

一体化转速辨识、负载扰动抑制以及精确 磁场定向的无速度传感控制方法

王润东, 刘 锋*

(北方民族大学 电气信息工程学院, 宁夏回族自治区 银川 750021)

Integrated Speed Identification, Load Disturbance Suppression, and Precise Magnetic Field Orientation for Speed Sensorless Control

WANG Rundong, LIU Feng*

(School of Electrical and Information Engineering, North Minzu University, Yinchuan 750021, China)

Abstract: [Objective] High-precision vector control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) faces problems such as dependence on position sensors, response lag of sudden load change, and start-up out-of-step. During PMSM operation, the time-varying factors such as stator internal resistance partial voltage, back electro motive force and dq -axis coupling term will degrade the control accuracy. [Methods] In order to meet the demands of high-precision applications, this paper proposed a method integrated speed identification, load disturbance suppression, and precise magnetic field orientation for speed sensorless control. Firstly, a model reference adaptive system (MRAS) was constructed based on Popov superstability theory, and an adaptive law was designed to identify the speed through the output error of the reference model and the adjustable model of the stator voltage equation to achieve the speed sensorless operation. Secondly, a full order state observer (FOSO) was constructed based on MRAS. The system state space was reconstructed by using the measured voltages, currents and the estimated rotational speeds. A feedback gain matrix was configured to suppress speed fluctuations caused by sudden load changed, forming a virtual speed loop to enhance disturbance rejection capability. Finally, open-loop starting was used to solve the motor out-of-step problem caused by the randomness of rotor position during motor starting, the stator internal resistance voltage division compensation and the

dynamic compensation of dq -axis cross-coupling term were introduced into the dq -axis control voltage, which reduced the control voltage loss and realized the precise orientation of the stator magnetic field. [Results] The experimental results showed that the virtual speed ring composed of FOSO could effectively suppress the load disturbance, and the magnetic chain circle after the precise magnetic field orientation was closer to the ideal circle. [Conclusion] The integrated control method proposed in this paper effectively solves the control difficulties of PMSM in the areas of speed sensorless operation, response lag of sudden load change and start-up out-of-step, and significantly improves the system response speed and control accuracy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; speed sensorless control; load disturbance suppression; integrated

摘 要:【目的】永磁同步电机(PMSM)的高精度矢量控制面临依赖位置传感器、负载突变响应滞后及起动失步等问题。且PMSM运行时,定子内阻分压、反电势及 dq 轴耦合项等时变因素会使控制精度降低。【方法】为满足高精度应用需求,本文提出了一种一体化转速辨识、负载扰动抑制以及精确磁场定向的无速度传感控制方法。首先,基于Popov超稳定性理论构建模型参考自适应系统(MRAS),通过定子电压方程的参考模型与可调模型的输出误差,设计自适应律辨识转速,实现无速度传感器运行;其次,基于MRAS构建全维状态观测器(FOSO),利用实测电压、电流与估计转速重构系统状态空间,通过配置反馈增益矩阵抑制负载突变引起的转速波动,形成虚拟转速环以提高抗扰能力。最后,通过开环起动解决电机起动时转子位置随机性导致的电机失步问题,并在 dq 轴控制电压引入定子内阻分压补偿与 dq 轴交叉耦合项动态补偿,减小控制电压损耗,实现定子磁场的精确定向。

基金项目: 北方民族大学研究生创新项目(YCX24341); 国家自然科学基金(62163003)

Postgraduate Innovation Project of North Minzu University (YCX24341); National Natural Science Foundation of China (62163003)

【结果】试验结果表明,FOSO 构成的虚拟转速环能够有效抑制负载扰动,且精确磁场定向后的磁链圆更趋近于理想的圆形。【结论】本文所提一体化控制方法有效解决了 PMSM 在无速度传感器运行、负载突变响应与起动失步等方面的控制难点,显著提高了系统响应速度与控制精度。

关键词:永磁同步电机;无速度传感控制;负载扰动抑制;一体化

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其高效率、高动态性能、高功率因数和宽调速范围等优点被广泛应用。PMSM 作为交流伺服系统的重要组成部分,在许多领域中起主导作用,尤其是高精度领域^[1-3],例如小米 SU7、航空航天中的祝融号火星车。PMSM 的运行原理是依据电磁感应定律,由定子通入相差 120 度的三相交流电后产生旋转磁场,与转子永磁体产生的静止磁场相互作用,带动转子旋转^[4]。PMSM 运行时,内部电流产生的磁场与转子永磁体磁场互相耦合、互相影响,因此 PMSM 是一个强耦合、多变量的非线性系统,并且在运行过程中受定子内阻分压与反电动势等动态影响,使得精确控制电机更加困难,导致电机稳态误差大、参数鲁棒性弱,难以满足高精度应用需求^[5-7]。

矢量控制最早由西门子工程师 F. Blaschke 提出,通过 Clarke 变换与 Park 变换,将 PMSM 的运行特性类似于直流电机,实现了励磁与力矩分量的解耦控制^[8-9]。矢量控制依赖位置传感器提供转子位置信息来实现闭环反馈^[10]。目前常用的位置传感器有光电编码器、旋转变压器、感应同步器和霍尔传感器等^[11-13]。其中光电编码器、旋转变压器和感应同步器的精度高、分辨率高,但成本也较高且安装困难,降低了其在复杂环境中的可靠性。霍尔传感器虽安装简单、成本低,但其精度低且分辨率低,不适用于对精度要求高的场合。安装位置传感器不仅增加了系统的复杂程度、成本,且降低了系统在复杂环境中的可靠性^[14-16]。由于位置传感器的种种限制,所以无速度传感控制逐渐成为 PMSM 控制系统的发展趋势^[17]。

