

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240590

扩展卡尔曼观测器下的永磁同步电机负载扰动抑制研究

刘栋良^{1,2} 赵金洋¹ 董旭辉¹ 陈黎君¹ 王晓啸¹

(1. 杭州电子科技大学自动化学院 杭州 310018

2. 卧龙电气驱动集团股份有限公司 上虞 312300)

摘要 永磁同步电机(PMSM)无传感器控制系统中,观测器的设计至关重要,其精确性与稳定性直接影响系统性能。此外,如何有效适应突变负载引起的波动,提升系统运行的可靠性,是无传感器控制的一大难点。为此,该文首先在新坐标系下建立了永磁同步电机的数学模型,利用扩展卡尔曼滤波(EKF)算法来精确估计电机状态,提升控制精度的同时确保可靠运行。然后,分析了在电机稳定运行时和突变负载后的电流谐波变化,在线性自抗扰控制的基础上,引入二阶振荡函数,提出一种改进的惯性自抗扰控制(IADRC)技术,旨在削弱电流谐波的干扰。最后,利用奈奎斯特稳定判据证明了系统的稳定性,并通过仿真和实验证明了该方法的有效性和优越性。

关键词: 永磁同步电机 惯性自抗扰控制 扩展卡尔曼滤波器 电流谐波 新坐标系

中图分类号: TM351

0 引言

近年来,在电动航空领域中电动垂直起降(electric Vertical Take-Off and Landing, eVTOL)航空器迅速发展,对于电推进系统的要求不仅限于提供高效和可靠的动力输出,还需要动力系统有着精准和灵敏的控制能力。随着飞行器的应用领域不断扩大,对推进系统的性能要求日益严苛。在这种背景下,开发出优秀的控制算法对于最大化挖掘永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)的潜力至关重要。通过这些先进的控制技术,可以有效降低能耗,增加飞行持久力,且有助于降低维护成本,从而推动电动航空的进一步发展^[1-5]。

在电机控制领域,转子位置的获取是保证其转速精确的关键,常规条件下是利用位置传感器来实现对转子位置的检测,但存在对空间的占用、成本的提高与复杂工况下的可靠性等诸多问题。故无传感器控制算法得到更加广泛的应用。根据原理的不

同,无传感器控制分为两种:基于基波数学模型的状态观测法和基于高频信号的状态分析法。对此,国内外学者进行了大量的研究。文献[6]提出了一种基于有效反电动势的全阶滑模观测器,该观测器具有二阶低通滤波的特性,可滤除反电动势中含有的高频噪声,具有高鲁棒性和高转矩输出的特点。文献[7]介绍了一种极坐标多信号通量观测器(Polar Coordinate Multi-signal Flux Observer, PCMFO),通过整合多个子观测器同步估计转子位置和磁通量,从而代替了传统的估计步骤。文献[8]描述了一种基于梯度下降的非线性位置观测器,利用黄金分割搜索优化步长,有效减少位置估计误差。文献[9]提出一种改进的双四路滤波器锁相环,以减小产生的位置误差,提高了系统的稳态精度。文献[10]提出了一种基于高频注入的角度自调整在线抑制方法,通过估计反电动势增量,有效减小位置误差。文献[11]介绍了一种结合开关PI控制的模型参考自适应系统观测器下的模糊逻辑控制器,通过电压补偿和双闭环控制提升控制精度和动态性能。文献[12]介绍了一种三阶自适应级联线性扩张状态观测器(Adaptive Cascaded Linear Expanded State Observer, ACLESO),用以替代传统锁相环(Phase-Locked

Loop, PLL), 降低噪声敏感性并确保速度、相位和扰动估计的准确性。文献[13]介绍了一种级联扩张状态观测器与自适应非奇异快速终端滑模控制器的综合控制策略, 优化了系统的动态性能、稳态精度和鲁棒性。文献[14]提出一种负载变化下无传感器脉动抑制策略和转矩电流相位补偿方法, 保证了电磁转矩和负载实时匹配。文献[15]提出了一种融合电气模型和机械模型的无传感器电机驱动方案, 通过扩展卡尔曼滤波和信号注入技术在重载和低速条件下改善位置和速度估计, 实现高效的伺服控制。

其中, 滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 以其优秀的鲁棒性受到重视, 但是存在估计转速抖动以及相位滞后等问题。模型参考自适应 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 方法利用自适应控制策略, 调整参数匹配参考模型, 从而实现了对电机状态的精确估计, 但是其存在对环境变化敏感等问题。神经网络算法在提升控制系统精度和稳定性方面有效, 但由于其对芯片算力要求高, 实际应用还不普及。相比之下, 扩展卡尔曼滤波 (Extended Kalman Filter, EKF) 展现出独特优势, 其既能保证对电机状态的精确估计, 又能有效减少干扰和抑制系统噪声, 具有高鲁棒性的优点, 相比神经网络算法, 其对计算资源的需求显著减少^[16]。但是, 当控制系统面临突变负载的问题时, EKF 的残差矩阵不再满足自相关的高斯白噪声分布, 这将会导致 EKF 对状态变量的跟踪性能下降, 从而产生谐波^[17]。

