

双三相永磁同步电机无位置传感器全速域复合控制策略

虞文川, 朱 杰, 赵 迪, 夏 鲲

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2025年3月29日; 录用日期: 2025年4月22日; 发布日期: 2025年4月30日

摘 要

为了实现双三相永磁同步电机无位置传感器技术在全速域下高效稳定运行, 本文提出一种改进型双三相永磁同步电机全速域复合控制策略。针对电机在不同速域下的不同特性, 首先在零低速域选用高频方波注入法估算转子位置; 其次, 在中高速域, 采用滑模观测器法估算转子位置; 最后, 使用改进型差分进化算法优化过渡速域的权重系数, 实现两种转子位置观测方法的合理切换。研究结果表明, 该控制策略能够实现双三相永磁同步电机全速域稳定运行, 具有良好的转子位置估算和转速跟踪性能。

关键词

双三相永磁同步电机, 无位置传感器, 改进型差分进化算法

Position Sensorless Compound Control Strategy for DTP-PMSM in Full Speed Domain

Wenchuan Yu, Jie Zhu, Di Zhao, Kun Xia

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Mar. 29th, 2025; accepted: Apr. 22nd, 2025; published: Apr. 30th, 2025

Abstract

In order to realize the efficient and stable operation of dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) without position sensor technology in full-speed domain, an improved DTP-PMSM full-speed domain composite control strategy is proposed. In response to the different characteristics of motors in different speed domains, the high-frequency square wave

文章引用: 虞文川, 朱杰, 赵迪, 夏鲲. 双三相永磁同步电机无位置传感器全速域复合控制策略[J]. 建模与仿真, 2025, 14(4): 1047-1060. DOI: 10.12677/mos.2025.144353

injection method is first used to estimate the rotor position in the zero low speed domain. Secondly, the sliding mode observer method is used to estimate the rotor position in the medium-high speed domain, and an improved particle swarm algorithm is used to automatically seek the optimization of the parameters of PI controller of the phase-locked-loop in the sliding mode observer, so as to realize the system parameter adaption to improve the performance of the DTP-PMSM under the dynamic application scenarios. Finally, an improved differential evolutionary (DE) algorithm is used to optimize the weight coefficients in the transition speed domain to realize the reasonable switching of the two rotor position observation methods. The results show that the compound control strategy can realize the stable operation of DTP-PMSM in the full-speed domain, and has good rotor position estimation and speed tracking performance.

Keywords

DTP-PMSM, Sensorless, Improved DE Algorithm

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

永磁同步电机凭借其高功率密度和高转矩电流比等显著优势，在工业驱动领域获得了广泛应用。其中，双三相永磁同步电机(Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor, DTP-PMSM)通过独特的绕组结构设计，在传统三相 PMSM 基础上进一步降低了转矩脉动，提升了系统容错能力，使其在航空航天、电动汽车等高可靠性应用场景中展现出独特优势[1]-[3]。

电机控制系统的动态性能与运行可靠性直接依赖于转子位置信息的精确获取。传统方案多采用霍尔传感器或光电编码器等机械式位置检测装置[4]，然而这类传感器的引入不仅增加了系统成本和复杂性，还存在空间安装受限、可靠性降低等问题，尤其在极端工作环境下可能引发故障风险[5]。因此，通过先进算法实现转子位置的观测，成为提升 DTP-PMSM 驱动系统鲁棒性和经济性的关键突破方向。

在不同速域下，因电机物理特性原因，无位置传感器的控制策略需要采用不同的控制方式。通常，在高速域下，利用电机的反电动势，采用模型参考自适应法、滑模观测器等方法估算电机转子位置[6]；零低速域下，因电机反电动势的幅值小，信噪比过低，通常利用电机的凸极特性，采用旋转高频电压注入法或高频方波注入法等方法估算电机转子位置；低速与高速域之间的过渡速域，采用滞环控制或加权算法控制。

其中，滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)因具有易收敛，对电机参数不敏感等优点，在实际工程领域中得到了广泛的应用。但是，滑模观测器存在因切换过程的时间延迟和系统惯性等因素带来的抖振问题。文献[7]在基于传统 SMO 和锁相环的无位置传感器控制方法的基础上，提出了一种结合相位自补偿 SMO 和前馈锁相环的位置估计偏差抑制方法，削弱了 SMO 相位滞后导致的相位偏差。文献[8]设计了一种超扭曲滑模观测器，削弱了传统滑模观测器的抖振问题。但是无法满足 DTP-PMSM 在复杂动态应用场景下的稳定高效运行要求[9]。

在低速和高速域过渡阶段，通过线性加权切换策略实现滑模观测器和高频脉振电压注入法的切换控制。虽然线性加权切换策略较传统滞环控制有所改进，但是权重系数的选择通常采用经验值，仍然不够合理。

本文提出了一种改进型的双三相永磁同步电机无位置传感器全速域复合控制策略，流程框图如图 1

所示。在零低速域,利用电机的凸极效应[10] [11],采用高频方波注入法估算转子位置信息;在高速域,采用滑模观测器获取转子位置信息;在低速和高速域过渡阶段,采用两种算法融合,并通过改进型差分进化算法优化非线性权重系数,使两种算法的切换更为平滑,进而改善过渡阶段算法切换时电机抖振问题[12]。研究表明,该改进型 DTP-PMSM 复合控制策略满足了不同速域下控制方法平滑切换的要求,并实现了双三相永磁同步电机全速域下精确高效运行。

