

基于定子磁链定向的五相永磁同步电机改进 无差拍转矩控制

毛世雄¹, 蒋雪峰¹, 卢崇浚¹, 李洁^{2,3}, 魏积磊¹, 陈乐天¹, 杨锦豪¹

(1. 南京理工大学 自动化学院, 南京 210094)

(2. 南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

(3. 苏州容昇电气科技有限公司, 苏州 215000)

摘要: 无人机航空电驱系统对电机控制的动态响应、稳态转矩品质和运行可靠性提出了较高要求。提出一种基于定子磁链定向的五相永磁同步电机改进无差拍转矩控制策略。通过定子磁链 M - T 轴坐标系实现转矩通道与磁链通道的结构性分离, 建立数字系统一拍时延补偿模型, 并设计全阶龙伯格电流观测器和比例积分 (PI) 补偿型混合磁链观测器以提升参数鲁棒性; 同时结合五相相邻四矢量空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 策略, 降低五相电机谐波子空间对基波控制的影响。对改进无差拍控制律、数字系统一拍时延补偿模型、电流观测器和混合磁链观测器进行理论分析与对拖实验验证。结果表明: 所提策略可保持较快动态响应, 降低稳态转矩脉动和控制电压纹波, 并提高参数失配条件下的运行稳定性。

关键词: 定子磁链定向; 五相永磁同步电机; 无差拍转矩控制; 时延补偿; 参数鲁棒性; 三次谐波抑制

中图分类号: TM351; TM301.2

文献标识码: A

Improved deadbeat torque control for a five-phase permanent magnet synchronous motor based on stator flux orientation

MAO Shixiong¹, JIANG Xuefeng¹, LU Chongjun¹, LI Jie^{2,3}, WEI Jilei¹, CHEN Letian¹, YANG Jinhao¹

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

(2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

(3. Suzhou Rongsheng Electrical Technology Co., Ltd., Suzhou 215000, China)

Abstract: The deadbeat torque control for five-phase permanent magnet synchronous motors has the problems of torque-flux coupling, digital control delay, and sensitivity to parameter mismatches in traditional. A five-phase permanent magnet synchronous motor based on stator flux orientation is proposed, and a one-beat delay compensation model is established. The hybrid flux observer compensated full-order Luenberger current observer and proportional-integral (PI) is designed to enhance parameter robustness. A five-phase adjacent four-vector space vector pulse-width modulation strategy is employed to reduce the influence of the third-harmonic subspace on fundamental-plane control. The theoretical analysis and drag-test experimental verification are conducted on the improved deadbeat control law, the one-beat delay compensation model of the digital system, the current observer, and the hybrid flux observer. The results show that the proposed strategy can maintain fast dynamic response, reduces steady-state torque ripple and control voltage ripple, and improves stable operation under parameter mismatch conditions.

Key words: stator flux orientation; five-phase PMSM; deadbeat torque control; delay compensation; parameter robustness; third harmonic suppression

收稿日期: 2026-06-01; 修回日期: 2026-07-06

基金项目: 航空科学基金(20200028059001); 苏州市科技计划项目(ZXL2023408); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJCX25_0233)

通信作者: 蒋雪峰(1987—), 男, 博士, 副教授, 硕士研究生导师。E-mail: jxf@njust.edu.cn

引用格式: 毛世雄, 蒋雪峰, 卢崇浚, 等. 基于定子磁链定向的五相永磁同步电机改进无差拍转矩控制[J]. 航空工程进展.

MAO Shixiong, JIANG Xuefeng, LU Chongjun, et al. Improved deadbeat torque control for a five-phase permanent magnet synchronous motor based on stator flux orientation[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering. (in Chinese)

0 引言

无人机航空电驱系统对功率密度、动态响应和运行可靠性提出了较高要求^[1-3]。传统三相电驱系统在功率密度、容错能力及动稳态性能协同方面存在一定局限^[4-6],而五相永磁同步电机具有控制自由度高、转矩输出平稳和谐波调制空间丰富等优势,可为高可靠航空电驱提供有效解决方案^[7-10]。

在高性能电机控制中,矢量控制具有较好的稳态性能,但多比例积分(PI)级联结构会限制动态响应^[11];直接转矩控制响应较快,但存在转矩脉动较大和开关频率不固定等问题^[12]。模型预测、谐波抑制等方法也被用于提升多相电机控制性能^[13-14]。无差拍直接转矩与磁链控制(DB-DT-FC)结合了快速转矩响应与固定开关频率的优势,可依据电机离散模型直接求取参考电压,具有较好的动态控制潜力。

国外,Song等^[15]对空中交通电推进系统中的高效电机设计与实现进行了综述;Lin等^[16]基于定子磁链定向实现了永磁同步电机转矩与磁链的解耦控制;Wang等^[17]从降低计算量和提高鲁棒性方面对DB-DTFC进行了改进。针对数字控制时延及参数摄动问题,Talapiden等^[18]开展了数字扰动观测器离散化研究,Wang等^[19]和Xu等^[20]分别采用滑模及抗扰预测控制方法提高永磁同步电机控制系统的鲁棒性。上述研究为无差拍控制的解耦、数字化实现及参数鲁棒性提升提供了基础,但主要面向三相或一般永磁同步电机。

国内,张翔宇等^[21]基于灰色预测理论开展了永磁容错电机驱动系统缺相故障诊断研究,提高了负载突变等工况下的故障识别能力;王晓琳等^[22]提出了可抑制三次谐波的五相空间矢量脉宽调制(SVPWM)优化控制策略;王阳等^[23]从改进数据驱动角度研究了永磁电机开路故障诊断方法。现有国内研究已覆盖永磁电机故障诊断、五相谐波抑制及高可靠运行等方向,但针对五相永磁同步电机定子磁链定向无差拍转矩控制的系统研究仍相对不足。

综上所述,五相永磁同步电机无差拍转矩控制仍存在以下问题:一是传统 dq 坐标系下转矩与磁链调节耦合较强,参考电压求解过程复杂;二是

数字系统采样、计算及脉冲宽度调制(PWM)更新延时和参数失配会引起电流预测误差和转矩波动;三是五相电机存在三次谐波子空间,现有研究较少将无差拍控制律与谐波抑制型SVPWM协同设计。

针对上述问题,本文提出一种基于定子磁链定向的五相永磁同步电机改进无差拍转矩控制策略。建立定子磁链 MT 坐标系下的改进DB-DT-FC控制律,使磁链幅值调节与转矩调节在控制律结构上分离,简化参考电压求解过程;考虑数字控制系统一拍延时和参数失配影响,建立预测补偿模型,并设计全阶龙伯格电流观测器和PI补偿型混合磁链观测器,提高系统参数鲁棒性和磁链观测精度;结合五相相邻四矢量SVPWM调制策略,降低三次谐波子空间对基波控制的影响,并通过对比拖实验验证所提方法的稳态性能、动态负载响应和参数鲁棒性。