因此, 为有效抑制永磁同步电机中的各种谐波扰动, 文献[18]分析了霍尔位置误差对电流谐波和转矩脉动的影响, 并提出了一种基于谐波分解复系数滤波器的锁相环结构来有效过滤谐波并精确估计转子位置。文献[19]提出一种基于离散时间重复控制的电流环线性自抗扰 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 策略, 来重复控制补偿交流扰动, 以扩张观测器 (Extend State Observer, ESO) 抑制直流扰动, 显著降低了系统的电流谐波。文献[20]根据粒子群 (Particle Swarm Optimization, PSO) 算法对转移概率和随机增益两种随机参数进行快速寻优, 抑制了电流谐波与声振响应。文献[21]提出了一种准谐振自抗扰控制算法, 通过并联准谐振环节与扩张状态观测器结合, 同时估计了直流与交流扰动, 有效抑制了系统的电流谐波。文献[22]提出了一种基于自适应线性神经元算法的低频补偿策略, 有效降低了脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation,

PWM) 噪声和偶数载波倍数附近的谐波。文献[23]分析了 5 次谐波对容错控制的影响, 并提出了基于估计旋转坐标变换的容错控制策略, 改善故障后的控制性能。文献[24]结合改进的复矢量控制器和虚拟阻抗, 提出了有源阻尼方法, 有效抑制了系统谐波。文献[25]针对 Vienna 整流器电流过零点畸变问题, 提出了一种新型调制策略, 最大程度地减少了电流畸变并保证了直流侧中点电压平衡。文献[26]提出一种基于滑模扰动观测器的开环电流控制策略, 设计了滑模扰动观测器进行扰动观测, 解决了传统开环控制易受参数扰动影响的问题, 优化了系统的模拟精度与准确性。文献[27]提出一种新型的非对称空间矢量 PWM (Space Vector PWM, SVPWM) 的方法, 通过优化开关频率和矢量阶数, 提升了系统抑制谐波的性能。文献[28]针对三电平中点钳位 (Neutral-Point-Clamped, NPC) 型三相逆变器在特定次谐波消除脉宽调制 (Selected Harmonic Elimination PWM, SHEPWM) 中的中点电位偏移, 有效降低了开关损耗。文献[29]通过使用方波和调制波的部分差值作为微调量, 优化了逆变器在功率不平衡条件下的性能, 提高了高功率模块的工作能力。

为了精确获取转子位置并解决 EKF 在突变负载下谐波加剧的问题, 本文首先建立了在新坐标系下的永磁同步电机数学模型并利用 EKF 进行无传感器控制。然后, 针对 EKF 观测器突变负载后所造成的扰动, 在谐波方面进行了分析, 提出了一种惯性自抗扰控制 (Inertial Active Disturbance Rejection Control, IADRC) 方法。最后, 通过仿真和实验验证了该控制策略的可行性和有效性。

1 新坐标系下的扩展卡尔曼滤波算法

1.1 传统 PMSM 定子 dq 轴电压数学模型

PMSM 的 dq 轴定子电压数学模型是在旋转坐标系下对电机性能进行分析的方法。该模型将电机的定子电压、电流以及磁通量等参数转换到同步旋转的 dq 坐标系中。

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

式中, i_d 和 i_q 分别为 d、q 轴下的定子电流; U_d 和 U_q 分别为 d、q 轴下的定子电压; L_d 和 L_q 分别为 d、q 轴下的电感; ω_e 为电角速度; R_s 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链。

1.2 新坐标系下的 PMSM 数学模型

为解决在低速状态下无传感器观测受到低信噪比的影响，以及高速状态下机电磁噪声对观测准确性的干扰，使得基于传统数学模型下的算法无法准确预测转子位置的问题。新坐标系下的 PMSM 数学模型将定子的电感和磁通分解为基波驱动频率（相对低频）和高频两个分量。

PMSM 矢量控制下的三种坐标系如图 1 所示，在这种坐标系下，正交 dq 坐标系以任意瞬间角速度旋转，旋转后被定义为新的估计旋转坐标系 $\gamma\delta$ ，得到新的定子电压数学模型为

$$\begin{cases} U_{\gamma(\delta)} = R_s i_{\gamma(\delta)} + \frac{d\psi_{\gamma(\delta)}}{dt} + \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)} \\ \psi_{\gamma(\delta)} = \psi_i + \psi_m \\ \psi_i = (L_i I + L_m Q(e_{\theta_\gamma})) i_{\gamma(\delta)} \\ \psi_m = \psi_f u(e_{\theta_\gamma}) \\ Q(e_{\theta_\gamma}) = \begin{bmatrix} \cos(2e_{\theta_\gamma}) & \sin(2e_{\theta_\gamma}) \\ \sin(2e_{\theta_\gamma}) & -\cos(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix} \\ u(e_{\theta_\gamma}) = \begin{bmatrix} \cos e_{\theta_\gamma} \\ \sin e_{\theta_\gamma} \end{bmatrix} \\ \frac{de_{\theta_\gamma}}{dt} = \omega_e - \omega_{2e} \\ \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