利用电流与电压信号、电机定转子之间的耦合关系,解算出转子位置是目前的研究热点。目

前 PMSM 的无速度传感控制方法主要分为高速工况与低速工况两类。高速工况下的无速度传感控制方法为基于模型的方法,主要包括滑模观测器、扩展卡尔曼滤波观测器及模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS)^[18-20]。滑模观测器通过设计切换函数迫使系统状态在有限时间内收敛到预设滑模面,从而实现转速和转子位置的估计,但切换函数会导致控制量高频振荡,使系统产生抖振^[21]。文献[16]提出了基于混合到达律的新型滑模控制和扩展滑模扰动观测器,有效抑制了系统抖振,但未考虑负载突变时的影响。扩展卡尔曼滤波观测器通过将电机的非线性模型线性化处理,实现了转速与转子位置的估计,但需要不断更新协方差矩阵,计算量较大。文献[22]在扩展卡尔曼滤波观测器的基础上引入增益误差系数求解环节,提高了系统的稳定性,但是未考虑系统中定子内阻分压及反电动势的影响。MRAS 基于参考模型与可调模型估计转速,运行过程中系统参数发生变化时,参考模型与可调模型的输出误差不再线性关联,对系统参数非常敏感。文献[23]提出了一种基于 q 轴电流分量的模糊比例积分 (Proportional Integral, PI) 模型参考自适应观测方法,提高了负载突变下转速响应的动态性能,分析了负载突变的影响但未考虑定子内阻分压与反电动势的影响。低速工况下的无速度传感控制方法主要为高频信号注入法,该方法解决了零低速域的电机转子位置估计问题,但是注入的高频信号可能会引入高频噪声,影响系统的稳定性。文献[24]提出了一种改进的高频方波电压信号注入的无传感器控制方法,该方法能够有效提取转子位置信息,但只适用于零低速工况。综上所述,尽管各种方法通过改进,在一定程度上提升了性能,但仍存在参数敏感性强、高频噪声影响等问题,且未综合考虑负载突变、定子内阻分压及反电动势等影响因素,限制了方法的普适性与可靠性。

矢量控制基于理想电机模型,忽略了定子内阻分压、 dq 轴交叉耦合项以及反电动势等时变因素的影响,导致稳态转速波动大,难以满足高精度控制的需求^[25]。此外,PMSM 在起动时转子初始位置的随机性可能导致电机低速起动不稳,且无法带载起动^[26-27]。

针对上述问题,本文提出了一种一体化转速辨识、负载扰动抑制以及精确磁场定向的无速度传感控制方法。首先,基于 Popov 超稳定性理论构建 MRAS,通过定子电压方程的参考模型与可调模型的输出误差,设计自适应律辨识转速,实现无速度传感器运行;其次,在 MRAS 的基础上构建全维状态观测器 (Full Order State Observer, FOSO),利用实测电压、电流与估计转速重构系统状态空间,通过配置反馈增益矩阵抑制负载突变引起的转速波动,形成虚拟转速环以提高抗扰能力。最后,通过开环起动解决电机起动时转子位置随机性导致的电机失步问题,并在 dq 轴控制电压引入定子内阻分压补偿与 dq 轴交叉耦合项的动态补偿,减小控制电压损耗,实现定子磁场的精确定向。

1 PMSM 数学模型

PMSM 控制系统是一个强耦合、多变量的非线性系统,其精确数学模型的建立是实现高性能控制的基础,对无速度传感控制、扰动抑制以及动态补偿策略至关重要。本文在理想三相坐标系下建立 PMSM 的基本电磁关系,并通过坐标变换得出旋转坐标系下的数学模型,该模型是矢量控制的理论核心,为后续控制策略提供理论基础。

在满足文献[28]的假设情况下,PMSM 在 ABC 三相坐标系下的电压方程为

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}_s \mathbf{I} + \frac{d\boldsymbol{\psi}}{dt} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{U} = [u_A \ u_B \ u_C]^T$ 为 PMSM 三相电压; $\mathbf{I} = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ 为 PMSM 三相电流; $\boldsymbol{\psi} = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T$ 为定子三相磁链; $\mathbf{R}_s$ 为定子绕组。

利用磁场储能对转子电角度求偏导,得到 ABC 三相坐标系下的电磁转矩方程为

$$T_e = p_n \psi_f \left[i_A \sin \theta_e + i_B \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p_n 为极对数; ψ_f 永磁体磁链; θ_e 为电角度。

通过 Clarke 变换与 Park 变换,将 ABC 三相坐标系变换到 dq 两相旋转坐标系,变换后的电压

方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} + \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d, u_q 和 i_d, i_q 分别为 d, q 轴定子电压和定子电流; ω_e 为电角速度; ψ_d, ψ_q 分别为 d, q 轴定子磁链,其表达式为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (4)$$

式中: L_d, L_q 分别为 d, q 轴定子互感。

dq 坐标系下的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \quad (5)$$

机械运动方程是连续电磁系统与机械系统的关键桥梁,PMSM 的机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (6)$$

式中: J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; ω_m 为机械转速。

通过 Clarke 变换与 Park 变换将 ABC 三相坐标系变换到 dq 两相旋转坐标系后,PMSM 的控制特性被显著优化。在 dq 坐标系下,定子电流被分解为励磁分量与力矩分量。 d 轴电流直接关联永磁体磁链,用于调节磁场强度; q 轴电流与电磁转矩呈线性关系,可独立控制电机输出力矩。坐标变换将 ABC 三相坐标系下电流、磁链的强耦合关系与多变量的非线性系统转化为弱耦合、少变量的线性系统,为高精度控制奠定基础。

PMSM 矢量控制的核心是磁链定向控制,在 dq 坐标系下,令 d 轴与转子永磁体磁场方向重合, q 轴与 d 轴正交,即:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_f \\ \psi_q = 0 \\ \frac{d\psi_q}{dt} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

为了完全描述系统动态,建立 PMSM 状态空间方程。 dq 坐标系下 PMSM 具有 2 阶电压方程与 1 阶运动方程,因此需选取 3 个状态变量。描述系统动态的状态空间方程为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] - \frac{p_n}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_e \\ \frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d - \omega_e \psi_q \\ \frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (8)$$

将式(7)中的三个约束条件代入式(8)得到:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] - \frac{p_n}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_e \\ \frac{d\psi_f}{dt} = u_d - R_s i_d \\ 0 = u_q - R_s i_q + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (9)$$

通过固定定子磁链方向,使 d 轴磁链与转子永磁体磁链重合, q 轴磁链及其变化率保持为 0。这些约束条件直接确立了磁链定向的理想状态,使定子磁链与转子磁链严格对齐,将 3 阶状态空间方程简化为 2 阶,提升了系统的动态性能。 d 轴电流只与励磁有关, q 轴电流只与力矩有关,实