1 五相永磁同步电机建模与传统DB-DTFC分析

五相永磁同步电机是无人机高可靠航空电驱系统的重要驱动对象,而无差拍直接转矩与磁链控制(Dead-Beat Direct Torque and Flux Control, DB-DTFC)因兼具快速动态响应与固定开关频率等优点,成为高性能电机控制的重要研究方向。为分析传统DB-DTFC的控制特点,本文从控制器设计所需模型出发,建立五相永磁同步电机在同步旋转坐标系下的等效模型。

考虑定子五相绕组对称分布,忽略磁滞损耗、涡流损耗及高频集肤效应,并通过调制策略抑制三次谐波子空间对基波控制的影响,则五相永磁同步电机在转子磁链同步旋转坐标系下的直交轴(dq 轴)电压方程可表示为

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

$$T_e = \frac{5}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{5}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为转子磁链同步旋转 dq 坐标系下的 d 轴和 q 轴定子电压; i_d 、 i_q 分别为 d 轴和 q 轴定

子电流; L_d 、 L_q 为直、交轴电感; ω_r 为转子电角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链; p 为电机极对数; R_s 为定子电阻; T_e 为电磁转矩; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴定子磁链分量。

本文所用表贴式电机满足 $L_d = L_q = L_s$, 电磁转矩可简化为定子磁链幅值 $|\psi_s|$ 与负载角 δ 的单变量函数。

五相逆变器的 32 种开关状态可映射至基波平面和三次谐波平面。本文采用相邻四矢量 SVP-WM, 在一个开关周期内组合相邻的大、中电压矢量, 实现基波参考电压合成, 并使三次谐波平面平均电压趋近于零, 从而减小谐波子空间对基波控制的影响。

DB-DTFC 基于电机离散逆模型, 根据 k 时刻采样的电机状态量, 预测 $k+1$ 时刻使转矩、磁链跟踪误差归零的参考电压矢量, 参数稳定下, 具备较快的动态响应性能。

传统 DB-DTFC 在转子 dq 坐标系下需同时满足转矩与定子磁链约束, 由于二者未实现结构性分离, 参考电压求解存在较强耦合, 增加了在线计算复杂度。此外, 数字控制系统中的采样、计算及 PWM 更新会产生一拍延时, 模型逆控制又对电阻、电感和永磁体磁链等参数变化较为敏感, 从而影响系统的动态性能、控制精度及参数鲁棒性。

针对上述问题, 本文从解耦设计、时延补偿与鲁棒观测三个方面对传统 DB-DTFC 进行改进, 并在后续章节中分别展开分析。

2 定子磁链定向改进无差拍转矩与磁链控制策略

为降低控制器求解复杂度, 本文将控制坐标系由转子磁链坐标系转换至定子磁链坐标系。以定子磁链方向定义 M 轴, 与其正交方向定义 T 轴, 从而使磁链幅值调节与转矩调节在坐标系中具有更明确的分工。坐标系关系如图 1 所示, ψ_s 代表定子磁链矢量, ψ_f 代表转子磁链矢量; ω_r 、 ω_s 分别是转子磁链和定子磁链的电角速度; θ_r 是转子磁链的位置角, θ_s 是定子磁链的位置角, δ 是负载角。负载角 δ 可以通过定子磁链角 θ_s 与转子磁链角 θ_r 作差得到, 即 $\delta = \theta_s - \theta_r$ 。

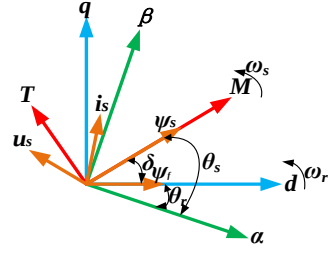


图1 空间坐标系定义

Fig. 1 Definition of spatial coordinate systems

2.1 定子磁链坐标系下的改进无差拍控制原理

在定子磁链坐标系下, 首先由定子磁链在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量 ψ_{sa} 和 $\psi_{s\beta}$ 确定定子磁链空间矢量位置角 θ_s 及其幅值 $|\psi_s|$, 即:

$$\begin{cases} \theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{sa}}\right) \\ |\psi_s| = \sqrt{\psi_{sa}^2 + \psi_{s\beta}^2} \end{cases} \quad (3)$$

将定子电流在静止坐标系下的分量 i_{sa} 、 $i_{s\beta}$ 变换至定子磁链坐标系, 可得 M 轴和 T 轴电流分量 i_M 和 i_T , 即:

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

M 轴沿定子磁链方向, T 轴与其正交。进一步引入第 k 个控制周期的定子磁链参考幅值 $|\psi_s^*(k)|$ 和负载角参考值 $\delta^*(k)$, 则定子磁链坐标系下的离散状态关系为

$$\begin{cases} |\psi_s(k+1)| = |\psi_s(k)| + [u_M(k) - R_s i_M(k)] T_s \\ \delta(k+1) = \delta(k) + \left[\frac{u_T(k) - R_s i_T(k)}{|\psi_s(k)|} + \omega_r(k) \right] T_s \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_M 、 u_T 分别为定子电压在 M 轴、 T 轴上的分量; T_s 为控制周期; k 为离散采样时刻; i_M 、 i_T 分别为定子电流在 M 轴和 T 轴上的分量; $|\psi_s|$ 为定子磁链幅值; δ 为负载角。

在一个控制周期内分别令定子磁链幅值与负载角跟踪其参考值, 则 M 轴和 T 轴参考电压分量 u_M^* 及 u_T^* 可表示为

$$\begin{cases} u_M^* = R_s i_M(k) + \frac{|\psi_s^*(k)| - |\psi_s(k)|}{T_s} \\ u_T^* = R_s i_T(k) + \left[\frac{\delta^*(k) - \delta(k)}{T_s} + \omega_r(k) \right] |\psi_s(k)| \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\phi_s^*(k)$ 为第 k 个控制周期的定子磁链参考幅值; $\delta^*(k)$ 为第 k 个控制周期的负载角参考值。在上述控制结构下, M 轴电压分量直接作用于定子磁链幅值调节, T 轴电压分量主要决定负载角变化过程从而实现对电磁转矩的调节。与传统转子磁链坐标系下的控制律相比, 该方法在控制结构上实现了磁链调节与转矩调节的功能分离, 参考电压求解过程更加直接。