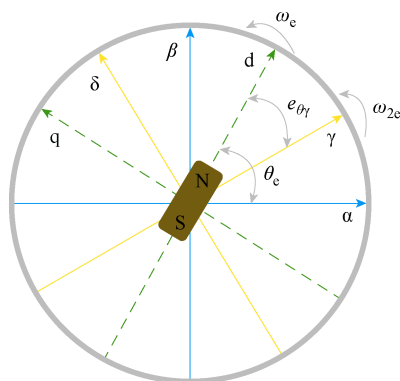


图 1 电机各坐标系变化关系

Fig.1 The relationship between the coordinate systems of the motor

式中， $U_{\gamma(\delta)}=[U_d \ U_q]^T$ 和 $i_{\gamma(\delta)}=[i_d \ i_q]^T$ 分别为定子电压、电流； $\psi_{\gamma(\delta)}$ 为定子磁通； ψ_i 和 ψ_m 分别为基频磁通和高频磁通； L_i 和 L_m 分别为基频电感和高频电感； ω_{2e} 为 $\alpha\beta$ 到 $\gamma\delta$ 坐标系的电角速度； e_{θ_γ} 为 dq 到 $\gamma\delta$ 坐标系下的位置误差角。

1.3 新坐标系下的扩展卡尔曼滤波观测器

根据式 (2)，当坐标系上估计轴 $\gamma\delta$ 与旋转轴 dq 重合时，假设角度满足 $e_{\theta_\gamma} \approx 0$ ， $de_{\theta_\gamma}/dt=0$ 。

首先，对 PMSM 定子磁通 $\psi_{\gamma(\delta)}$ 求导得

$$\dot{\psi}_{\gamma(\delta)} = \begin{bmatrix} L_i \frac{di_d}{dt} + L_m \frac{di_d}{dt} \cos(2e_{\theta_\gamma}) + L_m \frac{di_q}{dt} \sin(2e_{\theta_\gamma}) \\ L_i \frac{di_q}{dt} + L_m \frac{di_d}{dt} \sin(2e_{\theta_\gamma}) - L_m \frac{di_q}{dt} \cos(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式 (5) 用矩阵形式表示为

$$\dot{\psi}_{\gamma(\delta)} = T \dot{i}_{\gamma(\delta)} \quad (6)$$

式中， \cdot 为对该值求导； T 为转换矩阵。

$$T = \begin{bmatrix} L_i + L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) & L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) \\ L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) & L_i - L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\dot{i}_{\gamma(\delta)} = \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} \quad (8)$$

建立新的 $\gamma\delta$ 轴数学模型为

$$U_{\gamma(\delta)} = R_s i_{\gamma(\delta)} + T \dot{i}_{\gamma(\delta)} + \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)} \quad (9)$$

将永磁同步电机的定子电压方程转换为电流状态方程，有

$$\dot{i}_{\gamma(\delta)} = T^{-1} (U_{\gamma(\delta)} - R_s i_{\gamma(\delta)} - \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)}) \quad (10)$$

引入一个 $n \times n$ 的零元素矩阵，表示为 $0_{n \times n}$ 。因此，建立基于扩展卡尔曼滤波的状态空间表达式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_{\gamma(\delta)} \\ \dot{e}_{\theta_\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T^{-1} (R_s i_{\gamma(\delta)} + \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)}) \\ 0_{1 \times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T^{-1} \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} U_{\gamma(\delta)} \\ i_{\gamma(\delta)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma(\delta)} \\ e_{\theta_\gamma} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$T^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} L_i - L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) & -L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) \\ -L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) & L_i + L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix}}{L_i^2 - L_m^2} \quad (12)$$

式 (11) 的非线性状态空间表达式可简写为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu \\ y = Hx \end{cases} \quad (13)$$

在此基础上建立扩展卡尔曼滤波观测器, 进行离散化建模, 有

$$\begin{cases} x_{k+1|k} = T_s (f(x_{k|k}) + Bu) + x_{k|k} \\ G_k = T_s F_{k|k} + E_k \\ P_{k+1|k} = G_k P_{k|k} G_k^T + Q_k \\ k_{k+1} = \frac{P_{k+1|k} H_{k+1}^T}{H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1}} \\ x_{k+1|k+1} = x_{k+1|k} + k_{k+1} (y_{k+1} - H_{k+1} x_{k+1|k}) \\ P_{k+1|k+1} = P_{k+1|k} - k_{k+1} H_{k+1} P_{k+1|k} \end{cases} \quad (14)$$

式中, T_s 为离散采样时间; $F_{k|k}$ 为非线性函数 $f(x_k)$ 的一阶泰勒展开; E_k 为单位矩阵; G_k 为滤波增益矩阵; Q_k 和 R_{k+1} 分别为系统噪声和测量噪声方差的协方差矩阵; k_{k+1} 为下一时刻的卡尔曼增益矩阵; $P_{k+1|k}$ 和 $P_{k+1|k+1}$ 分别为初始时刻和下一时刻的状态误差协方差矩阵, 初始值设为 P_0 ; $x_{k+1|k}$ 和 $x_{k+1|k+1}$ 分别为初始时刻和下一时刻的状态向量, 初始值设为 x_0 。

$F_{k|k}$ 、 Q_k 、 R_k 、 P_0 、 x_0 的表达式为

$$F_{k|k} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{cases} a_{11} = -T^{-1} [R_s + \omega_e J (L_l I + L_m Q(e_{\theta_\gamma}))] \\ a_{12} = -\frac{dT^{-1}}{de_{\theta_\gamma}} (R_s i_{\gamma(\delta)} + \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)}) - \\ T^{-1} \left(\omega_e J L_m \frac{dQ(e_{\theta_\gamma})}{de_{\theta_\gamma}} i_{\gamma(\delta)} + \omega_e J \psi_f \frac{du(e_{\theta_\gamma})}{de_{\theta_\gamma}} \right) \\ a_{21} = \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ a_{22} = \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{cases} \quad (16)$$

$$Q_k = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$R_k = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$x_0 = [0 \ 0 \ 0.1]^T \quad (20)$$