现励磁与力矩的解耦。

2 一体化控制策略

根据 PMSM 的数学模型可知,尽管坐标变换实现了系统解耦,但电机运行过程中仍面临许多问题,例如转速与位置的精确获取依赖高成本传感器,负载突变、定子内阻分压、反电动势及 dq 轴交叉耦合等因素严重影响精度与系统稳定性。针对上述问题,本节从转速估计、扰动抑制与动态补偿三个方面展开研究。首先,基于 Popov 超稳定性理论构建 MRAS,实现转速的无传感器估计;其次,设计 FOSO,通过反馈增益矩阵抑制负载突变引起的转速波动;最后,针对定子内阻分压、反电动势及 dq 轴交叉耦合项,提出系统优化方案,提升系统的鲁棒性与控制性能。PMSM 无速度传感系统框图如图 1 所示。图 1 中, i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 、 q 轴的给定电流; ω_m^* 为给定机械转速; n_{MRAS} 为 MRAS 估计转速; n 为 FOSO-MRAS 估计转速; e_{qm} 为反电动势的相电压, $e_{qm} = 0.001 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} K_e \omega_m$, K_e 为反电动势系数。

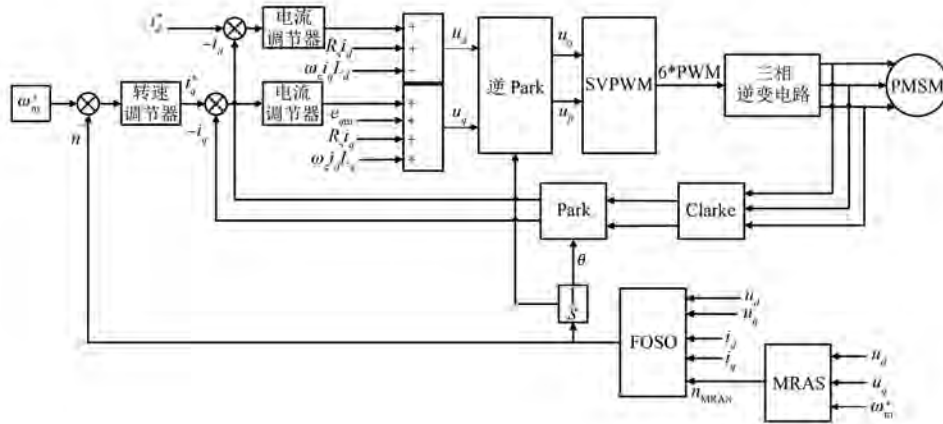


图 1 PMSM 无速度传感控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of speed sensorless control system for PMSM

2.1 转速辨识

基于 Popov 超稳定性理论构建 MRAS,通过参考模型、可调模型与 Popov 超稳定性理论进行闭环观测。参考模型仅包括测量的电压,可调模型引入待估计的转速变量,根据 Popov 超稳定性理论,两种模型输出误差由自适应律调节,驱动可调模型收敛至真实值。参考模型的方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p_n \omega_m^* \\ -p_n \omega_m^* & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $i_d' = i_d + \frac{\psi_f}{L_s}$; L_s 为定子电感。

可调模型的方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p_n \hat{\omega}_m \\ -p_n \hat{\omega}_m & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d' \\ \hat{i}_q' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $\hat{\omega}_m$ 为待估计的机械转速。

参考模型与可调模型可简写为

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{I}}{dt} &= \mathbf{A}^* \mathbf{I} + \mathbf{B} \mathbf{U} \\ \frac{d\hat{\mathbf{I}}}{dt} &= \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{I}} + \mathbf{B} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (12)$$

定义广义误差为

$$\mathbf{E} = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{I}} \quad (13)$$

由参考模型与可调模型作差得误差方程为

$$\frac{d\mathbf{E}}{dt} = \mathbf{A}^* \mathbf{E} + \mathbf{W} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{W} = (p_n \omega_m^* - p_n \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ -\hat{i}_d' \end{bmatrix}$ 。

将误差方程表示为状态方程形式:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{E}}{dt} = \mathbf{A}^* \mathbf{E} + \mathbf{W} \\ \mathbf{H} = \mathbf{D} \mathbf{E} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{H}$ 为前向线性输出误差; $\mathbf{D}$ 为单位矩阵。

本文采用 Popov 超稳定性理论设计自适应律, 式(15)需满足两个条件: (1) 前馈线性模型的传递函数严格正实; (2) 非线性时变环节需满足

$$\text{不等式 } \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{W}^T \mathbf{H} dt \geq -\gamma^2.$$

根据正定引理, 对于线性定常系统 $\begin{cases} \dot{x}(t) = \mathbf{L}x(t) + \mathbf{M}u(t) \\ y(t) = \mathbf{N}x(t) \end{cases}$ 的传递函数 $H(s) = \mathbf{N}(s\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}\mathbf{M}$ 为正实的充要条件为: 存在对称正定矩阵 $\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ 满足:

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{L} + \mathbf{L}^T \mathbf{P} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{I}^T \mathbf{P} = \mathbf{D} \end{cases} \quad (16)$$

取 $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 代入式(16)得:

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{L} + \mathbf{L}^T \mathbf{P} = -\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{I}^T \mathbf{P} = \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可以看出 $(\mathbf{L}, \mathbf{I})$ 可控, $(\mathbf{L}, \mathbf{D})$ 可观, 且 $\mathbf{Q}$ 为对称正实矩阵, 即 $H(s)$ 为严格正实。

条件(2)中的不等式可化简为 $\eta(0, t_1) =$

$$\int_0^{t_1} \mathbf{E}^T \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2, \text{ 将 } \mathbf{W} \text{ 表达式代入得:}$$

$$\int_0^{t_1} \mathbf{E}^T p_n (\omega_m^* - \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ -\hat{i}_d' \end{bmatrix} dt \geq -\gamma^2 \quad (18)$$

为使式(18)成立, 构造 $\hat{\omega}_m$ 的 PI 形式:

$$\hat{\omega}_m = \int_0^t K_I(\cdot) dt + K_P(\cdot) + \hat{\omega}_m(0) \quad (19)$$

将式(18)代入式(19)得:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_m &= K_P \left[i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q) \right] + \\ &K_I \int_0^t \left[i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q) \right] dt + \hat{\omega}_m(0) \end{aligned} \quad (20)$$

通过调整增益、优化动态性能与稳态精度。MRAS 作为 PMSM 无速度传感的经典算法, 虽然能够基于电气方程实现转速估计, 但其模型未包含电机的机械运动方程, 当负载突变时, 未包含机械方程的 MRAS 无法实时感知负载扰动对转速的影响, 而电磁转矩的调节依赖电流环响应, 导致系统响应延迟。

2.2 负载扰动抑制

在 MRAS 估计转速的基础上重新构建 FOSO, 将 PMSM 的机械运动方程纳入动态体系, 构建双观测器协同的虚拟转速环。两者估计转速的误差将反映 MRAS 机械动态未建模部分, 当误差为零时, 输出 FOSO 估计的转速, 此时系统可以抑制负载突变对转速产生的影响。PMSM 虚拟转速环动态结