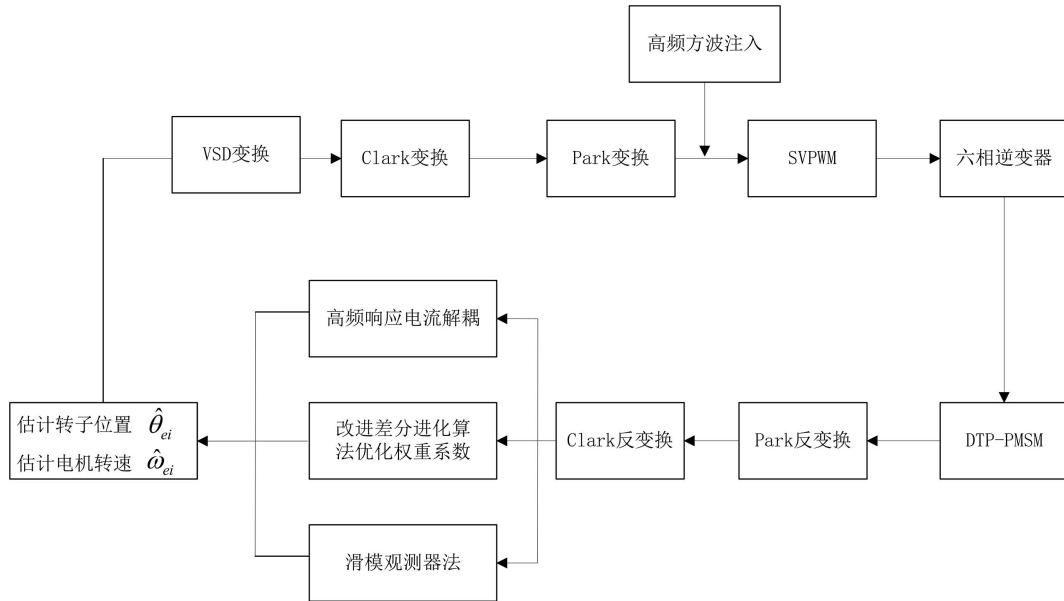


Figure 1. Diagram of sensorless composite control strategy for DTP-PMSM in full speed domain

图 1. 双三相永磁同步电机全速域无位置传感器复合控制策略流程框图

2. DTP-PMSM 数学模型

DTP-PMSM 的绕组结构一般分为两种,分别为相移 30°绕组结构和相移 60°绕组结构。其中,相移 30°绕组结构其控制复杂度较低,且低次谐波少,因此本文针对相移 30°绕组结构的 DTP-PMSM 进行研究分析。

2.1. 自然坐标下的 DTP-PMSM 数学模型

DTP-PMSM 在自然坐标系下的数学模型如下:

定子电压方程

$$\mathbf{u}_{6s} = \mathbf{R}_{6s} \mathbf{i}_{6s} + \rho \boldsymbol{\psi}_{6s} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{u}_{6s}$ 为定子相电压矩阵, $\mathbf{u}_{6s} = [u_A \ u_B \ u_C \ u_U \ u_V \ u_W]^T$;

$\mathbf{R}_{6s}$ 为主对角线为 $\mathbf{R}$ 的定子相电阻矩阵;

$\mathbf{i}_{6s}$ 为定子相电 4 矩阵, $\mathbf{i}_{6s} = [i_A \ i_B \ i_C \ i_U \ i_V \ i_W]^T$;

$\boldsymbol{\psi}_{6s}$ 为电机磁链矩阵, $\boldsymbol{\psi}_{6s} = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_U \ \psi_V \ \psi_W]^T$;

ρ 为微分算子。

定子电压方程

$$\boldsymbol{\psi}_{6s} = \mathbf{L}_{6s} \mathbf{i}_{6s} + \boldsymbol{\lambda}_{6s} \psi_f \quad (2)$$

式中, ψ_f 为永磁体磁链; λ_{gs} 为磁链系数矩阵, 如(3)所示。

$$\lambda_{gs} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

L_{gs} 为六相定子绕组的电感矩阵, 如(4)所示。

$$L_{gs} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} \\ M_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} & M_{AX} & M_{AV} & M_{AZ} \\ M_{AB} & L_{BB} & M_{BC} & M_{BX} & M_{BY} & M_{BZ} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_{CC} & M_{CX} & M_{CY} & M_{CZ} \\ M_{AX} & M_{BX} & M_{CX} & L_{XX} & M_{XY} & M_{XZ} \\ M_{AY} & M_{BY} & M_{CY} & M_{XY} & L_{YY} & M_{YZ} \\ M_{AZ} & M_{BZ} & M_{CZ} & M_{YZ} & L_{ZZ} & L_{ZZ} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, L_{11} 、 L_{22} 为两套绕组的自感; M_{12} 、 M_{21} 为两套绕组之间的互感, 由于两套绕组参数相同, 且互感效果也想通, 因此有 $M_{12} = M_{21}^T$; θ_e 为电机转子位置。

电磁转矩方程

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} = \frac{1}{2} \mathbf{i}_{6s}^T \frac{\partial}{\partial \theta_m} (\mathbf{L}_{gs} \mathbf{i}_{6s} + \lambda_{gs} \psi_f) = \frac{1}{2} \mathbf{i}_{6s}^T \psi_f \frac{\partial \lambda_{gs}}{\partial \theta_m} = \frac{1}{2} p_n \mathbf{i}_{6s}^T \psi_f \frac{\partial \lambda_{gs}}{\partial \theta_e} \quad (5)$$