在 EKF 的估计中, 将 P_0 设为对角矩阵, 表示初始状态误差。不同的 P_0 值会对算法的初始状态产生一定的影响, 但当收敛时 P_0 的影响消失。 x_0 表示状态变量的初值, 值得注意的是, 因为本状态空间表达式是基于 $de_{\theta_\gamma}/dt=0$ 推导出来的, 为保证 e_{θ_γ} 不为零, 需要在每次电机运行的时候, 赋予 e_{θ_γ} 一个合适的初值。

e_{θ_γ} 越大, 即初始条件下, 旋转坐标系与估计旋转坐标系的夹角越大, 相对通过 EKF 估算得出之后的状态变量 e_{θ_γ} 所包含的高频误差干扰越大, e_{θ_γ} 越小, 即初始条件旋转坐标系与估计旋转坐标系的夹角越小, 相对于通过 EKF 估算得出之后的状态变量 e_{θ_γ} 所包含的高频干扰也越小, 但是数值过小, 通过 EKF 预测的状态变量越小, 起动时响应时间变大。因此, 综合考虑上述情况与实际环境, 调整范围为 (0, 1), 本文取值为 0.1。

Q_k 是表示系统噪声和模型误差的时变矩阵, 其由两个分量组成: 一是常数对角矩阵; 另一个是时变矩阵。矩阵内的时变元素比常数矩阵元素小两个数量级。因此, Q_k 可以近似为一个常数对角矩阵。

R_{k+1} 与测量噪声有关, EKF 的增益与 R_{k+1} 的元素成反比, 元素的增加意味着更大的测量噪声, 降低了测量数据的可信度。 R_{k+1} 的非对角元素比对角元素小一个数量级, 因此, R_{k+1} 被设为对角矩阵。

扩展卡尔曼滤波算法原理如图 2 所示。

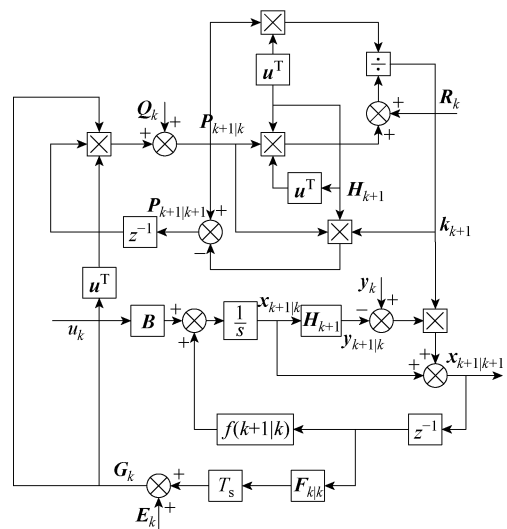


图 2 基于新数学模型的扩展卡尔曼滤波原理
Fig.2 Schematic diagram of extended Kalman filter based on the new mathematical model

式(16)中

$$\frac{d\mathbf{Q}(e_{\theta_\gamma})}{d\theta_\gamma} = \begin{bmatrix} -2\sin(2e_{\theta_\gamma}) & 2\cos(2e_{\theta_\gamma}) \\ 2\cos(2e_{\theta_\gamma}) & 2\sin(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{de_{\theta_\gamma}} = \frac{\begin{bmatrix} 2L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) & -2L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) \\ -2L_m \cos(2e_{\theta_\gamma}) & -2L_m \sin(2e_{\theta_\gamma}) \end{bmatrix}}{L_i^2 - L_m^2} \quad (22)$$

$$\frac{d\mathbf{u}(\theta_\gamma)}{d\theta_\gamma} = \begin{bmatrix} -\sin e_{\theta_\gamma} \\ \cos e_{\theta_\gamma} \end{bmatrix} \quad (23)$$

1.4 锁相环

锁相环的原理如图3所示。输入 e_{θ_γ} 作为 PLL 的估计误差, 通过适当地调节参数使得转子位置的估计值收敛到实际值。

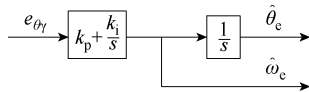


图3 PLL原理

Fig.3 PLL schematic

如果满足以下条件, 则估计的 $\hat{\theta}_e$ 和 $\hat{\omega}_e$ 接近实际值 θ_e 和 ω_e 。条件为

$$G_{\text{PLL}}(s) = \frac{C_n(s)}{C_d(s)} = \frac{c_{nm}s^m + c_{nm-1}s^{m-1} + \dots + c_{n0}}{s^m + c_{dm-1}s^{m-1} + \dots + c_{d0}} \quad (24)$$

采用一种多项式形式 $H(s)$, 该多项式满足赫尔维茨稳定性准则, 有

$$H(s) = sC_d(s) + C_n(s) \quad (25)$$

符合渐近稳定性质, 有

$$sC_d(s)\hat{\theta}_e \rightarrow 0 \quad (26)$$

1.5 新坐标系下的扩展卡尔曼滤波观测器性能分析

永磁同步电机无传感器控制在转子位置速度的检测方法中, 多数都是通过检测基波反电动势 $\omega_e \psi_f \cos \theta_e$ 和 $\omega_e \psi_f \sin \theta_e$ 来获得转子位置的信息, 这种基波激励的方法虽实施简单, 但在低速和中高速范围中 ω_e 的不断变化导致反电动势难以有效检测, 多只适用于中高速运行。