构图如图 2 所示。图 2 中, $\frac{K_{inv}}{T_{inv}s+1}$ 为逆变器传递函数, K_{inv} 为逆变器增益, T_{inv} 为逆变器时间常数; K_t 为转矩系数; $\frac{1}{T_i s+1}$ 为电流反馈的低通滤波环节, T_i

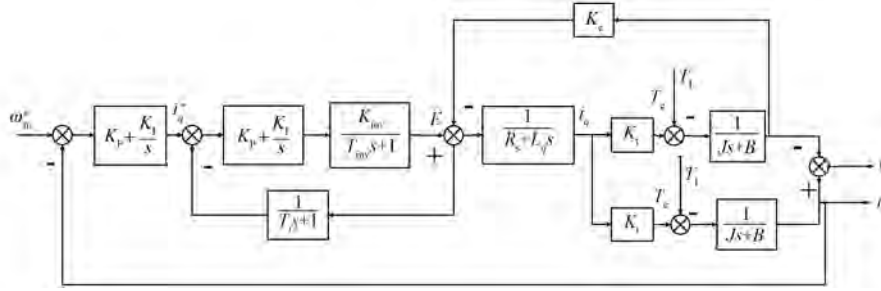


图2 PMSM 虚拟转速环动态结构图

Fig. 2 Dynamic structure of the virtual speed ring for PMSM

为滤波时间常数。

FOSO 状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = (X - GZ)\hat{x} + Yu + Gy \\ y = Z\hat{x} \end{cases} \quad (21)$$

式中: \$\hat{x}\$ 为状态向量; \$\mathbf{u}\$ 为输入向量; \$y\$ 为输出; \$\mathbf{X}\$ 为系统矩阵; \$\mathbf{Y}\$ 为输入矩阵; \$\mathbf{Z}\$ 为控制矩阵; \$\mathbf{G}\$ 为增益矩阵; \$\hat{x}\$、\$\mathbf{u}\$、\$\mathbf{y}\$、\$\mathbf{X}\$、\$\mathbf{Y}\$、\$\mathbf{Z}\$ 和 \$\mathbf{G}\$ 的表达式为

$$\hat{x} = [\hat{i}_d \quad \hat{i}_q \quad \hat{\omega}_m]^T, \mathbf{u} = [u_d \quad u_q]^T, y = \omega_m \quad (22)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p_n \psi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3p_n \psi_f}{2J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T, \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: \$g_1\$、\$g_2\$ 和 \$g_3\$ 为 FOSO 增益。

定义真实系统动态为

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{X}x + \mathbf{Y}u \\ y = \mathbf{Z}x \end{cases} \quad (24)$$

式中: \$\mathbf{x} = [i_d \quad i_q \quad \omega_m]^T\$。

定义估计误差为

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (25)$$

误差动态方程为

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = (\mathbf{X}\mathbf{x} + \mathbf{Y}\mathbf{u}) - [(\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Y}\mathbf{u} + \mathbf{G}\mathbf{y}] \quad (26)$$

$$\text{式中: } \mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} & -g_1 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p_n \psi_f}{L_q} - g_2 \\ 0 & \frac{3p_n \psi_f}{sJ} & -\frac{B}{J} - g_3 \end{bmatrix}.$$

将 \$y = \mathbf{Z}\mathbf{x}\$ 代入式(26)得:

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = (\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})\mathbf{e} \quad (27)$$

根据能观性判据 \$\mathbf{O}_f = [\mathbf{Z} \quad \mathbf{Z}\mathbf{X} \quad \mathbf{Z}\mathbf{X}^2]^T\$, 将 \$\mathbf{X}\$、\$\mathbf{Z}\$ 代入得:

$$\mathbf{O}_f = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{3p_n \psi_f}{2J} & -\frac{B}{J} \\ -\frac{3p_n \psi_f \omega_e L_d}{2JL_q} & \frac{3p_n \psi_f}{2J} \left(-\frac{R_s}{L_d} - \frac{B}{J} \right) & -\frac{3p_n^2 \psi_f^2}{2JL_q} + \frac{B^2}{J^2} \end{bmatrix} \quad (28)$$

由式(28)可知, \$\text{rank}(\mathbf{O}_f) = 3\$, 可见系统能观。

根据 Lyapunov 定理, 系统渐近稳定的充要条件是存在对称正定矩阵 \$\mathbf{P}\$、\$\mathbf{Q}\$, 满足 Lyapunov 方程:

$$(\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z}) = -\mathbf{Q} \quad (30)$$

设 \$V(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}\$, \$V(\mathbf{e}) > 0\$ 对所有 \$\mathbf{e} \neq 0\$ 且 \$V(0) = 0\$ 成立。

\$V(\mathbf{e})\$ 沿系统轨迹的导数为

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \frac{d}{dt}(\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}) = \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} \quad (31)$$

将 \$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})\mathbf{e}\$ 代入式(31)可得:

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T [(\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{X} - \mathbf{G}\mathbf{Z})] \mathbf{e} \quad (32)$$

将式(30)代入式(32)得:

$$\dot{V}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T (-\mathbf{Q}) \mathbf{e} = -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} \quad (33)$$

由于 $\mathbf{Q}$ 正定, $-\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} < 0$ 对所有 $\mathbf{e} \neq 0$ 且 $\dot{V}(0) = 0$ 成立。因此 $V(\mathbf{e}) > 0, \dot{V}(\mathbf{e}) < 0$, 根据 Lyapunov 渐进稳定判定定理, 误差动态系统 $\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{X} - \mathbf{GZ}) \mathbf{e}$ 是渐近稳定的。

FOSO 的性能优劣很大程度上取决于增益矩阵 $\mathbf{G}$ 的设计。根据 $|s\mathbf{I} - \mathbf{X}| = 0$ 的特征方程整理可得:

$$\left[\left(s - \frac{R_s}{L_d} \right) \left(s + \frac{R_s}{L_d} \right) + \omega_e^2 \right] s \left(s + \frac{B}{J} \right) = 0 \quad (33)$$

解此特征方程的根可得:

$$\begin{cases} s_1 = 0 \\ s_2 = -\frac{B}{J} \\ s_{3,4} = \\ -\left(\frac{R_s}{L_q} - \frac{R_s}{L_d} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{R_s}{L_q} - \frac{R_s}{L_d} \right)^2 - 4\left(\omega_e^2 - \frac{R_s^2}{L_d L_q} \right)} \end{cases} \quad (34)$$