式中, p_n 为电机的极对数, θ_m 为转子机械位置角, 且有 $\theta_m = \theta_e / p_n$ 。

自然坐标系下的 DTP-PMSM 数学模型的转矩方程中包含着相电流与转子位置角的信息, 电机磁链中包含位置角的信息。但是, DTP-PMSM 在自然坐标系下表达式复杂, 含有较多电机参数的高阶系统, 且各参数之间也有着较强的耦合性, 不利于实现电机驱动系统的设计及控制算法的研究。因此需要对数学模型进行坐标变换简化。

2.2. VSD 变换后的 DTP-PMSM 数学模型

本文采用 VSD 变换, 对 DTP-PMSM 数学模型进行重构。VSD 坐标变换根据电机能量转化和零序特性, 将各变量经过坐标变换至各子空间内进行解耦。该变换方法能够有效解决多相之间耦合问题, 充分发挥多相电机多自由度的优势。

VSD 坐标系包含三个子空间, 分别为主空间(α - β 子空间), 零序子空间(z_1 - z_2 子空间)及谐波子空间(x - y 子空间)。将 DTP-PMSM 各参数从六相静止坐标系变换至 α - β 坐标系、 z_1 - z_2 坐标系和 x - y 坐标系中。VSD 变换矩阵为:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_x \\ f_y \\ f_{z1} \\ f_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin \theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{\pi}{2}\right) \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \\ f_X \\ f_Y \\ f_Z \end{bmatrix} \quad (6)$$

将(1)和(2)分别左乘变换矩阵(6), 再进行 Clark 和 Park 变换, 得到 dq 坐标系下 DTP-PMSM 电压方程

和磁链方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, R 为定子电阻; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴的磁链分量; ψ_x 、 ψ_y 为 x - y 子空间的磁链分量; L_d 、 L_q 分别为 d 轴和 q 轴的等效电感; L_z 为定子漏感。

经过看出 VSD 坐标变换将 DTP-PMSM 在静止坐标系下的各个分量投影到 VSD 坐标系下的三个子空间内, 三个子空间之间互相正交, 可以单独控制, 由此实现了 DTP-PMSM 数学模型的简化。

3. 基于高频方波注入法的低速域无位置传感器控制技术

高频方波注入法的原理是利用电机的凸机效应, 向电机注入高频的方波信号, 此时电机响应产生高频电流信号, 通过对电流信号的解耦, 可以从中提取电机转子位置信息。

采用矢量空间解耦坐标变换, 将变量映射至三个相互正交子空间, 即基波子空间, 谐波子空间和零序子空间。由于本文研究的 DTP-PMSM 由两套间隔 30° 电角度的三相绕组组成, 且中性点隔离。故零序子空间的分量为 0, 控制时可忽略[13]。其中 DTP-PMSM 在旋转 dq 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, u_d 和 u_q 为电机在 dq 轴下的电压分量; i_d 和 i_q 为电机在 dq 轴下的电流分量; ω_e 为转子电角速度。

由于电机在低速域运行, 注入的高频方波信号的频率远大于电机的基波运行频率, 因此定子电阻压降和反电动势的影响可以忽略[14][15], 因此简化后的 DTP-PMSM 的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \rho L_d & 0 \\ 0 & \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

高频方波注入法需要在转子 d 轴注入对称方波信号, 注入的高频信号表达式如下:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h (-1)^n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, u_{dh} 和 u_{qh} 为电机在 dq 轴下注入的高频电压分量; U_h 为注入方波电压幅值; n 为离散采样时刻。图 2 为高频方波注入法注入信号图。

对简化后的 DTP-PMSM 的数学模型进行反 Park 变换, 得到静止 $\alpha\beta$ 坐标系下高频响应电流信号为:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{u_{dh}}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_1 \cos \hat{\theta}_e - L_2 \cos(\theta_e + \theta_{err}) \\ L_1 \sin \hat{\theta}_e - L_2 \sin(\theta_e + \theta_{err}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $I_{\alpha h}$ 和 $I_{\beta h}$ 为电机在静止坐标系下的高频电流响应; ω_h 为注入的方波频率; $L_1 = L_d + L_q/2$; $L_2 = L_d - L_q/2$; $\hat{\theta}_e$ 为转子估算位置; θ_e 为转子实际位置; $\theta_{err} = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 为估计转子位置误差。

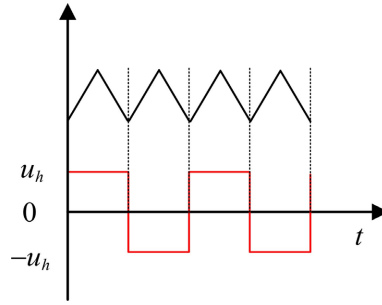


Figure 2. Diagram of high frequency square wave injection
图 2. 高频方波注入法注入信号图

当 θ_{err} 接近于 0 时, 即估计转子位置接近实际转子位置, (12)可改写为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha h}}{dt} \\ \frac{di_{\beta h}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{u_{dh}(L_1 - L_2)}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (13)$$

可以看出(13)包含电机转子位置信息, 使用锁相环(Phase Locked Loop, PLL)对高频响应电流进行解耦[16], 即可提取电机转子位置信息和转速信息, 其流程框图如图 3 所示。