传统的非线性磁链观测器通过观测系统的非线性模型, 忽略了电角速度 ω_e 的影响, 估计状态磁链 $\psi_f \sin \theta_e$ 和 $\psi_f \cos \theta_e$ 。因此, 在低、中、高速范围都有着优秀的性能和效果。

新坐标系下扩展卡尔曼滤波算法的原理, 即通

过 EKF 对非线性系统的高精度估算性能, 在系统模型下检测出电角度误差 e_{θ_γ} , 忽略 $\omega_e \psi_f$ 的影响, 相比非线性磁链观测器降低了对磁链参数的敏感性要求。

搭建仿真环境, 保持其他参数不变, 验证新坐标系下 EKF 观测器的性能, 并选择传统的非线性磁链观测器作比较, 如图4所示, A 是基于新坐标系下的 EKF 观测器, B 代表传统的非线性磁链观测器。电机带额定负载起动。

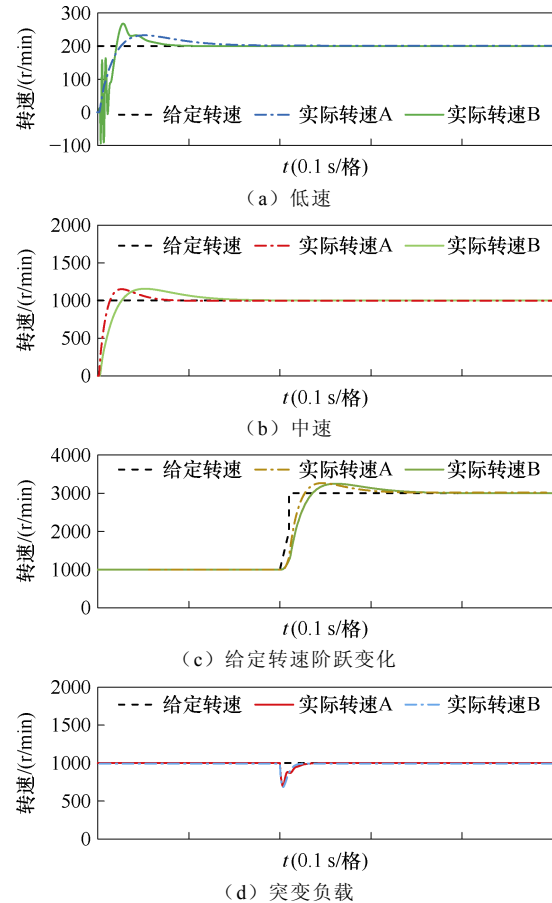


图4 不同观测器实际转速对比

Fig.4 Comparison of the actual rotational speed of different observers

图4展示了电机的实际转速波形, 包括在低速和中速下带额定负载的起动波形、从 1000 r/min 到 3000 r/min 的给定转速阶跃变化波形和突变负载条件下的波形。通过对比这些不同条件下的转速波形, 分析两种观测器的性能。

图5展示了低速(200 r/min)起动的位罝误差波形, 结合图4a进行分析可见, 在低速带载起动下, 尽管转速B能够成功起动, 其初始转速波形却呈现出显著的振荡现象。相对而言, 转速A在相同条件下的起动过程更为平稳, 表明其在低速带载起动时具有更优的动态性能和控制稳定性。

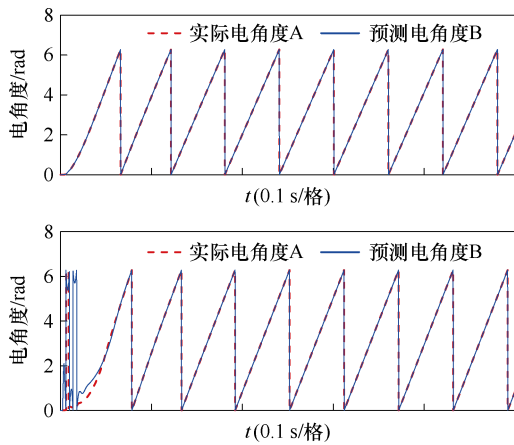


图 5 不同观测器初始位置对比波形

Fig.5 Comparison of waveforms at the initial positions of different observers

由图 4b 和图 4c 可知，在中速（1 000 r/min）带载起动条件下，以及转速阶跃到高速（3 000 r/min）时，转速 A 相比转速 B，有着更优秀的动态响应性能和转速追踪能力。

同时从图 4d 中可以看出，两种观测器在面对负载扰动情况下，抗干扰能力几乎相同。但是实际转速 A 在经过每次负载扰动时，转速波形出现了更为明显的抖动。这是因为卡尔曼滤波在处理突变负载情况时，误差协方差函数不满足互不相关的条件，进而影响到之后一段时间内的电流波形，使得电流谐波含量增大。