$\mathbf{G}$ 的设计可以利用 Matlab 的鲁棒极点配置算法求解。设计完后的 FOSO 能够提升系统的鲁棒性, 并抑制负载突变对系统造成的影响, 但电机控制性能仍有提升空间。

从电机的数学模型可知, 反电动势、定子内阻分压及 dq 轴交叉耦合项直接影响电压方程的准确性, 尤其在高精度、宽调速范围的应用场景中, 这些非线性项在系统高速运行时, 对电机的影响显著增大。当电机处于高速工况时, dq 轴电流相互耦合作用急剧增强。由 dq 轴电压方程式 (4) 可知, q 轴电压包含 d 轴电流与转速, d 轴电压包含 q 轴电流与转速。当 q 轴电流因负载突变或转速调节器发生阶跃变化时, 未补偿的耦合项将瞬时扰动 d 轴电压平衡, 可能导致暂态电流调节器性能的恶化。

2.3 精确磁场定向

PMSM 的闭环起动依赖位置传感器或无传感器算法实时反馈的转子位置信息。但在起动瞬间转子位置的随机性会导致定子磁场与转子永磁体夹角偏离最佳转矩生成角, 且在起动初期, 定子磁场以同步转速旋转, 而转子因惯性仍处于静止状态引起电机失步。针对 PMSM 起动时转子初始

位置未知的问题, 本文提出一种开环起动的方法, 电机转速在 100 r/min 以内时, 采用开环控制, 通过直接施加预设的旋转磁场, 产生固定频率的旋转磁场。该方法彻底摆脱了对转子初始位置的依赖。在实际实现中, 根据每个电周期的控制步数来计算电机当前状态的电角度, 其控制方程如式 (35) 所示:

$$S = \frac{1}{T_s f_{re}} \quad (35)$$

式中: S 为每个周期的控制步数; T_s 为控制周期; 当电机正转时, f_{re} 取 -10。

通过判断条件, 计算电机的电角度, 判断逻辑如图 3 所示, 其中 O 为一个从 1 开始的计数器。

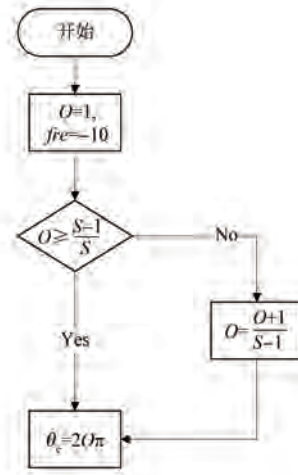


图 3 相位判断流程图

Fig. 3 Phase judgment flowchart

PMSM 通过开环起动的方法规避了闭环起动时, 转子初始位置未知引起的低速起动不稳等问题。使转子永磁体在定子磁场牵引下逐步实现动态锁相, 为后续平滑切入闭环控制奠定基础。

电机相位对齐后, 为了实现更精确的控制, 本文提出一种补偿策略, 在 dq 轴控制电压上补偿定子内阻与 dq 轴耦合项产生的影响, 并在 q 轴补偿反电动势电压, 以减小控制电压的损耗, 提升磁场定向精度。补偿后的 dq 轴电压方程为

$$\begin{cases} u_d = u_d^* + R_s i_d - \omega_e i_q L_q \\ u_q = u_q^* + R_s i_q + \omega_e i_d L_d + e_{qm} \end{cases} \quad (36)$$

式中: u_d^*, u_q^* 分别为电流环控制器输出的 d, q 轴电压。

3 试验验证

为验证所提一体化控制策略的有效性,基于 Matlab/Simulink 进行仿真。转速跟踪仿真结果如图 4 所示。

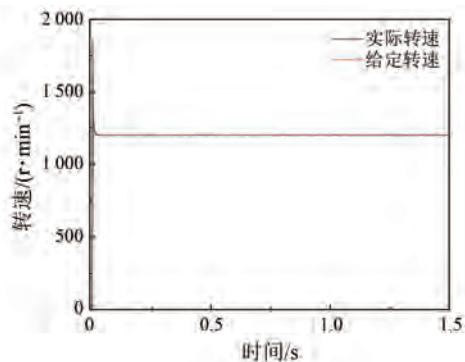


图 4 转速跟踪仿真结果

Fig. 4 Speed tracking simulation results

为了验证所提控制策略抑制负载突变的能力,给电机施加如图 5 所示的负载。图 6、图 7 分别为本文所提策略和滑模观测器法在负载突变时的转速曲线。结果表明,本文所提控制策略抑制负载突变的能力更强。

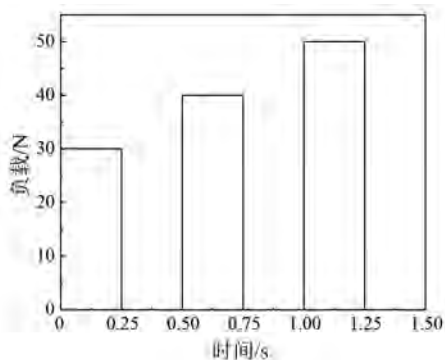


图 5 给定负载

Fig. 5 Given load

为验证所提策略的鲁棒性,当 MRAS 内部的参数变化时,抑制负载突变的能力如图 8 所示。当电机失步时,电机不能正常起动,失步时的转速曲线如图 9 所示。

为验证所提策略对负载扰动抑制与磁场精确定向的有效性,使用瑞途试验平台进行试验验证,试验平台实物图和电机驱动板如图 10、图 11 所示,PMSM 试验参数如表 1 所示。