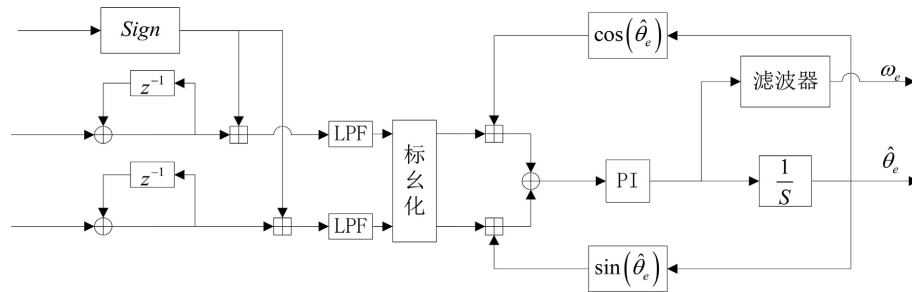


Figure 3. Process diagram for rotor position signals
图 3. 转子位置信号提取流程图

4. 基于滑模观测器法的高速域无位置传感器控制技术

双三相永磁同步电机工作中高速域时, 通常采用基于滑模观测器的反电动势法获取电机转速和转子位置信息。其中 DTP-PMSM 的数学模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中, i_α 和 i_β 为两相静止坐标系下的定子电流观测值; E_α 、 E_β 为滑模控制函数在静止坐标系下的拓展反电动势, 其表达式为:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sigmoid}(\tilde{i}_\alpha) \\ \text{sigmoid}(\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中, k 为滑模增益系数; $\tilde{i}_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta$ 为 PMSM 在静止坐标系下的定子电流观测误差值。

构建的滑模观测器表达式为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中, $\hat{i}_\alpha$ 和 $\hat{i}_\beta$ 为电机在两相静止坐标系下的电子电流观测值; v_α 和 v_β 为电动势估计值。

将(14)与(16)相减, 得到定子电流观测误差方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_\alpha - v_\alpha \\ E_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中, $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ 和 $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 为电机在静止坐标系下的定子电流观测误差值;

当滑模观测器收敛时, 可通过 E_α 和 E_β 估算出反电动势值, 进而提取转子位置信息。但是 E_α 和 E_β 含有大量的高频滑模噪声, 因此一般会对其进行低通滤波处理, 过滤掉高频噪音信号。在得到滤波后的反电动势观测值后, 使用反正切函数即可得到转子位置信息。

$$\hat{\theta} = -\arctan\left(\frac{E_\alpha}{E_\beta}\right) \quad (18)$$

5. 基于改进差分进化算法的 DTP-PMSM 过渡阶段控制策略

5.1. 过渡阶段传统策略

双三相永磁同步电机在低速域和中高速域切换的过渡阶段, 通常采用单点切换法、滞环切换法以及线性加权切换法。其中, 单点切换法由于两种算法所估算的转子位置和电机转速可能相差较大, 切换过程中存在电机抖动问题; 滞环切换法虽然能够降低系统在两种不通过算法间来回切换的次数, 但是仍然存在切换边界区域电机抖动问题; 线性加权切换法, 在切换速域内是线性变化的, 但是不能确定其权重系数的选择是否为当前最优解, 且切换点不够平滑。因此, 以上三种传统切换策略都不能满足 DTP-PMSM 精确高效的控制要求, 需要对权重系数进行优化, 选用合理的非线性权重系数, 以实现两种转子估算方法的平稳过渡。

5.2. 改进型差分进化算法

差分进化算法(Differential Evolution, DE)由 Rainer Storn 于 1997 年提出[17], 该算法是一种基于群体差异的启发式随机搜索算法, 具有结构简单、收敛速度快、自适应性强等特点[18][19]。差分进化算法的思想来源于遗传算法, 通过模拟遗传学中的变异、交叉和选择来设计遗传算子。

差分进化算法相对于遗传算法而言, 相同点都是通过随机生成初始种群, 以种群中每个个体的适应度值为选择标准, 主要过程也都包括变异、交叉和选择三个步骤[20]。不同之处在于遗传算法是根据适应度值来控制父代杂交, 计算变异后产生的子代被选择的概率值, 适应值大的子代个体被选择的概率相应也会大一些。而差分进化算法变异向量是由父代差分向量生成, 并与父代个体向量交叉生成新个体向量, 直接与其父代个体进行选择。因此, 差分进化算法相较于遗传算法的逼近效果更佳显著[21]。

传统 DE 算法中变异运算通常从初始化的群体中随机选择两个不同个体进行差分计算, 最后再与第三个不同的个体进行加权计算。其公式如下:

$$V_{i,G} = X_{r_1,G} + F * (X_{r_2,G} - X_{r_3,G}) \quad (19)$$

式中 r_1 、 r_2 和 r_3 是种群中随机选择的不同个体 i 的下标, F 是变异算子。

传统的变异运算存在收敛速度慢、迭代时间长以及最优解不稳定的问题。因此, 选择改进型的变异运算公式, 其表达式为:

$$V_{i,G} = (X_{best,G} + X_{r_1,G} + X_{r_2,G}) / 3 + F * (X_{best,G} + X_{i,G}) + F * (X_{r_1,G} - X_{r_2,G}) \quad (20)$$

该变异策略使用每一次迭代的种群中最优秀的个体和两个随机的不相同的个体做差值运算, 并乘以变异算子 F , 然后再加上这三个个体的平均值。其中, 变异算子 F 为一个自适应的能够动态调整的缩放因子, 能够随着迭代次数的改变而改变。自适应的变异算子 F 为:

$$F = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N f(X_{i,G}) / N}{f(X_{best,G})} \quad (21)$$

式中, N 为种群规模; $f(X_{i,G})$ 为个体 i 的适应度数值; $f(X_{best,G})$ 为最优个体 $X_{best,G}$ 的适应度数值。

由式(21)可以看出, 当迭代次数较小时, 种群个体差异相对较大, 种群个体的平均适应度数值相对较小, 此时公式计算得到的变异算子就越大, 算法的全局收敛速度进而会变得更快速; 当迭代次数增大时, 种群的个体差异性降低, 种群的个体平均适应度数值逼近最优个体适应度数值, 此时变异算子就越小, 算法的局部搜索能力就越强。因此, 这种新型的变异策略能够更好的平衡算法的全局搜索能力和局部搜索能力。