图 6 为电机不同转速区间的转速误差放大图，

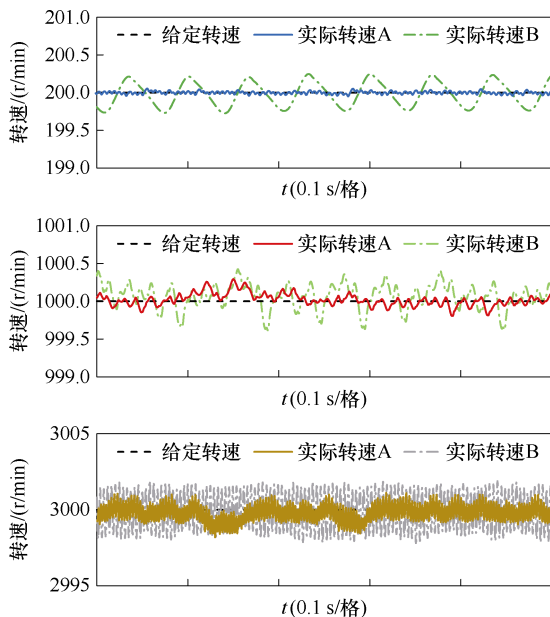


图 6 不同观测器实际转速误差对比

Fig.6 Comparison of actual speed errors of different observers

从图中可以看出，随着给定转速的增加，实际转速误差在不断变大，但是相比之下，转速 A 精度更高，符合扩展卡尔曼滤波高精度的前提。

2 电流谐波分析

永磁同步电机控制系统在运行时，电流谐波扰动主要可分为周期性扰动和非周期性扰动。

2.1 周期性谐波扰动

电机稳定运行时，磁链谐波和死区效应是影响电流谐波的主要因素，它们会导致以 6 倍基频为周期的电压误差谐波，从而在相电流中产生显著的 5 次和 7 次谐波分量^[19]。

考虑磁链和电压谐波扰动的相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 为

$$\begin{cases} i_a = I_1 \cos(\omega t + \theta_1) + I_5 \cos(5\omega t + \theta_5) + \\ I_7 \cos(7\omega t + \theta_7) + \dots \\ i_b = I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + I_5 \cos\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_5\right) + \\ I_7 \cos\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_7\right) + \dots \\ i_c = I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1\right) + I_5 \cos\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_5\right) + \\ I_7 \cos\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_7\right) + \dots \end{cases} \quad (27)$$

式中， I_1 为三相电流 1 次基波幅值； I_5 和 I_7 分别为三相电流 5 次和 7 次谐波的幅值； θ_1 为三相电流 1 次基波相位； θ_5 和 θ_7 分别为三相电流 5 次和 7 次的相位。

对式 (27) 进行坐标旋转变换，得到 dq 轴电流为

$$\begin{cases} i_d = I_1 \cos \theta_1 + I_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7) + \dots \\ i_q = I_1 \sin \theta_1 + I_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) - I_7 \cos(6\omega t + \theta_7) + \dots \end{cases} \quad (28)$$

由式 (28) 可知，在周期扰动中，三相电流的 5、7 次谐波最终导致 dq 轴电流出现 ± 6 次谐波。

搭建仿真环境，给定转速在 1 000 r/min 满载运行，电流环采用 PI 控制器，进行快速傅里叶分析 (Fast Fourier Transistor, FFT)，如图 7 所示，基本频率为 83.3 Hz，最终得出与上述一致的结果。图中，基波占比 100%，表明基波电流在电机正常运行中起主导作用。而 2~10 次谐波中，5、7 次谐波含量较多，满足上述分析。

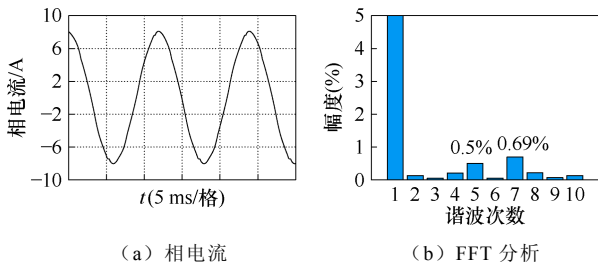


图7 满载高速运行谐波分析

Fig.7 Harmonic analysis of high-speed operation at full load

2.2 非周期性谐波扰动

造成电流谐波的非周期性扰动的原因主要包括：负载突变引起的扰动、电阻电感引起的参数失配、控制算法的不合理性等。

而扩展卡尔曼滤波算法在处理负载阶跃变化时，所造成的波动会更加明显，取给定转速在1000 r/min 下突加 2/3 额定负载之后一段时间的三相电流进行仿真验证。

将基于新坐标系下的 EKF 和传统非线性磁链观测对比，电流环采用 PI 控制器。

传统非线性磁链、新坐标系 EKF 突加负载之后运行谐波分析分别如图 8、图 9 所示。基波频率为 83.3 Hz，包括周期性 5、7 次扰动谐波在内，突变负载后的三相电流在一段时间内各种谐波扰动含量都明显增大，同时 EKF 相比传统非线性磁链观测器

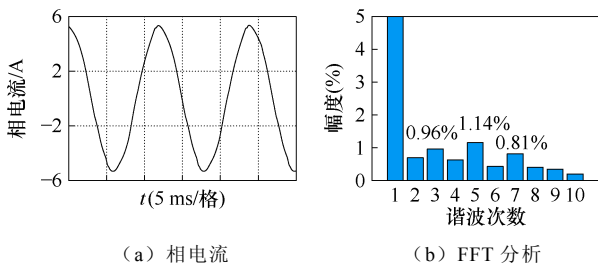


图8 传统非线性磁链突加负载之后运行谐波分析
Fig.8 Harmonic analysis is run after loading of traditional nonlinear magnetic sponzes