MRAS 估计转速与 FOSO-MRAS 估计转速对比如图 12 所示。由图 12 可知,FOSO 能够有效抑

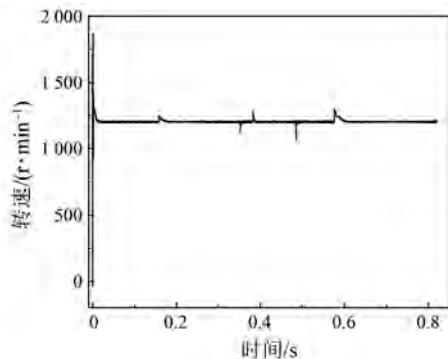


图 6 负载突变时所提策略下的转速曲线

Fig. 6 Speed curve under proposed control strategy for sudden load change

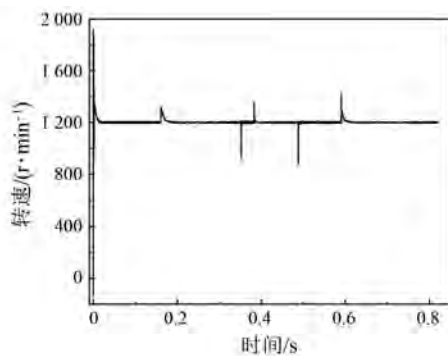


图 7 负载突变时滑模观测器法下的转速曲线

Fig. 7 Speed curve under sliding mode observer method for sudden load change

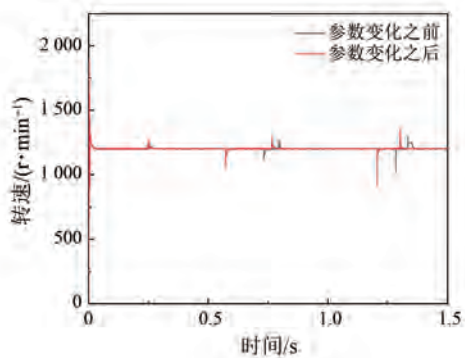


图 8 鲁棒性对比结果

Fig. 8 Robustness comparison results

制负载突变的影响,MRAS 的转速响应时间约为 1.7 s,FOSO-MRAS 的响应时间约为 0.7 s,响应时间提升了约 58.82%。

针对 PMSM 起动时因转子初始位置随机性导致电机低速起动不稳的问题,本文提出了一种开环起动方法,转速在 0~200 r/min 时的转速曲线如图 13 所示。开环起动时,控制 d 轴电流

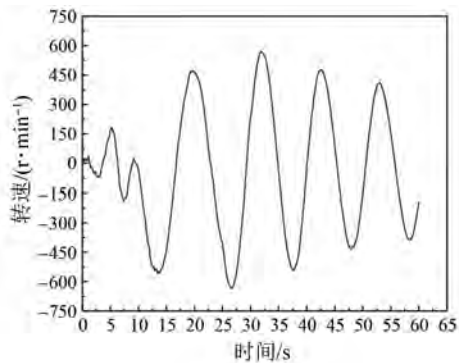


图 9 电机失步的转速曲线

Fig. 9 Speed curve of motor out-of-step

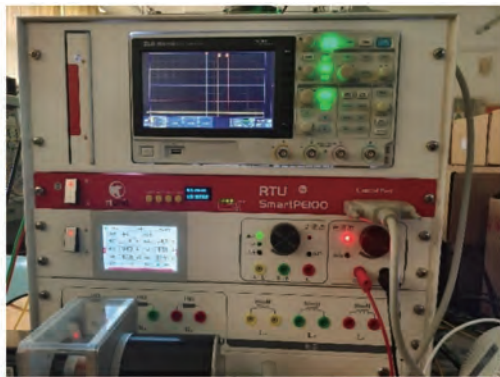


图 10 试验平台实物图

Fig. 10 Physical diagram of experimental platform



图 11 电机驱动板

Fig. 11 Motor driver board

表 1 PMSM 试验参数

Tab. 1 PMSM experimental parameters

参数名称	参数值
极对数	4
d 轴电感 L_d/H	0.000 21
q 轴电感 L_q/H	0.000 21
定子电阻 R_s/Ω	0.055
额定功率/W	200
额定转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 000
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 017 5

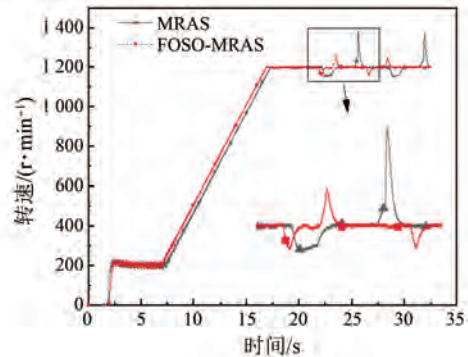


图 12 负载扰动抑制效果对比

Fig. 12 Comparison of load disturbance suppression effect

为 0, q 轴电流为 2.347 A, 对应的固定电压矢量角度为 90 度电角度, 实际转子位置与给定转子电角度的角度误差如图 14 所示, 当转速达到 100 r/min 时, 控制方式切换为闭环控制。电机启动时的 dq 轴电压电流曲线如图 15 和图 16 所示。

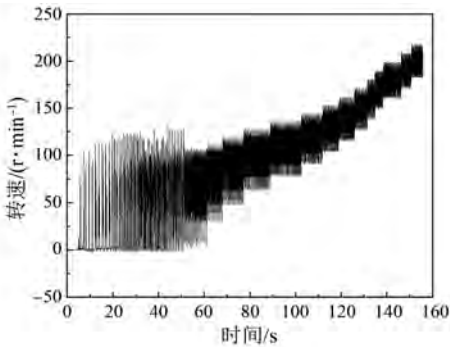


图 13 开环启动切换至闭环控制的转速曲线

Fig. 13 Speed curve of switching from open-loop startup to closed-loop control

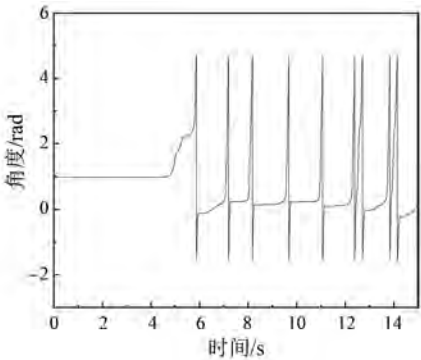
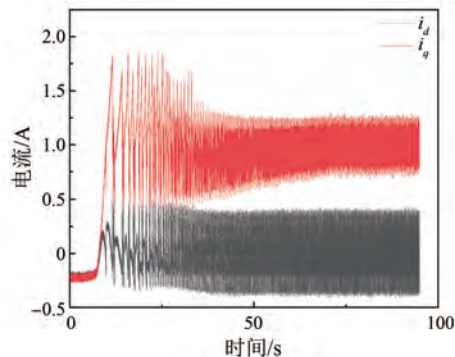
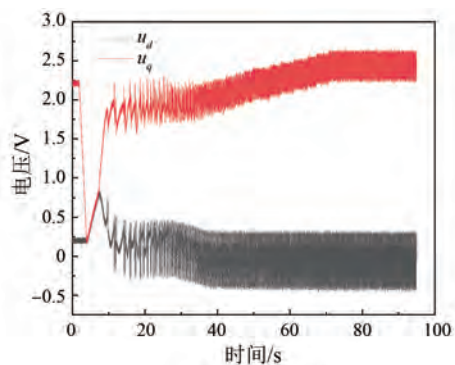
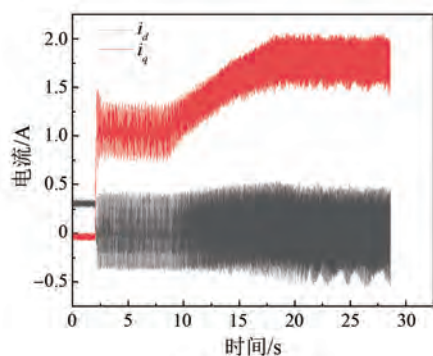