交叉运算的公式同传统差分进化算法一样, 但是交叉概率 CR 采用历史记忆更新。根据当次迭代中成功的个体表现, 动态调整下一次迭代的交叉概率 CR 的生成规则。成功个体的交叉概率值对下一次迭代的参数生成具有指导意义, 让更优的 CR 值对历史记忆产生更大的影响。历史记忆 M_{CR} 采用加权算术平均:

$$M_{CR}^{G+1} = \sum_{s \in S} \omega_s CR_s \quad (22)$$

式中, M_{CR}^{G+1} 为更新后的下一次迭代交叉概率; S 为成功个体的集合: 为成功个体 s 使用的交叉概率; ω_s 为成功 s 个体的权重, 其公式如下:

$$\omega_s = \frac{\Delta f_s}{\sum_{s \in S} \Delta f_s} \quad (23)$$

式中, Δf_s 为成功个体 s 通过交叉运算后适应度的变化量, 即通过交叉运算, 使其适应度值降低的越多, 其权重越大。计算公式如下:

$$\Delta f_s = f(x_s) - f(c_s) \quad (24)$$

引入历史记忆的交叉概率, 根据式动态生成下一次迭代的交叉概率:

$$CR = randn(M_{CR}, 0.1) \quad (25)$$

式中, $randn$ 表示正态分布。

改进后的交叉运算采用动态交叉概率, 并包含历史记忆机制。新的交叉运算能够保留历史优秀个体

的基因，并用于下一次迭代更新。相较于传统 DE 算法，这种改进策略能够有效提高算法收敛速度和精度。

5.3. 基于改进型差分算法的权重系数优化

过渡阶段转子位置和转速的估计值由高频方波注入法和滑模观测器法的结果共同决定，其公式如下：

$$\begin{cases} \hat{\omega}_{ei} = \lambda_1 \hat{\omega}_{eli} + (1 - \lambda_1) \hat{\omega}_{e2i} \\ \hat{\theta}_{ei} = \lambda_1 \hat{\theta}_{eli} + (1 - \lambda_1) \hat{\theta}_{e2i} \end{cases} \quad (26)$$

式中， $\hat{\omega}_{eli}$ 为高频方波注入法估算的转子转速； $\hat{\omega}_{e2i}$ 为滑模观测器估算的转子转速； $\hat{\theta}_{eli}$ 为高频方波注入法估算的转子位置； $\hat{\theta}_{e2i}$ 为滑模观测器估计的转子位置。

采用改进型差分进化算法对(26)中权重系数寻优。即使用权重系数 λ_1 为算法的解，以复合估计转子位置误差的绝对值为适应度函数，求解适应度函数数值最小的解。适应度函数为：

$$f = \left| \omega_{ei} - (\lambda_1 \hat{\omega}_{eli} + (1 - \lambda_1) \hat{\omega}_{e2i}) \right| \quad (27)$$

差分进化算法优化权重系数的流程框图如图 4 所示：

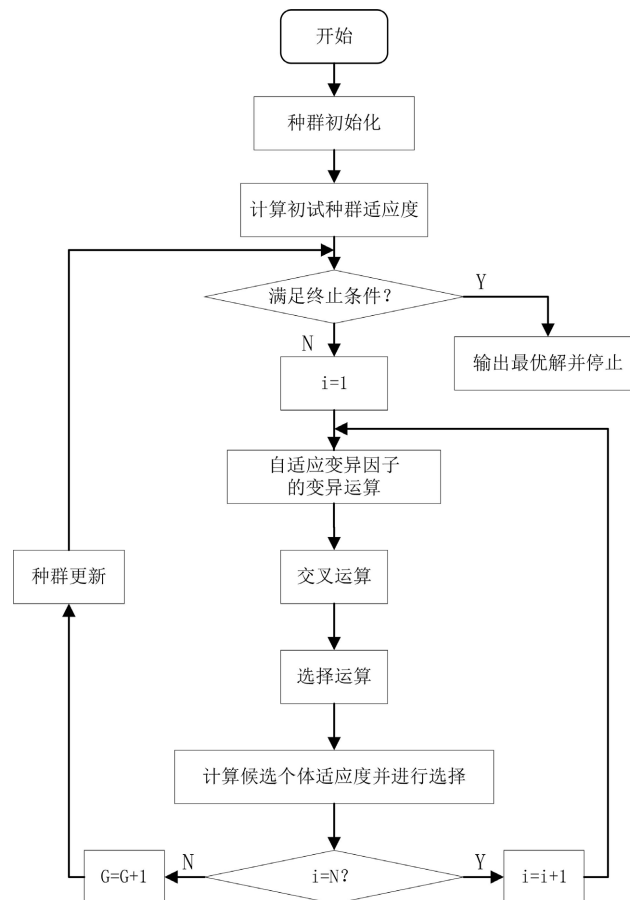


Figure 4. Diagram of improved DE algorithm
图 4. 改进型差分进化算法流程框图

其流程如下：

- 步骤 1: 在规定的区域内随机产生初始化种群, 定义种群规模、维度终止条件。
- 步骤 2: 计算初始种群中每个个体的适应度数值。
- 步骤 3: 判断是否达到终止条件或最大迭代次数; 若为是, 则终止算法并输出最优解; 若为否, 则进行步骤 4。
- 步骤 4: 进行种群的变异和交叉运算得到新的种群个体。
- 步骤 5: 计算新种群适应度。
- 步骤 6: 根据计算的适应度数值进行选择运算, 并返回步骤 3。