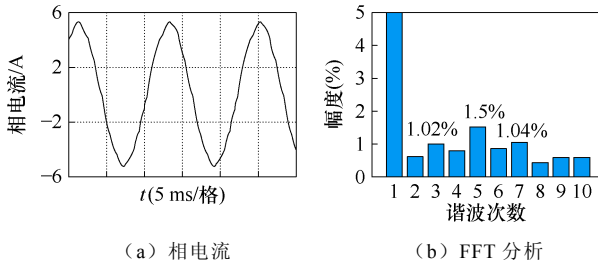


图9 新坐标系 EKF 突加负载之后运行谐波分析
Fig.9 Harmonic analysis is run after the EKF load is abruptly loaded in the new coordinate system

所造成的三相谐波含量更高，这些都属于非周期性谐波扰动。

2.3 谐波扰动抑制策略

扩展卡尔曼滤波算法由于突变负载之后将导致三相系统不平衡，3 次谐波的含量比其余谐波增加的更多。

3 次谐波三相电流的大小和相位均相同，将造成电机三相不平衡。而当电机处于三相不平衡运行时，静止坐标系下的定子电压、电流均会包含正序和负序分量，有

$$F_{\alpha\beta} = F_{\alpha\beta}^{+1st} + F_{\alpha\beta}^{-1st} \tag{29}$$

式中， $F_{\alpha\beta}$ 为电压或电流矢量；上标 +1st 和 -1st 分别指代正序和负序分量。将 $\alpha\beta$ 坐标系变换到 dq 坐标系，有

$$F_{dq} e^{j\omega_e t} = F_{dq}^{+1st} e^{j\omega_e t} + F_{dq}^{-1st} e^{-j\omega_e t} \tag{30}$$

整理得

$$F_{dq} = F_{dq}^{+1st} + F_{dq}^{-1st} e^{-2j\omega_e t} \tag{31}$$

由三相不平衡引起的负序分量在 dq 坐标系下表现为 -2 次谐波。

因此，在做到滤除非周期谐波的同时，对 3、5、7 次谐波进行再次滤波，可以有效地解决负载变化下扩展卡尔曼滤波加剧谐波干扰的问题。

3 改进的惯性自抗扰控制器

自抗扰控制技术 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 是一种将传统 PI 控制结合现代控制的基本理念：即利用反馈来纠正误差，与现代控制理论的主要成就相结合的方法。这种技术主要由三个组成部分构成：跟踪微分器 (Tracking Differentiator, TD)，用于优化控制命令的动态响应；误差反馈控制律 (State Error Feedback, SEF)，通过反馈机制来调整误差；扩张状态观测器 (ESO)，能够估计系统的非周期性扰动。

本文提出 IADRC 技术，在 ESO 上做出了改进，即改进的 ESO (Improved ESO, IESO) 分别用来滤除上述新坐标系 $\gamma\delta$ 下的周期性扰动和非周期性扰动。

3.1 IESO 设计

IESO 是 IADRC 系统核心，根据式 (10) 可知， $\gamma\delta$ 坐标系下的电流方程为

$$\dot{i}_{\gamma(\delta)} = T^{-1} (U_{\gamma(\delta)} - R_s i_{\gamma(\delta)} - \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)}) = b_0 u_{\gamma(\delta)} + f_0 \tag{32}$$

其中

$$f_0 = T^{-1}(-R_s i_{\gamma(\delta)} - \omega_e J \psi_{\gamma(\delta)})$$

$$b = T^{-1} \quad u_{\gamma(\delta)} = U_{\gamma(\delta)}$$

式中, f_0 为扰动。

以 γ 轴为例, 设置状态变量 x_1 和 x_2 , $x_1 = i_\gamma$, $x_2 = f$, 则有

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u_\gamma + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f \quad (33)$$

式中, i_γ 为 γ 轴电流分量; u_γ 为 γ 轴电压分量; b_0 为矩阵 b 的 γ 轴分量; f 为 γ 轴扰动 f_0 分量。

对式 (33) 搭建传统的线性扩张观测器 (Linear Extended State Observer, LESO), 有

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u_\gamma + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} (x_1 - \hat{x}_1) \quad (34)$$

传统的 LESO 结构如图 10 所示, 根据极点配置原则 $\beta_1 = 2\omega_0$ 和 $\beta_2 = \omega_0^2$, 即可保证状态变量 \hat{x}_1 收敛于 i_d , \hat{x}_2 收敛于 f 。

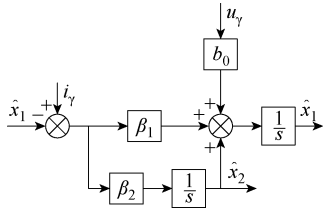


图 10 传统 LESO 结构

Fig.10 Diagram of the traditional LESO structure

其中, 基于扰动部分的公式为

$$\dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{s} \beta_2 (x_1 - \hat{x}_1) \quad (35)$$

在频域上分析, $1/s$ 相当于一个低通滤波器, 截止频率与 β_2 有关, 因此可以有效地抑制非周期性的谐波扰动。但是当某些谐波含量较高时, 以图 9b 的 FFT 分析为例, 3、5、7 次谐波含量较多, 较小的 β_2 不能完全抑制所有的谐波扰动, 较大的 β_2 会放大截止频率以内的谐波扰动, 从而受到严重的高频噪声干扰。合适的 β_2 又往往因为某一次项的谐波含量较高, 而无法完全抑制该项谐波。