2.2 负载角求解

对于定子磁链坐标系而言, M 轴方向上的控制量求解较为直接, 而 T 轴电压分量与负载角变化密切相关, 因此需进一步建立电磁转矩与负载角之间的关系。本文采用的五相电机为表贴式电机, 在定子磁链幅值基本恒定的条件下, 电磁转矩主要由负载角决定, 其表达式可写为

$$T_e = \frac{2.5p\phi_f\phi_s\sin\delta}{L_s} \quad (7)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为极对数; ϕ_f 为永磁体磁链; L_s 为等效定子电感; ϕ_s 为定子磁链。

在定子磁链幅值近似恒定且单个控制周期内负载角变化较小的条件下, 对式(7)在当前工作点附近进行一阶线性化, 可得:

$$T_e(k+1) - T_e(k) = \frac{5p\phi_s(k)\phi_f\cos\delta(k)}{2L_s} * (\delta(k+1) - \delta(k)) \quad (8)$$

为说明上述一阶线性化近似的适用范围, 对式(7)所示转矩-负载角关系进行误差分析。令 $K = \frac{5p\phi_f\phi_s}{2L_s}$, 则电磁转矩可写为 $T_e = K\sin\delta$, 在当前工作点 δ_0 附近, 设负载角变化量为 $\Delta\delta$, 则有

$$\sin(\delta_0 + \Delta\delta) = \sin\delta_0 + \cos\delta_0\Delta\delta - \frac{1}{2}\sin\xi(\Delta\delta)^2 \quad (9)$$

ξ 位于 δ_0 与 $\delta_0 + \Delta\delta$ 之间。因此, 由一阶线性化引起的转矩近似误差满足:

$$|\Delta T_e| \leq \frac{K}{2} |\Delta\delta|^2 \quad (10)$$

由此可知, 当单个控制周期内负载角变化量较小, 且负载角工作点未接近 $\pm\pi/2$ 时, 二阶余项较小, 一阶线性化近似能够满足无差拍控制律的在线计算精度要求。本文所研究工况下, 定子磁链幅值由 M 轴电压分量维持基本恒定, 控制周期

较短, 负载角在相邻采样周期内变化较小, 因此采用式(8)所示一阶线性化近似具有合理性。

引入第 k 个控制周期的电磁转矩 $T_e(k)$ 及参考电磁转矩 $T_e^*(k)$, 则 $k+1$ 时刻负载角参考值 $\delta^*(k+1)$ 可写为

$$\begin{cases} \delta^*(k+1) - \delta(k) = \frac{1}{B} (T_e^*(k) - T_e(k)) \\ B(k) = \frac{5p\phi_s(k)\phi_f\cos\delta(k)}{2L_s} \end{cases} \quad (11)$$

式中, $B(k)$ 为当前工作点处电磁转矩对负载角变化的局部灵敏度系数, 其大小由定子磁链幅值、永磁体磁链及负载角等运行状态共同决定。相应地, 磁链和转矩的离散更新关系可表示为

$$\begin{cases} \phi_s(k+1) = \phi_s(k) + T_s(u_M - R_s i_M) \\ T_e(k+1) = T_e(k) + B(k)T_s(u_T - R_s i_T - \omega_r \phi_s) \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)和式(12)可知, 在定子磁链幅值给定条件下, 电磁转矩调节问题可进一步转化为负载角调节问题。因此, 改进无差拍控制器无需在转子磁链坐标系下同时联立转矩约束与磁链约束求解参考电压, 而是可分别沿 M 轴与 T 轴实现定子磁链和电磁转矩的调节。相较于传统方法, 该坐标系下参考电压求解过程更为直接, 控制结构也更便于数字实现。

3 考虑延时的数字化实现与观测器设计

3.1 时间延时分析与离散化模型构建

改进无差拍转矩与磁链控制律是在理想离散系统条件下得到的, 而在实际数字控制系统中, 采样、计算以及 PWM 更新均需占用有限时间, 因此控制器在第 k 个控制周期内计算得到的电压指令通常在下一周期才作用于电机。对于无差拍控制而言, 这种一拍时序错位会直接破坏当前计算、下一拍校正的理想前提, 从而引起磁链和转矩预测误差累积, 并削弱系统的动态跟踪性能。

无差拍系统时序图如图2所示, 一个控制周期内的状态演化可分为两步: 从时刻 k 到 $k+1$ 由上一周期控制量 $u(k-1)$ 作用, 从时刻 $k+1$ 到 $k+2$ 由当前周期控制量 $u(k)$ 作用。因此, 为保证在第 $k+1$

个PWM周期末实现对磁链和转矩的无差拍校正,控制目标应由原来的下一拍参考值修正为下一控制周期后的参考值,并在控制律中引入基于预测状态的误差补偿项。

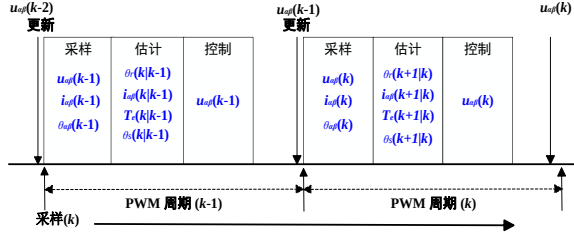


图2 无差拍系统时序图

Fig. 2 Timing diagram of the deadbeat control system

在此基础上, M 轴电压分量主要用于补偿定子磁链参考值与预测值之间的偏差,并叠加定子电阻压降补偿; T 轴电压分量则在考虑电阻压降和反电动势影响的基础上,根据电磁转矩参考值与预测值之间的偏差进行修正。通过对未来一拍状态进行预测补偿,可将数字时延对无差拍控制的影响显式纳入控制律设计过程。然而,仅考虑时延补偿仍难以消除参数失配和未建模动态所引起的电流预测误差,因此还需进一步引入电流观测器提高状态估计精度与系统鲁棒性。

3.2 全阶龙伯格电流观测器设计

在实际系统中,直接使用当前采样电流进行无差拍控制会导致时序错位,而电机参数随温度和磁饱和变化产生的模型失配又会进一步引入扰动电压,造成控制器输出偏差。为此,设计全阶龙伯格电流观测器,用于补偿系统延时与参数失配带来的误差。该观测器同时对 dq 轴电流状态和等效扰动状态进行联合估计,从而在保持快速动态响应的同时提高系统的参数鲁棒性。