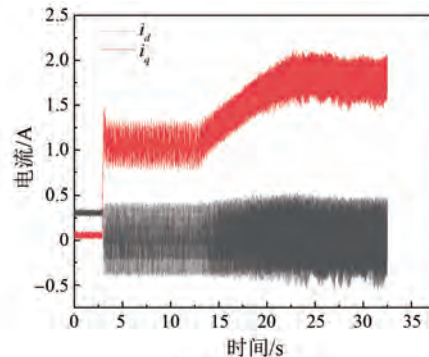
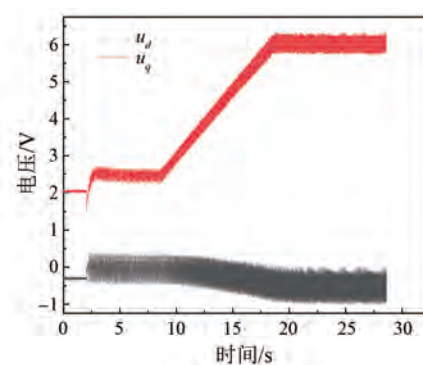
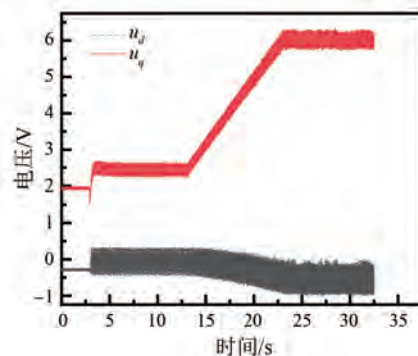
图 14 开环启动时的角度误差

Fig. 14 Angular error during open-loop startup

图 17 ~ 图 20 展示了转速从 0 升至 1 200 r/min 的 dq 轴电压和电流响应曲线。

图 15 电机起动时的 dq 轴电流曲线Fig. 15 The dq -axis current curves during motor startup图 16 电机起动时的 dq 轴电压曲线Fig. 16 The dq -axis voltage curves during motor startup图 17 矢量控制的 dq 轴电流曲线Fig. 17 The dq -axis current curves for vector control

由图 17~图 20 可知,相较于矢量控制,补偿矢量控制降低了 dq 轴电压和电流的波动范围, d 轴电压、电流波动范围分别降低了 2.98%、1.59%, q 轴电压、电流波动范围分别降低了 0.68%、0.2%。经过补偿后的 dq 轴电压和电流精度更高。两种控制方法均通过检测电机的三个相电

图 18 补偿矢量控制的 dq 轴电流曲线Fig. 18 The dq -axis current curves for compensation vector control图 19 矢量控制的 dq 轴电压曲线Fig. 19 The dq -axis voltage curves for vector control图 20 补偿矢量控制的 dq 轴电压Fig. 20 The dq -axis voltage curves for compensation vector control

压,经 Clarke 变换后得到 $\alpha\beta$ 轴电压,然后通过积分后得到定子磁链。两种控制方法的磁链圆如图 21、图 22 所示。

由图 21 和图 22 可知,补偿矢量控制的磁链圆更趋近于理想的圆形,而传统矢量控制的磁链圆更趋近于椭圆。

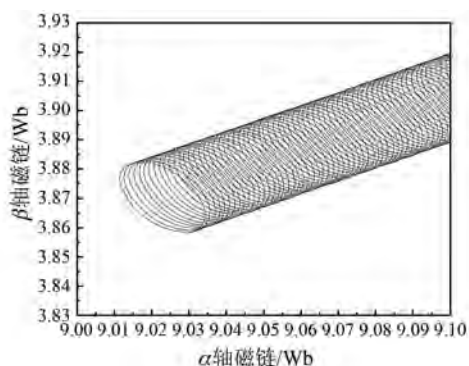


图 21 矢量控制的 $\alpha\beta$ 轴磁链

Fig. 21 The $\alpha\beta$ -axis flux linkage for vector control

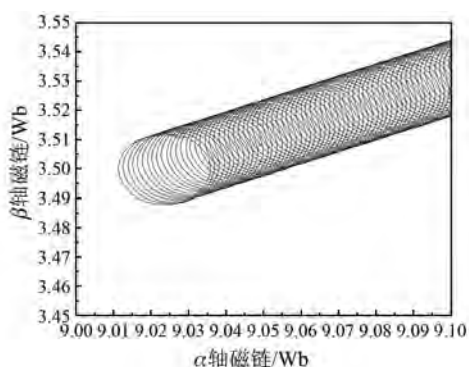


图 22 补偿矢量控制的 $\alpha\beta$ 轴磁链

Fig. 22 The $\alpha\beta$ -axis flux linkage for compensation vector control

4 结语

本文所提一体化转速辨识、负载扰动抑制及精确磁场定向的无速度传感控制方法能够有效改善 PMSM 高精度矢量控制面临的三大问题。通过 MRAS 辨识转速;通过构建 FOSO,形成虚拟转速环,有效抑制抑制负载扰动;通过开环起动解决电机起动时转子位置随机性导致的电机低速起动不稳的问题,并通过补偿反电动势等时变参数进行精确的定子磁链定向。最后通过试验,对比了两种无速度传感控制方法的响应时间,及补偿矢量控制与矢量控制的 dq 轴电流电压响应曲线和磁链控制曲线。结果表明双观测器的响应时间更快,且补偿矢量控制的磁链圆更趋近于理想的圆形,进一步验证了本文所提方法能够有效提高系统响应速度与控制精度。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