6. 仿真与试验分析

为了验证改进型 DTP-PMSM 全速域无位置传感器复合控制策略的控制效果, 使用 Matlab/Simulink 搭建仿真平台和软硬件试验平台进行验证。

Table 1. Parameter table of DTP-PMSM
表 1. DTP-PMSM 参数表

参数名称	数值
极对数	5
定子 d 轴电感	0.33 mH
定子 q 轴电感	0.53 mH
定子电阻	0.08
磁链	0.01215 Wb
转动惯量	72.96 kg·mm ²
额定电压	270 V

选定转速 500 rpm 以下为低速域, 转速 500~8000 rpm 为过渡阶段, 转速 8000 rpm 以上为高速域。

对 DTP-PMSM 无位置传感器复合控制策略稳态性能验证。输入转速设置为 100 rpm, 仿真时间为 4 s, 电机为空载启动, 仿真电机参数如表 1 所示。图 5 是设定转速 100 rpm 时, 高频注入法估算的 DTP-PMSM 转速和转子位置波形以及 DTP-PMSM 实际转速和转子位置波形。

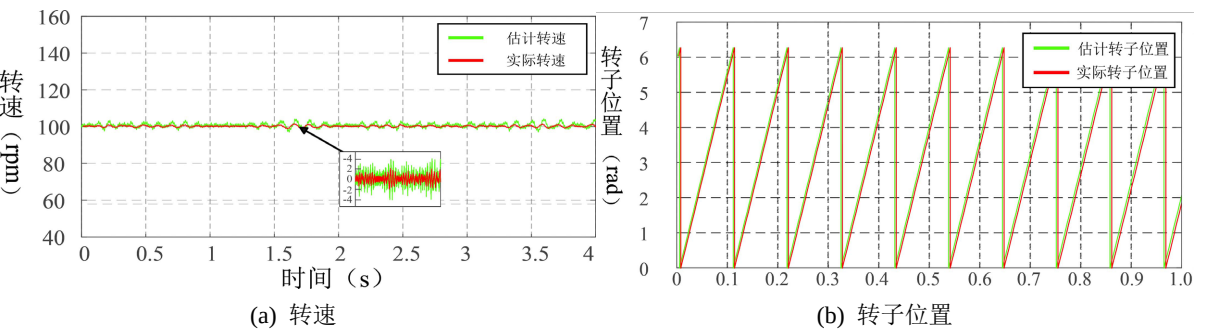


Figure 5. Diagram of high frequency injection method DTP-PMSM speed and rotor position
图 5. 高频注入法 DTP-PMSM 转速和转子位置波形图

对比实际转速和转子位置以及高频方波注入法估算值, 转速误差控制在 5 rpm 以内, 该方法估算的转速误差小, 且对转子位置的跟踪效果好。

输入转速设置为 10,000 rpm，仿真时间为 4 s，电机为空载启动。图 6 是设定转速 10,000 rpm 时，基于滑模观测器估算的 DTP-PMSM 转速和转子位置波形以及 DTP-PMSM 实际转速和转子位置波形。

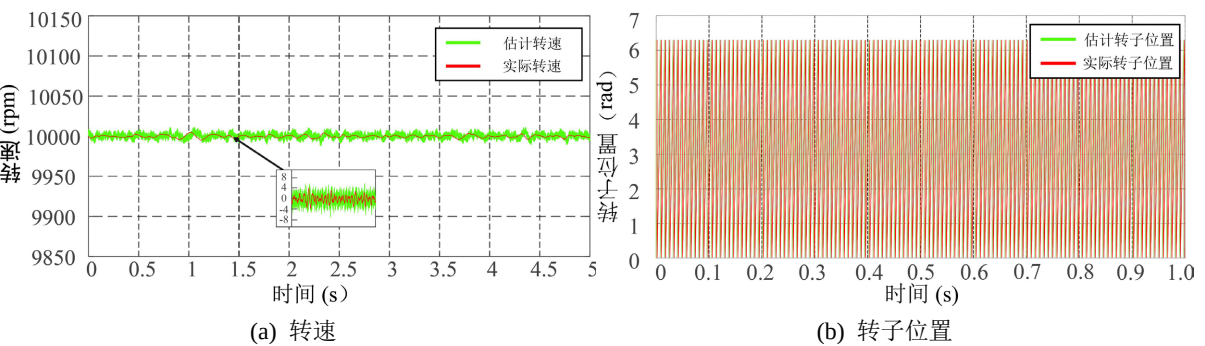


Figure 6. Diagram of SMO DTP-PMSM speed and rotor position
图 6. 滑模观测器法 DTP-PMSM 转速和转子位置波形图

对比实际转速和转子位置以及滑模观测器法估算值，转速误差控制在 8 rpm 以内，滑模观测器法能够实现对电机转速和转子位置的有效估计，满足 DTP-PMSM 无位置传感器控制技术的控制要求。

对 DTP-PMSM 无位置传感器复合控制策略的过渡阶段控制算法的验证。对比分析传统 DE 和改进型 DE 算法性能。仿真参数如下表 2 所示，传统 DE 和改进型 DE 算法收敛速度对比如图 7 所示。

Table 2. Weight coefficient optimization simulation parameter settings
表 2. 权重系数优化仿真参数设置