将电机电压方程进行前向欧拉离散化,可得

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \hat{i}_d(k) + T_s \omega_r \hat{i}_q(k) + T_s k_p \tilde{i}_d(k) + \frac{T_s}{L_s} (u_d(k) + \Delta \hat{u}_d(k)) \\ \hat{i}_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \hat{i}_q(k) - \frac{\omega_r T_s}{L_s} (L_s \hat{i}_d(k) + \phi_f) + T_s k_p \tilde{i}_q(k) + \frac{T_s}{L_s} (u_q(k) + \Delta \hat{u}_q(k)) \\ \Delta \hat{u}_d(k+1) = \Delta \hat{u}_d(k) + T_s k_i \tilde{i}_d(k) \\ \Delta \hat{u}_q(k+1) = \Delta \hat{u}_q(k) + T_s k_i \tilde{i}_q(k) \end{cases} \quad (14)$$

式(14)为 dq 轴电流状态的递推更新方程,式(15)为等效扰动电压的递推估计方程。 $\hat{i}_d(k+1)$

到标称参数条件下的 dq 轴电流一步预测结果。将参数失配及未建模动态产生的预测偏差等效为 dq 轴扰动电压 Δu_d 和 Δu_q ,则考虑扰动后的实际电流预测模型可表示为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k+1) \\ \hat{i}_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_d(k) \\ f_q(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_s} \begin{bmatrix} \Delta u_d(k) \\ \Delta u_q(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, $f_d(k)$ 和 $f_q(k)$ 分别为 k 时刻标称参数下的 dq 轴电流一步预测结果。

电流观测器设计如图3所示,上支路用于构造基于标称参数的名义电流预测模型,下支路用于对等效扰动进行在线估计,并通过电流测量误差反馈实现对预测结果的实时校正。通过该结构,观测器能够同时修正由数字时延和参数失配带来的误差。

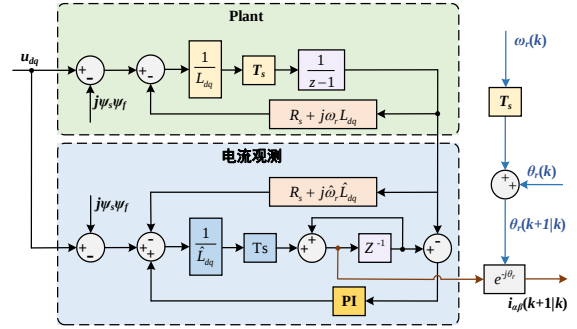


图3 电流观测器设计

Fig. 3 Design of the current observer

为实现对参数失配及未建模动态所产生等效扰动的在线估计,将 dq 轴扰动电压作为扩张状态引入观测器。考虑到控制系统采样频率远高于扰动变化频率,可认为等效扰动电压在单个采样周期内近似保持不变。在标称电流预测模型基础上,引入基于电流测量误差的反馈校正项,对电流状态与扰动状态进行同步估计,可得全阶电流观测器的递推实现形式为

为 $k+1$ 时刻的估计电流, $\hat{i}_d$ 、 $\hat{i}_q$ 为 dq 轴电流估计值, $\Delta \hat{u}_d$ 、 $\Delta \hat{u}_q$ 为 dq 轴等效扰动电压估计值, $\tilde{i}_d$ 、 $\tilde{i}_q$ 为电流测量值与估计值之间的误差。比例增益 k_p 主要用于提高观测器的动态响应速度,实现电流误差的

快速校正;积分增益 k_i 主要用于对扰动进行累计估计和稳态误差补偿。

观测器带宽越高,低频扰动抑制能力越强,但高频噪声敏感性也随之增加。为兼顾扰动抑制与抗噪性能,对不同观测器带宽下的频率特性进行比较,如图4所示。

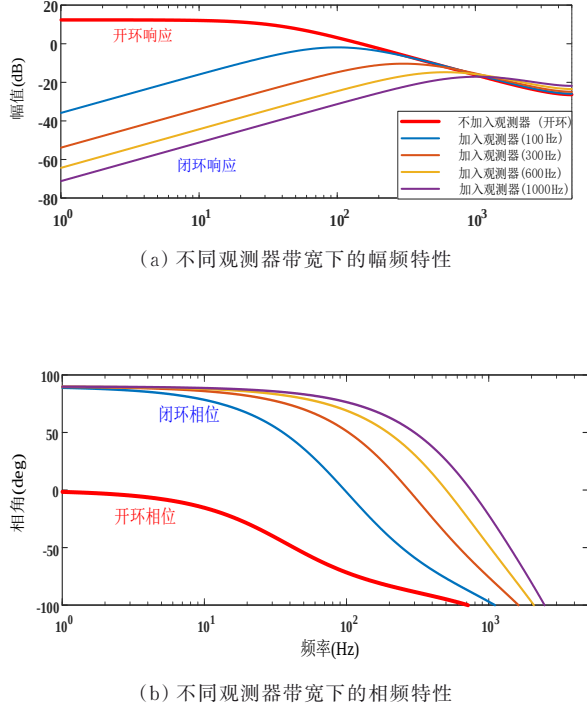


图4 不同观测器带宽下的频率特性分析
Fig. 4 Frequency-response analysis under different observer bandwidths

从图4可以看出:提高观测器带宽可增强低频扰动补偿能力,但同时会放大高频噪声。综合考虑动态响应与抗噪性能,本文选取观测器带宽为300 Hz。

为进一步明确电流观测器参数整定过程,本文采用二阶标准系统极点配置方法确定观测器增益。设观测器期望闭环特征多项式为

$$s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (16)$$

式中: ζ 为阻尼比; ω_0 为观测器带宽对应的角频率。由此可得观测器比例增益和积分增益分别为 $k_p = 2\zeta\omega_0$, $k_i = \omega_0^2$,本文取阻尼比 $\zeta = 0.707$ 。

$$\begin{cases} \hat{\psi}_s(k+1) = \hat{\psi}_s(k) + T_s \left[u(k) + \Delta\hat{u}(k) - k_p(\hat{\psi}_s(k) - \psi(k)) \right] \\ \Delta\hat{u}(k+1) = \Delta\hat{u}(k) - T_s k_i(\hat{\psi}_s(k) - \psi(k)) \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\Delta\hat{u}$ 为观测器估计的扰动补偿电压。

电流观测器带宽取 $f_0 = 300\text{Hz}$,则 $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1884.96\text{rad/s}$,代入式 $k_p = 2\zeta\omega_0$, $k_i = \omega_0^2$,则增益为: $k_p = 2665$, $k_i \approx 3.55 \times 10^6$ 。

