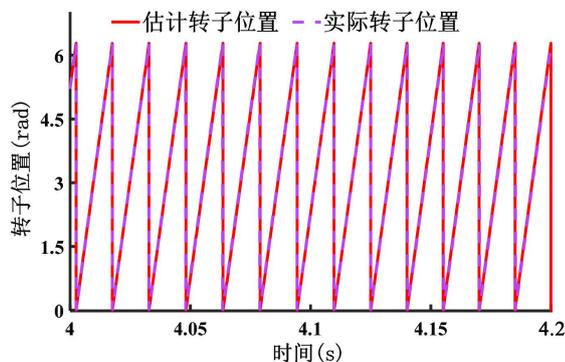


Figure 15. Actual and estimated rotor position under load

图 15. 负载下的转子实际和估计位置

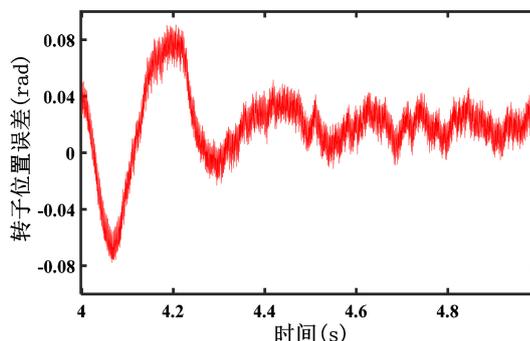


Figure 16. Rotor position error under load

图 16. 负载下的转子位置误差

由图 14 可知电机能满足全速域运行的要求突加负载时电机转速扰动在 15 r/min 左右。由图 15 和图 16 可知, 负载时转子位置估计稳定跟随, 位置误差最大仅为 0.08 rad, 复合控制方法能够快速克服扰动并继续跟随恢复正常, 具有较高的稳态运行精度和鲁棒性。

## 7. 结论

本文设计了一种基于无滤波器的高频方波注入法和改进的 SMO 相结合的全速域无传感器混合矢量控制策略。该策略旨在解决传统方法中存在的控制精度低和速域切换不平稳的问题。其核心思想是分段控制: 在零速和低速区, 采用高频方波电压注入法, 并结合一种无需滤波器的采样加减分离法来提取转子位置信息, 以提高低速下的观测精度; 在中速和高速区, 采用一种改进的滑模观测器(SMO), 通过引入 Sigmoid 函数替代传统的符号函数来抑制系统抖振; 在两种策略的切换区域, 采用加权平均法实现平滑过渡。最后, 通过 MATLAB/SIMULINK 平台进行了仿真实验。仿真结果验证了所提策略在启动、变速及突加负载等工况下的可靠性和有效性。

## 基金项目

四川省高等学校创新性实验项目——汽车嵌入式系统设计系列创新实验 川教函[2025] 199 号; 四川省科技厅人才项目(2023JDRC0016); 宜宾产教融合专项(汽车产业校企协同 - 西华大学)西华行字[2025] 86 号-4; 国家级大学生创新创业训练计划资助项目(202510623021, 202510623034X); 省级大学生创新创业训练计划资助项目(S202510623134, S202510623099, S202510623072X)。

## 参考文献

- [1] 鞠孝伟, 龙佳兴, 张凤阁, 等. 电动飞行汽车用推进电机发展现状和研究综述[J]. 电工技术学报, 2025, 40(17): 5402-5421.
- [2] 王晓帆, 刘伟志, 邱腾飞, 等. 高速动车组永磁牵引电机无位置传感器控制[J/OL]. 电力电子技术, 1-8. <https://doi.org/10.20222/j.cnki.cn61-1124/tm.20250711.001>, 2025-07-17.
- [3] 孙洪博, 张晓宇, 柳向斌. 永磁同步电机无传感器控制研究综述[J]. 控制工程, 2024, 31(10): 1786-1796.
- [4] 崔雅智. 高速永磁同步电机全速域无位置传感器控制研究[D]: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- [5] Milioulis, K., Bolbot, V. and Theotokatos, G. (2021) Model-Based Safety Analysis and Design Enhancement of a Marine LNG Fuel Feeding System. *Journal of Marine Science and Engineering*, 9, Article No. 69. <https://doi.org/10.3390/jmse9010069>
- [6] 胡杰, 谭家万, 严浪涛, 等. 基于改进型滑模观测器的 PMSM 无传感器控制策略[J]. 舰船科学技术, 2025, 47(9): 127-133.
- [7] 徐古轩, 赵峰. 基于自适应同步频率跟踪观测器的高速永磁同步电机无传感器控制[J]. 兵工学报, 2025, 46(2):

---

359-372.

- [8] Soresini, F., Barri, D., Ballo, F., Gobbi, M. and Mastinu, G. (2024) Noise and Vibration Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, **10**, 8728-8745. <https://doi.org/10.1109/tte.2024.3365151>
- [9] 毕峰, 贾晓芬. 基于 EKF 的 PMSM 无传感器控制仿真分析[J]. 佳木斯大学学报(自然科学版), 2021, 39(1): 64-68.
- [10] Wang, Z., Gao, C., Gu, M. and Cheng, M. (2024) A Novel Vector Magnetic Circuit Based Position Observer for IPMSM Drives Using High-Frequency Signal Injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **39**, 1333-1342. <https://doi.org/10.1109/tpe.2023.3323501>
- [11] Chen, J., Fan, Y., Wang, W., Lee, C.H.T. and Wang, Y. (2022) Sensorless Control for SynRM Drives Using a Pseudo-Random High-Frequency Triangular-Wave Current Signal Injection Scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **37**, 7122-7131. <https://doi.org/10.1109/tpe.2022.3140829>
- [12] 梁帅, 刘广业. 基于高频正弦脉振电压注入的永磁电机无传感器控制策略[J]. 微电机, 2020, 53(4): 54-59.
- [13] 杜思宸, 全力, 朱孝勇, 等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3038-3047.
- [14] 肖罡, 廖琴, 李佳文, 等. 基于改进高频脉振注入法的 PMSM 低速域无位置传感器控制[J]. 机械设计与研究, 2024, 40(6): 140-145+153.
- [15] 张国强, 王高林, 徐殿国. 基于无滤波器方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 162-168.
- [16] 张荣芸, 方星晖, 时培成, 等. 基于改进 PSO 优化的 IPMSM 全速域无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(9): 130-139.
- [17] Youn, H., Kim, G. and Ban, J. (2025) Position-Sensorless Control of Switched Reluctance Motors with Converter Faults Using Adaptive Sliding Mode Observers. *International Journal of Control, Automation and Systems*, **23**, 674-682. <https://doi.org/10.1007/s12555-024-0547-3>
- [18] 周晓华, 蓝会立, 王晨, 等. 永磁同步电机矢量控制系统仿真实验设计[J]. 实验技术与管理, 2020, 37(1): 126-131.