王润东进行了方案设计、试验研究、内容总结和论文撰写,刘锋、王润东参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experimental study, content summary and paper writing were carried out by Wang Rundong. The manuscript was reviewed and revised by Liu Feng and Wang Rundong. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] KHAYAMY M, CHAOHUI H. Efficient PMSM-inverter-based drive for vehicular transportation systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(6): 4783-4792.
- [2] MA Y X, LI Y H. Active disturbance compensation based robust control for speed regulation system of permanent magnet synchronous motor [J]. Applied Sciences, 2020, 10(2): 709.
- [3] 王凯, 孙海阳, 张露锋, 等. 永磁同步电机转子磁极优化技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7304-7317+7445.
WANG K, SUN H Y, ZHANG L F, et al. An overview of rotor pole optimization techniques for permanent magnet synchronous machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7304-7317+7445.
- [4] 范军, 孙宏昌, 林静, 等. 永磁同步电机在工业领域的节能技术研究[J]. 工业安全与环保, 2023, 49(增刊1): 46-49.
FAN J, SUN H C, LIN J, et al. Research on energy-saving technology of PMSM motors in industrial field [J]. Industrial Safety and Environmental Protection, 2023, 49(S1): 46-49.
- [5] 马亚楠, 郭昊昊, 刘彦呈, 等. 永磁同步电机定子电流测量误差分析与补偿[J]. 微特电机, 2018, 46(11): 67-71.
MA Y N, GUO H H, LIU Y C, et al. Analysis and compensation for permanent magnet synchronous motor stator current measurement errors [J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(11): 67-

- 71.
- [6] 曲星宇, 朱振康. 内置式永磁同步电机无传感器最小损耗控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (11): 94-98.
- QU X Y, ZHU Z K. Interior sensorless minimum loss control for permanent magnet synchronous motors [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2024, (11): 94-98.
- [7] 刘震宇. 基于关联规则与 PLC 的同步电机高精度转角自适应控制方法[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 43-47.
- LIU Z Y. High precision angle adaptive control method of synchronous motor based on association rules and PLC [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(9): 43-47.
- [8] 李瑞, 赵裔海, 王俭朴. 基于永磁同步电机的矢量控制和直接转矩控制策略研究[J]. 农业装备与车辆工程, 2024, 62(5): 109-112.
- LI R, ZHAO Y H, WANG J P. Comparative study on vector control and direct torque control based on permanent magnet synchronous motor [J]. Agricultural Equipment & Vehicle Engineering, 2024, 62(5): 109-112.
- [9] YUSIVAR F, HIDAYAT N, GUNAWAN R, et al. Implementation of field oriented control for permanent magnet synchronous motor [C]//2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science, Kuta, 2014.
- [10] CHEN S H, ZHAO Y L, QIU H T, et al. High-precision rotor position correction strategy for high-speed permanent magnet synchronous motor based on resolver [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9716-9726.
- [11] WANG X Q, WU M, ZHU G, et al. Research and simulation of amplitude error and quadrature error for inductosyn [C]//2010 2nd International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, Wuhan, 2010.
- [12] METHA H, THAKAR U, JOSHI V, et al. Hall sensor fault detection and fault tolerant control of PMSM drive system [C]//2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control, Pune, 2015.
- [13] WANG L, ZHANG Y D, HAO S H, et al. Study on high precision magnetic encoder based on PMSM sensorless control [J]. Sensor Review, 2016, 36(3): 267-276.
- [14] CHEN X, ZHAO J X, LU Y B, et al. Research on sliding mode speed control method of permanent magnet drive system in shearer cutting section based on sliding mode observer under complex working conditions [J]. International Journal of Dynamics and Control, 2025, 13(6): 1-10.
- [15] 朱叶, 赖彬, 缪典佶, 等. 基于霍尔位置传感器的永磁同步电机改进容错控制方法研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 487-500.
- ZHU Y, LAI B, MIAO D J, et al. Research on improved fault-tolerant control method for permanent magnet synchronous motors based on Hall position sensors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 487-500.
- [16] SUN X D, CAO J H, LEI G, et al. A composite sliding mode control for SPMSM drives based on a new hybrid reaching law with disturbance compensation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1427-1436.
- [17] KUMAR S, SINGH B. Improved MRAC based sensorless PMSM drive with enhanced speed control for LEV application [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025, 40(2): 1153-1164.
- [18] 刘澎澎, 王仲根, 王珊珊, 等. 基于改进双幂次趋近律的 SPMSM 滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 201-209.
- LIU P P, WANG Z G, WANG S S, et al. Sliding mode control of SPMSM using an improved double-power reaching law [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 201-209.
- [19] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 启动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-7+19.
- ZHAO Y H, NING B W, LU S W, et al. Full speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on I/F starting and extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 1-7+19.
- [20] 洪俊杰, 赵明郎, 黄龙蛰, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 94-105.
- HONG J J, ZHAO M L, HUANG L Z, et al. Predictive speed control for permanent magnet

- synchronous motors with disturbance compensation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(1): 94-105.
- [21] 张云, 阮承治. 一种用于 SPMSM 的改进型滑模模型参考自适应系统观测器[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(10): 70-75.
- ZHANG Y, RUAN C Z. An improved sliding mode model reference adaptive system observer for SPMSM [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(10): 70-75.
- [22] 时隋翔, 刘瀚文, 王玉彬. 基于 EKF 的 IPMSM 无位置传感器控制估计误差补偿方法[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(8): 20-29.
- SHI S X, LIU H W, WANG Y B. Estimation error compensation method for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(8): 20-29.
- [23] 邹甲, 张健侨, 吉程椿, 等. 基于 q 轴电流的模糊 MRAS 观测器 PMSM 无速度传感器控制[J]. *微电机*, 2022, 55(7): 69-76.
- ZOU J, ZHANG J Q, JI C C, et al. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous motor with fuzzy MRAS observer based on q -axis current [J]. *Micromotor*, 2022, 55(7): 69-76.
- [24] 刘力卿, 么军, 贺春, 等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(4): 356-366.
- LIU L Q, YAO J, HE C, et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(4): 356-366.
- [25] ZHANG X T, ZHANG Z Q, MA R Q, et al. PMSM high precision position servo control based on feedforward compensation [C]//2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems, Chiang Mai, 2022.
- [26] ZOU X H, HUANG S H, QIN Z Q, et al. A novel initial rotor position detection method for PM synchronous motors [C]//2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications, Hong Kong, 2015.
- [27] 米彦青, 袁兵, 邹成智. 电动飞机电推进用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(1): 60-76.
- MI Y Q, YUAN B, ZOU C Z. Review on sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor for electric aircraft propulsion system [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(1): 60-76.
- [28] 李崇坚. 交流永磁同步电机调速系统[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- LI C J. AC Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Control System [M]. Beijing: Science Press, 2006.

收稿日期:2025-06-25

收到修改稿日期:2025-07-24

作者简介:

王润东(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动与控制,15265666010@163.com;

*通信作者:刘 锋(1984-),男,博士,讲师,研究方向为电机伺服系统优化设计、姿态控制系统的执行机构优化设计,yexh101_cc@126.com。