该参数设置可在保证低频扰动抑制能力的同时,避免过高带宽引入的高频噪声放大。

3.3 PI补偿型混合磁链观测器设计

定子磁链是改进DB-DTFC策略的核心反馈量,其观测精度直接决定控制性能。传统电流模型法高速工况下对参数漂移较为敏感,电压模型法低速工况下易出现积分漂移与直流偏置,两种方法均难以实现全速域精准观测。为此,本文设计PI补偿型混合磁链观测器,融合两类模型的优势,以电压模型为观测主体,引入电流模型的磁链观测值作为参考,通过PI补偿环节校正积分漂移与直流偏置,实现全速域定子磁链的平滑精准观测,观测器结构如图5所示。

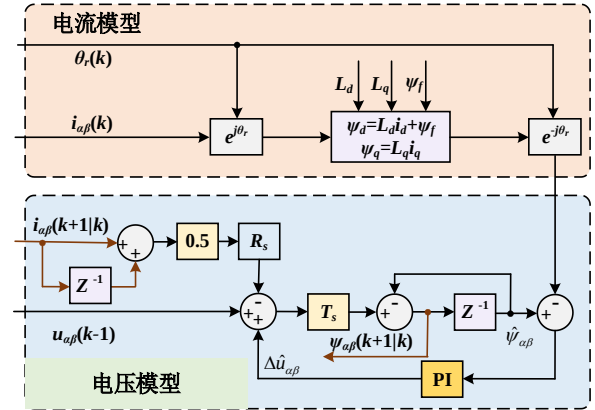


图5 混合观测器设计
Fig. 5 Design of the hybrid flux observer

建立混合磁链观测器的连续域方程:

$$\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = u_s - R_s i_s + k_p(\psi - \hat{\psi}_s) + k_i \int (\psi - \hat{\psi}_s) dt \quad (17)$$

式中: u_s 为定子电压; k_p 和 k_i 分别为观测器的比例增益和积分增益; $\hat{\psi}_s$ 为磁链观测值。

为适配数字控制器实现,对观测器方程进行前向欧拉离散化,得到离散迭代方程:

为进一步说明PI补偿型混合磁链观测器的作

用机理,对混合观测器结构进行连续域等效分析。设 ψ_u 为电压模型得到的定子磁链, ψ_i 为电流模型得到的定子磁链,则混合磁链观测值可表示为

$$\hat{\psi}_s = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + k_i} \psi_u + \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \psi_i \quad (19)$$

式中: ψ_u 为由电压模型得到的定子磁链; ψ_i 为由电流模型得到的定子磁链。

由式(19)可知,该混合磁链观测器本质上是电压模型和电流模型的频域加权融合结构。其中电压模型通道的权重函数为

$$G_u(s) = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (20)$$

电流模型通道的权重函数为:

$$G_i(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (21)$$

两者满足互补关系:

$$G_u(s) + G_i(s) = 1 \quad (22)$$

在低频段, s 较小, $G_i(s)$ 权重较高,观测结果更多依赖电流模型,可抑制电压模型积分漂移和直流偏置;在中高速及较高频段, $G_u(s)$ 权重提高,观测结果更多依赖电压模型,可减小电流模型受电感、磁链等参数偏差影响而产生的观测误差。因此,PI补偿型混合磁链观测器能够在低速和中高速工况下兼顾磁链观测稳定性与动态响应能力。

采用二阶标准系统匹配PI参数,令 $k_p = 2\zeta\omega_0$, $k_i = \omega_0^2$,其中阻尼比取 $\zeta = 0.707$,混合磁链观测器自然截止频率取 $f_0 = 30\text{Hz}$,则 $\omega_0 = 2\pi f_0 = 188.50\text{rad/s}$,代入式 $k_p = 2\zeta\omega_0$, $k_i = \omega_0^2$,则增益为: $k_p = 266.5$, $k_i \approx 3.55 \times 10^4$,该参数设置可实现电压模型与电流模型之间的平滑过渡,为改进DB-DTFC策略提供准确的定子磁链反馈。所提数字化改进DB-DTFC-MT策略的总体结构如图6所示。

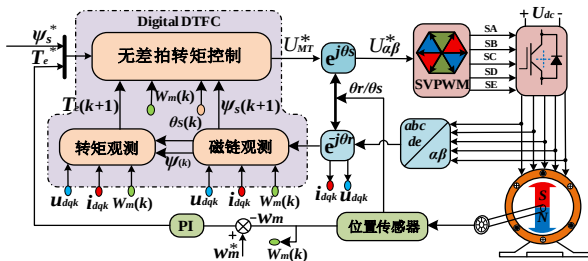


图6 数字化改进DB-DTFC-MT策略

Fig. 6 Digital improved DB-DTFC-MT strategy

3.4 计算量分析

为说明所提数字化改进DB-DTFC-MT策略的实时实现可行性,对其计算量进行简要分析。传统DB-DTFC在转子磁链坐标系下需要同时满足转矩和磁链约束,参考电压求解过程存在耦合关系,计算过程相对复杂。本文采用定子磁链MT坐标系后,M轴电压主要用于磁链幅值调节,T轴电压主要用于负载角及转矩调节,参考电压可分别计算,降低了电压矢量求解复杂度。数字化改进DB-DTFC-MT在此基础上增加了一拍延时补偿、电流观测器和混合磁链观测器,新增计算主要为状态预测、PI补偿和一阶递推运算,不涉及在线迭代优化或复杂非线性方程求解。实验平台开关频率为10 kHz,对应控制周期为100 μs ,所提算法能够在单个控制周期内完成计算并更新PWM输出,满足实时控制要求。

4 实验验证

4.1 实验平台与参数

为验证所提定子磁链定向五相永磁同步电机改进无差拍转矩控制策略的有效性,搭建了五相永磁同步电机驱动控制实验平台,如图7所示。电机采用RTU-BOX205数字控制器,开关频率10 kHz,直流母线电压100 V。负载由一台对拖电机提供,通过旋转变压器获取转子位置信号。

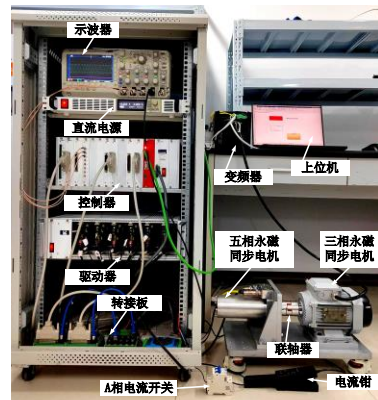


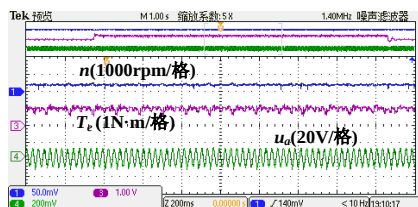
图7 五相永磁同步电机驱动控制实验平台

Fig. 7 Experimental platform for the five-phase PMSM drive control system

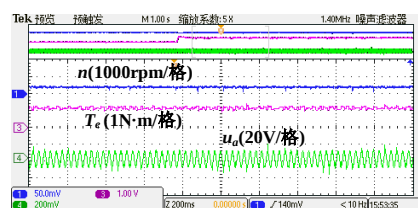
实验样机实测相间电感为1.41~1.91 mH,相间电阻为0.46~0.50 Ω 。