参数名称	数值
种群规模	100
最大迭代次数	100
终止条件	0.1
转速范围	500~8000 rpm
转速步长	500 rpm

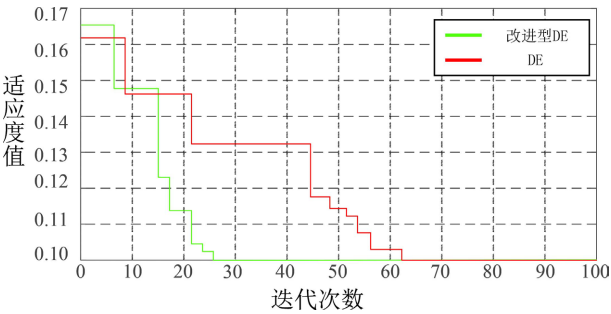


Figure 7. Comparison of convergence speed between traditional DE and improved DE algorithm
图 7. 传统 DE 和改进型 DE 算法收敛速度对比图

相比传统 DE 算法，改进型 DE 算法收敛速度提升明显。传统 DE 大约在 60 次迭代后满足终止条件输出最优解，改进型 DE 算法大约 25 次迭代即满足算法终止条件，输出最优解，收敛速度提升一倍以上。

因此，改进后的 DE 算法更适合用于对实时性和精确性要求高的电机控制应用场景。

图 8 为使用改进型 DE 算法计算得到的过渡速域下的权重系数选择，其中过段速域范围为 500~8000 rpm，计算步长为 500 rpm。

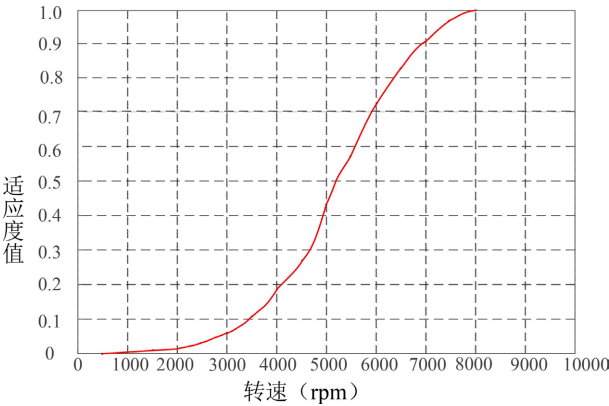


Figure 8. Transition stage weight coefficient selection curve
图 8. 过渡阶段权重系数选择曲线

为了验证上述复合控制策略在实际控制效果，搭建实验平台如图 8 所示。

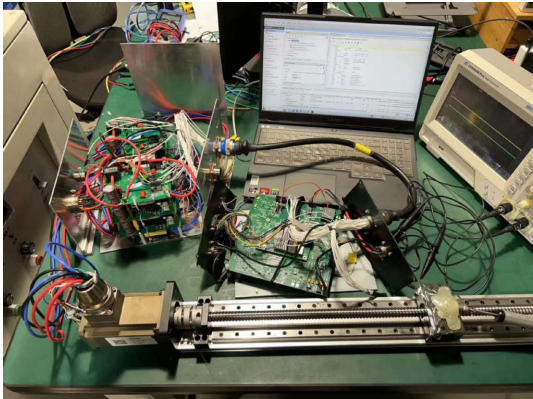


Figure 9. Experimental verification platform
图 9. 实验验证平台

为了验证上述复合控制策略在实际控制效果，搭建实验平台如图 9 所示。验证全速域下复合控制策略效果。选择低速域范围为 0~500 rpm，高速域范围为 8000 rpm 以上，过渡阶段为 300~8000 rpm。图 10 为全速域下转速误差波形图，其中第一阶段 0~2 s，给定转速为 $\omega_{set} = 10000$ rpm；第二阶段 0~3.5 s，给定转速为 $\omega_{set} = 10000$ rpm，电机转速由 100 rpm 向 10000 rpm 上升；第二阶段 3.5~5 s，给定转速为 $\omega_{set} = 10000$ rpm。可以看出，电机转速在两种算法切换时，转速误差波动至 ± 40 rpm；当电机转速稳定时，转速误差波动小，跟踪效果好。

7. 结论

为了提高 DTP-PMSM 无位置传感器控制策略全速域下运行的效果，本文采用 VSD 坐标变换对 DTP-PMSM 数学模型进行简化。针对电机在不同速域下的不同特性，分速域采用不同的无位置传感器控制