4.2 稳态性能对比实验

为验证所提数字化改进DB-DTFC-MT策略对稳态转矩脉动和控制电压纹波的改善效果,在500 r/min、1 N·m负载条件下,对DB-DTFC-MT与数字化改进DB-DTFC-MT两种策略进行稳态对比实验,实验波形如图8所示。



(a) DB-DTFC-MT 稳态运行波形



(b) 数字化改进DB-DTFC-MT 稳态运行波形

图8 稳态性能对比

Fig. 8 Comparison of steady-state performance

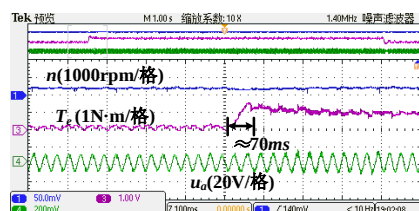
从图8可以看出:两种方法均能维持电机稳定运行,但DB-DTFC-MT下电磁转矩存在明显高频脉动,控制电压也伴随一定纹波和毛刺;数字化改进DB-DTFC-MT的转矩和控制电压波形则更加平滑。结果表明,一拍延时补偿能够修正控制时序,电流观测器和混合磁链观测器能够减弱参数偏差及测量噪声的影响,从而改善系统稳态性能。

4.3 动态负载响应对比实验

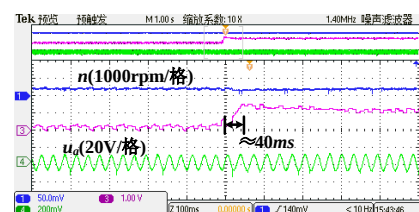
为进一步验证所提策略在负载扰动下的动态响应能力,在500 r/min转速给定条件下进行负载突变实验,并对DB-DTFC-MT与数字化改进DB-DTFC-MT的动态加载过程进行对比,实验波形如图9所示。

从图9可以看出:DB-DTFC-MT加载时存在较明显的转矩振荡,转矩建立时间约为70 ms;采用数字化改进DB-DTFC-MT后,转矩建立时间缩短至约40 ms,缩短约42.9%,且转矩振荡和控制电压畸变均有所减小。结果表明,预测补偿能够修正控制时序,观测器能够提高电流和磁链状

态估计精度,从而提升系统动态响应速度和抗扰能力。



(a) DB-DTFC-MT 动态运行波形



(b) 数字化改进DB-DTFC-MT 动态运行波形

图9 动态性能对比

Fig. 9 Comparison of dynamic performance

4.4 转速突变动态响应实验

为进一步验证所提数字化改进DB-DTFC-MT策略在转速给定突变工况下的动态响应能力,本文进行了转速反转实验。实验中,将电机转速给定由500 r/min突变切换至-500 r/min,以考察电机在减速、过零及反向加速过程中的速度跟踪性能和相电流变化情况,实验波形如图10所示,可以看出:转速切换后,电机能够平稳完成减速、过零和反向加速过程,仅在零速附近出现小幅波动,未发生明显转速振荡和电流冲击。局部放大结果进一步表明,系统在过零区域仍具有较好的速度跟踪能力和电流稳定性。

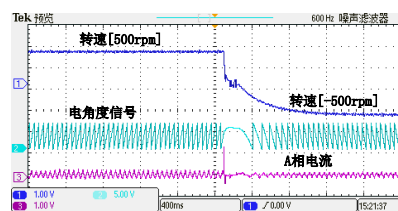


图10 转速反转动态响应实验

Fig. 10 Dynamic response experiment under speed reversal

4.5 参数鲁棒性对比实验

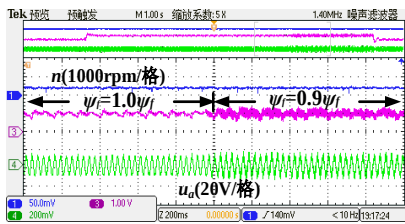
无差拍控制器基于电机离散逆模型直接计算参考电压,控制性能对电机参数较为敏感。为验证本文观测器与数字化实现方法对参数失配的抑

制能力,在 500 r/min、1 N·m 工况下,通过修改控制器内部参数模拟电机参数失配,并对比 DB-DTFC-MT 与数字化改进 DB-DTFC-MT 两种策略的转矩和控制电压波形。

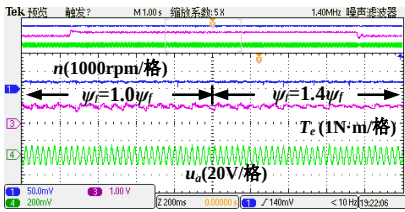
为进一步定量比较参数失配条件下的转矩波动情况,选取参数切换完成后的稳定运行区间,并按照 $\Delta T_e = T_{\max} - T_{\min}$ 统计电磁转矩峰峰值。式中, $T_{\max}$ 和 $T_{\min}$ 分别为统计区间内电磁转矩的最大值和最小值, ΔT_e 表示该区间内电磁转矩的峰峰值。

本文选取永磁体磁链、电感两类典型参数进行对比。其中,磁链增大工况用于相同参数倍率下的直接比较,磁链减小和电感失配工况用于说明不同控制策略在参数失配范围扩展方面的差异。

DB-DTFC-MT 磁链参数失配波形如图 11 所示,当控制器磁链参数由标称值减小至 $0.9\psi_f$ 或增大至 $1.4\psi_f$ 时,传统 DB-DTFC-MT 在磁链减小工况下出现明显转矩振荡,控制器输出电压幅值增大且毛刺增加;而所提数字化改进策略在 $\hat{\psi}_f = 0.6\psi_f \sim 1.4\psi_f$ 范围内均能保持转矩输出稳定,其中 ψ_f 为实际永磁体磁链参数, $\hat{\psi}_f$ 为控制器内部使用的永磁体磁链参数。数字化改进 DB-DTFC-MT 磁链参数失配波形如图 12 所示,可以看出:控制电压波形无明显畸变,混合磁链观测器可有效修正磁链估计偏差,避免磁链参数失配直接放大转矩通道误差。