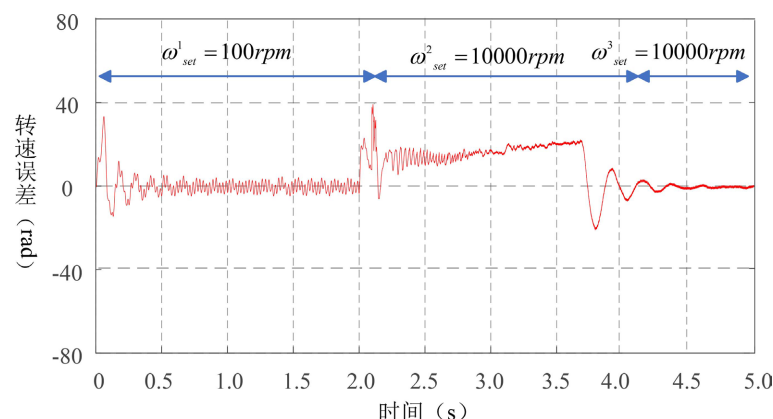


Figure 10. Diagram of composite control speed tracking in full speed domain

图 10. 全速域下转速跟踪波形图

策略。在零低速域，利用电机的凸机效应，采用高频注入法，使用 PLL 锁相环对高频响应电流信号解耦，进而提取电机转子位置和转速信息；在高速域下，利用电机的反电动势特性，构建滑模观测器，实现电机转子位置的估计；在过渡区间采用改进的差分算法优化权重系数选择代替传统线性权重选择，实现高低速两种不同算法的融合。仿真和试验结果表明，高频注入法和滑模观测器法均能实现对 DTP-PMSM 的转子位置和转速精确估计，其中转速误差控制在 8 rpm 以内，转子位置跟踪效果优秀。在过渡区间，提出改进差分进化算法优化过渡阶段两种算法的权重系数选择，通过引入动态变异因子和历史记忆保留策略，减少算法迭代次数，使算法收敛速度提升接近一倍，更适用于对实时性要求较高的电机控制场景。改进差分进化算法优化后的复合控制策略，在两种算法切换过程中，更加平滑，能够有效改善过渡区间的转速抖振问题。通过仿真和试验验证，验证了本文提出的多相永磁同步电机在全速域范围内的无位置传感器控制技术的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 骆正红, 胡亚山. 基于巴特沃斯结构的改进磁链观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 60-69.
- [2] Feng, G., Lai, C., Kelly, M. and Kar, N.C. (2019) Dual Three-Phase PMSM Torque Modeling and Maximum Torque per Peak Current Control through Optimized Harmonic Current Injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **66**, 3356-3368. <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2854550>
- [3] Liu, H., Luo, D. and Lin, W. (2023) Extended State Observer-Based Predictive Current Control for Dual Three-Phase PMSM with High Dynamic Performance. *Electronics*, **12**, Article 4266. <https://doi.org/10.3390/electronics12204266>
- [4] 孙庆国, 朱晓磊, 牛峰, 等. 基于改进型积分滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3269-3278.
- [5] 吴春, 吴辰浩, 康李佳, 等. 基于新型高阶锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-12. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.232408>, 2025-03-15.
- [6] 袁庆庆, 步凡, 谢晓彤, 等. 基于矢量分类的 NPC 型三电平双三相 PMSM 的改进模型预测电压控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(2): 758-769.
- [7] Liu, G., Zhang, H.F. and Song, X.D. (2020) Position Estimation Deviation Suppression Technology of PMSM Combining Phase Self-Compensation SMO and Feed-Forward PLL. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **9**, 335-344.
- [8] Krämer, C., Kugi, A. and Kemmetmüller, W. (2022) Optimal Force Control of a Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on a Magnetic Equivalent Circuit Model. *Control Engineering Practice*, **122**, Article 105076. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2022.105076>
- [9] 王孝洪, 连维钊, 翟名扬. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1243-1251.

-
- [10] 袁庆庆, 李龙吟, 杨娜. 应用于高速永磁同步电机的改进最大转矩电流比控制研究[J]. 机电工程, 2018, 35(1): 52-56.
- [11] 毕广东, 张国强, 王高林, 等. 高频信号注入永磁电机系统转子位置估计偏差在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 7205-7213.
- [12] Sasaki, S. (2022) Frequency-Weighted Angle Compensator for Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Control. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, **18**, 81-90. <https://doi.org/10.1002/tee.23701>
- [13] Li, Y., Chen, Z., Sun, X., Gao, C., Liu, X. and Guo, Y. (2022) Back Propagation Neural Network-Based Torque Ripple Reduction Strategy for High Frequency Square-Wave Voltage Injection-Based Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Control. *IET Electric Power Applications*, **17**, 195-205. <https://doi.org/10.1049/elp2.12255>
- [14] 宋文祥, 任航, 叶豪. 基于 MRAS 的双三相永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1164-1174.
- [15] 呼子茗, 朱景伟, 王高林, 等. 基于高频方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法研究[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 78-84.
- [16] Yao, G., Yang, Z., Han, S. and Wang, Z. (2024) Full-Speed Domain Position Sensorless Control Strategy for PMSM Based on a Novel Phase-Locked Loop. *Control Engineering Practice*, **152**, Article 106058. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2024.106058>
- [17] Hou, Y., Shen, Y., Han, H., Wu, Y. and Huang, Y. (2025) Adaptive Constrained Multi-Objective Differential Evolution Algorithm for Vehicle Routing Problem Considering Crowdsourcing Delivery. *Applied Soft Computing*, **169**, Article 112517. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2024.112517>
- [18] Yu, L., Meng, Z. and Zhu, H. (2025) A Hierarchical Surrogate-Assisted Differential Evolution with Core Space Localization. *IEEE Transactions on Cybernetics*, **55**, 939-952. <https://doi.org/10.1109/tcyb.2024.3489885>
- [19] Mortazavi, A. and Kandemir, E.Ç. (2024) Simultaneous Optimization of Capacity and Topology of Seismic Isolation Systems in Multi-Story Buildings Using a Fuzzy Reinforced Differential Evolution Method. *Advances in Engineering Software*, **198**, Article 103781. <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2024.103781>
- [20] Zhang, Z., Liang, W., Ji, D., Zeng, Y., Zhang, Y., Li, Y., et al. (2024) Mixed Integer Programming and Multi-Objective Enhanced Differential Evolution Algorithm for Human-Robot Responsive Collaborative Disassembly in Remanufacturing System. *Advanced Engineering Informatics*, **62**, Article 102895. <https://doi.org/10.1016/j.aei.2024.102895>
- [21] Wang, C., Liu, Y., Liang, X., Guo, H., Chen, Y. and Zhao, Y. (2016) Self-Adaptive Differential Evolution Algorithm with Hybrid Mutation Operator for Parameters Identification of PMSM. *Soft Computing*, **22**, 1263-1285. <https://doi.org/10.1007/s00500-016-2413-6>