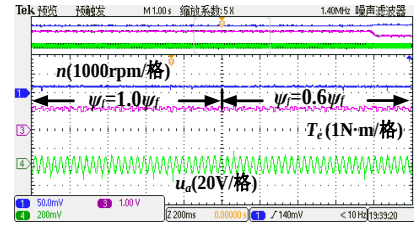


(a) 磁链参数减小时 DB-DTFC-MT 波形

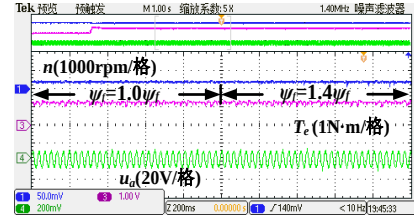


(b) 磁链参数增大时 DB-DTFC-MT 波形

图 11 DB-DTFC-MT 磁链参数失配波形
Fig. 11 Waveforms of DB-DTFC-MT under flux linkage mismatch



(a) 磁链参数减小时数字化改进 DB-DTFC-MT 波形



(b) 磁链参数增大时数字化改进 DB-DTFC-MT 波形

图 12 数字化改进 DB-DTFC-MT 磁链参数失配波形
Fig. 12 Flux waveform of the digital improved DB-DTFC-MT

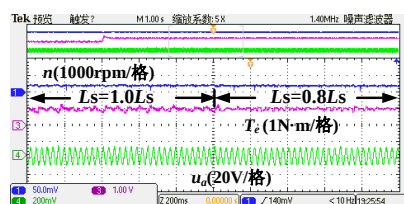
磁链参数失配条件下转矩脉动统计如表 1 所示,可以看出:在磁链增大至 $1.4\psi_f$ 的相同失配条件下,数字化改进 DB-DTFC-MT 的转矩峰峰值由 $0.32 \text{ N}\cdot\text{m}$ 降低至 $0.26 \text{ N}\cdot\text{m}$;在磁链减小工况下,传统方法在 $0.9\psi_f$ 时峰峰值已达 $0.64 \text{ N}\cdot\text{m}$,而改进方法在更大失配 $0.6\psi_f$ 下仍仅为 $0.23 \text{ N}\cdot\text{m}$,说明混合磁链观测器能够提高磁链失配下的稳定性。

表 1 磁链参数失配条件下转矩脉动统计

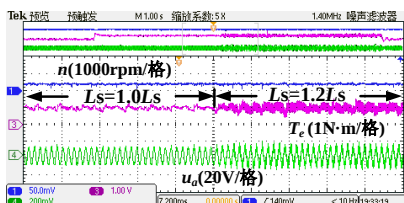
Table 1 Torque ripple statistics under flux linkage mismatch

控制策略	参数倍率	$\Delta T_e / (\text{N}\cdot\text{m})$
传统方法	$0.9\psi_f$	0.64
传统方法	$1.4\psi_f$	0.32
改进方法	$0.6\psi_f$	0.23
改进方法	$1.4\psi_f$	0.26

DB-DTFC-MT 电感参数失配波形如图 13 所示,当 DB-DTFC-MT 中控制器电感参数减小至 $0.8L_s$ 或增大至 $1.2L_s$ 时,系统转矩脉动和控制电压波形已出现明显恶化,尤其在电感参数增大条件下,控制电压正弦度下降并伴随高频抖动。数字化改进 DB-DTFC-MT 电感参数失配波形如图 14 所示,所提数字化改进策略在电感参数减小至 $0.5L_s$ 或增大至 $1.8L_s$ 时仍可维持较平滑的转矩和控制电压输出。表明电流观测器能够对电感失配引起的电流预测误差进行修正,减弱参数偏差对参考电压求解结果的影响。

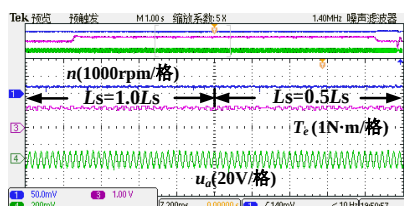


(a) 电感参数减小时DB-DTFC-MT波形

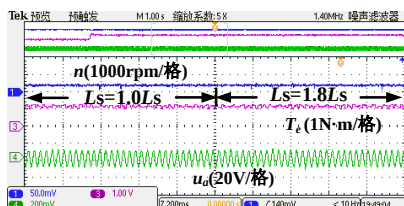


(b) 电感参数增大时DB-DTFC-MT波形

图13 DB-DTFC-MT电感参数失配波形
Fig. 13 Waveforms of DB-DTFC-MT under inductance mismatch



(a) 电感参数减小时数字化改进DB-DTFC-MT波形



(b) 电感参数增大时数字化改进DB-DTFC-MT波形

图14 数字化改进DB-DTFC-MT电感参数失配波形
Fig. 14 Waveforms of the digital improved DB-DTFC-MT under inductance mismatch

电感参数失配条件下转矩脉动统计如表2所示,可以看出:DB-DTFC-MT在 $1.2L_s$ 时转矩峰值增大至 $0.62\text{ N}\cdot\text{m}$,而数字化改进DB-DTFC-MT在 $0.5L_s$ 和 $1.8L_s$ 的更大失配范围内,峰峰值分别为 0.22 和 $0.23\text{ N}\cdot\text{m}$,说明电流观测器能够减弱电感失配对转矩输出的影响。

综合两类参数实验可知,所提数字化改进DB-DTFC-MT在磁链 $0.6\sim 1.4$ 倍、电感 $0.5\sim 1.8$ 倍的参数失配范围内均未出现失稳现象。相比传统DB-DTFC-MT在磁链减小和电感增大时

易出现振荡,本方法降低了参数偏差对参考电压求解和状态估计的影响,从而扩展了系统可稳定运行的参数范围。

表2 电感参数失配条件下转矩脉动统计

Table 2 Torque ripple statistics under inductance mismatch

控制策略	参数倍率	$\Delta T_e/(\text{N}\cdot\text{m})$
传统方法	$0.8L_s$	0.31
传统方法	$1.2L_s$	0.62
改进方法	$0.5L_s$	0.22
改进方法	$1.8L_s$	0.23

5 结 论

1) 在 500 r/min 、 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 稳态工况下,数字化改进DB-DTFC-MT能够稳定运行,相较于DB-DTFC-MT,其电磁转矩脉动和控制电压纹波明显减小,表明所提方法能够改善系统稳态控制性能。

2) 所提方法具有较好的动态响应能力。负载突变实验中,转矩建立时间由约 70 ms 缩短至 40 ms ,缩短约 42.9% ;在 500 r/min 至 -500 r/min 的转速反转过程中,电机能够平稳完成减速、过零和反向加速,未出现明显转速振荡和电流冲击。

3) 参数失配实验表明,数字化改进DB-DTFC-MT在磁链 $0.6\sim 1.4$ 倍、电感 $0.5\sim 1.8$ 倍的参数偏差范围内均能保持稳定运行,相较于DB-DTFC-MT具有更强的参数鲁棒性和运行稳定性。

参 考 文 献

- [1] 李洪亮,康元丽,回彦年.电推进飞机促进航空业变革[J].航空动力,2021(5):23-28.
Li Hongliang, Kang Yuanli, Hui Yannian. Electric propulsion aircraft promoting new changes of aviation industry[J]. Aerospace Power, 2021(5): 23-28. (in Chinese)
- [2] 黄俊.分布式电推进飞机设计技术综述[J].航空学报,2021,42(3):7-23.
Huang Jun. Survey on design technology of distributed electric propulsion aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2021, 42(3): 7-23. (in Chinese)
- [3] 王科雷,周洲,马悦文,等.垂直起降固定翼无人机技术发展及趋势分析[J].航空工程进展,2022,13(5):1-13.
Wang Kelei, Zhou Zhou, Ma Yuewen, et al. Development and trend analysis of vertical takeoff and landing fixed wing UAV[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2022, 13(5): 1-13. (in Chinese)
- [4] 张典,梁培鑫.电动飞机推进电机发展及关键技术综述[J].航空科学技术,2024,35(3):1-10.
Zhang Dian, Liang Peixin. Overview of the development

- and key technologies of electric aircraft propulsion motors [J]. *Aeronautical Science and Technology*, 2024, 35(3): 1-10. (in Chinese)
- [5] 李靖豪, 李然, 华浩, 等. 电动飞机轻量化推进系统可靠性分配方法[J]. *上海交通大学学报*, 2025, 59(6): 867-876. Li Jinghao, Li Ran, Hua Hao, et al. Reliability allocation method for electric aircraft lightweight propulsion system [J]. *Journal of Shanghai Jiao Tong University*, 2025, 59(6): 867-876. (in Chinese)
- [6] 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. Ju Xiaowei, Long Jiaxing, Zhang Fengge, et al. Development status and research overview of propulsion motors for eVTOL [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2025, 40(17): 5402-5421. (in Chinese)
- [7] Zhang M K, Yuan M Y, Jiang J H. A comprehensive review of the multiphase motor drive topologies for high-power electric vehicle: Current status, research challenges, and future trends[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025, 11(1): 3631-3654.
- [8] Chikondra B, AlZaabi O, Al Hosani K. Direct torque control of five-phase induction motor drives with xy current regulation under an open-phase fault-condition[C]//2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Nashville, TN, USA. IEEE, 2023: 4733-4736.
- [9] Liu X B, Liu S Y, Fu Z Y, et al. A critical review of fault-tolerant control for multiphase PMSM drive systems [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025, 11(6): 13684-13704.
- [10] Nair Syam Sundar S, Surana P, R S V, et al. Synthesis of a modulating waveform for a carrier-based dodecagonal space vector PWM signal generation for a split-phase induction motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(12): 15415-15423.
- [11] Hesar H M, Liang X D, Ali Salahmanesh M, et al. Vector control of brushless doubly-fed induction machines based on highly efficient nonlinear controllers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(6): 5641-5652.
- [12] Feng L Y, Sun X D, Tian X, et al. Direct torque control with variable flux for an SRM based on hybrid optimization algorithm [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(6): 6688-6697.
- [13] Zhou Z Q, Wang J J, Zhang S K. Speed synchronization control strategy of dual-motor system with explicit model predictive control [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(3): 2787-2798.
- [14] Huang R D, Dong Z P, Zhang B W, et al. Decoupled modulation strategy for harmonic current suppression in five-phase series-end winding PMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(10): 13480-13485.
- [15] Song Z X, Liu C H. Energy efficient design and implementation of electric machines in air transport propulsion system [J]. *Applied Energy*, 2022, 322: 119472.
- [16] Lin X G, Huang W X, Jiang W, et al. Deadbeat direct torque and flux control for permanent magnet synchronous motor based on stator flux oriented [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(5): 5078-5092.
- [17] Wang W S, Liu C H, Zhao H, et al. Improved deadbeat-direct torque and flux control for PMSM with less computation and enhanced robustness [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(3): 2254-2263.
- [18] Talapiden K, Shakhin Y, Thao N G M, et al. Digital disturbance observer design with comparison of different discretization methods for permanent magnet motor drives [J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 100892-100907.
- [19] Wang Y Q, Zhu Y C, Zhang X G, et al. Antidisturbance sliding mode-based deadbeat direct torque control for PMSM speed regulation system [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(4): 2705-2714.
- [20] Xu Y X, Li S B, Zou J B. Integral sliding mode control based deadbeat predictive current control for PMSM drives with disturbance rejection [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 2845-2856.
- [21] 张翔宇, 蒋雪峰, 杨世睿. 基于灰色预测理论的永磁容错电机驱动系统缺相故障诊断策略[J]. *飞控与探测*, 2024, 7(1): 72-79. Zhang Xiangyu, Jiang Xuefeng, Yang Shirui. Open-phase fault diagnosis strategy for permanent magnet fault-tolerant motor drive system based on grey prediction theory [J]. *Flight Control & Detection*, 2024, 7(1): 72-79. (in Chinese)
- [22] 王晓琳, 鲍旭聪, 石滕瑞. 一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机空间矢量脉宽调制优化控制策略[J]. *南京航空航天大学学报*, 2020, 52(2): 181-190. Wang Xiaolin, Bao Xucong, Shi Tengrui. Optimal control strategy of SVPWM for five-phase hybrid stepping motor suppressing third harmonic wave [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2020, 52(2): 181-190. (in Chinese)
- [23] 王阳, 蒋雪峰, 马璟一, 等. 改进数据驱动的永磁电机开路故障诊断策略[J/OL]. *飞控与探测*, 1-8 [2026-06-01]. <https://link.cnki.net/urlid/10.1567.TJ.20260128.1902.002>. WANG Yang, JIANG Xuefeng, MA Jingyi, et al. An improved data-driven open-circuit fault diagnosis strategy for permanent magnet motors [J/OL]. *Flight Control & Detection*, 1-8 [2026-06-01]. <https://link.cnki.net/urlid/10.1567.TJ.20260128.1902.002>. (in Chinese)

(编辑:丛艳娟)