针对新坐标系 $\gamma\delta$ 轴电流的 -2 、 ± 6 次谐波进行抑制, 本文引入了一个二阶振荡环节控制器, 其传递函数为

$$G_R(s) = \frac{2k\xi\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (36)$$

式中, ξ 为阻尼系数, 且 $0 < \xi < 1$; ω_n 为谐振频率;

k 为增益系数。

对不同参数下的函数 $G_R(s)$ 进行伯德图分析。如图 11 所示, 不同频率 ω_n 在幅值附近增益接近或等于 1, 从 ω_n 向两侧偏离时, 幅值变为负数, 对应的增益接近 0。随着频率 ω_n 的增加, 会使得系统在更高的频率下保持有效响应, 但同时会增加振动幅度。

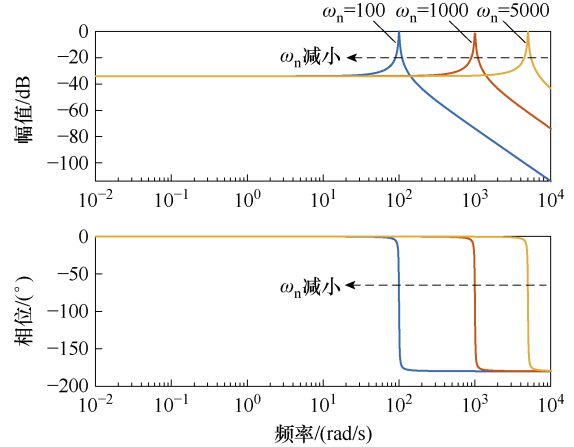


图 11 不同参数 ω_n 下的 $G_R(s)$ 伯德图

Fig.11 Bode's diagram with different parameters ω_n

图 12 所示为不同参数 ξ 下的 $G_R(s)$ 伯德图。 ξ 的减小会降低谐振频率 ω_n 两侧的幅值增益, 从而能够有效地筛选出特定频率, 但同时会减小系统的带宽。

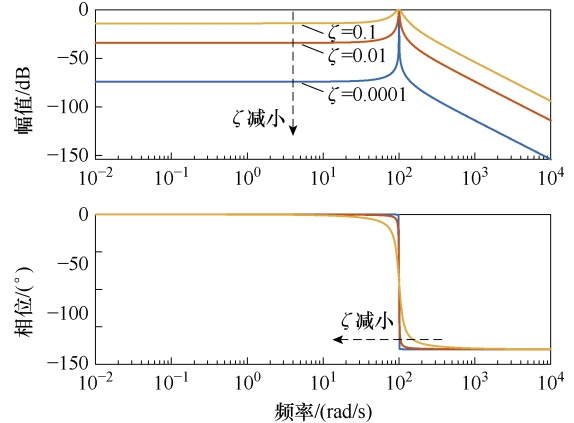


图 12 不同参数 ξ 下的 $G_R(s)$ 伯德图

Fig.12 Bode's diagram with different parameters ξ

图 13 所示为不同增益 k 下的伯德图。随着增益 k 的增大而提高信号的放大能力, 但是过高的增益 k 可能导致高频噪声的放大, 这将对系统性能产生负面影响。

对系统动态性能综合考虑, 设计参数 $k=10$, $\xi=0.01$, 有效得出所需的特定频率谐波。

因此, 本文在 LESO 的基础上提出了 IESO, 结构如图 14 所示。基本扩展状态观测器包含一个积分, 它在零频率处具有无限增益。这个特性使得 ESO 能够估计并抑制直流扰动, 而引入二阶振荡函数是利用其在特定频率谐波的抑制能力。

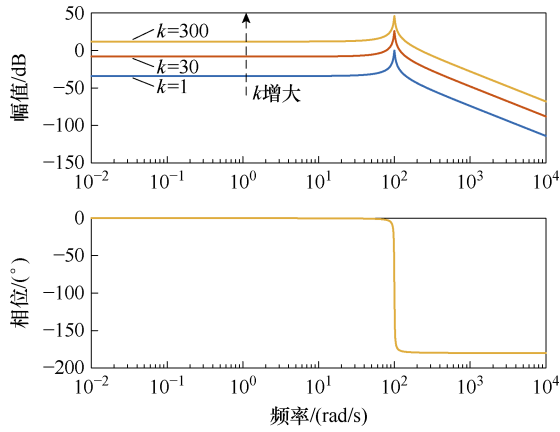


图 13 不同参数 k 下的 $G_R(s)$ 伯德图

Fig. 13 $G_R(s)$ Bode's diagram with different parameters k

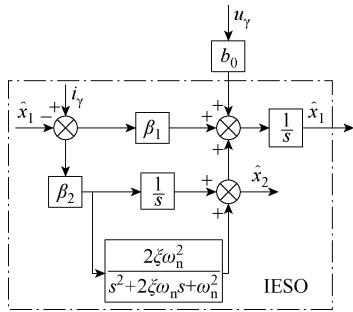


图 14 IESO 结构

Fig. 14 IESO structure diagram

3.2 IADRC 设计

电流内环需要具备优异的谐波抑制和抗扰动能力，设计 γ 轴电流环如图 15 所示， δ 轴电流环结构与之相同。

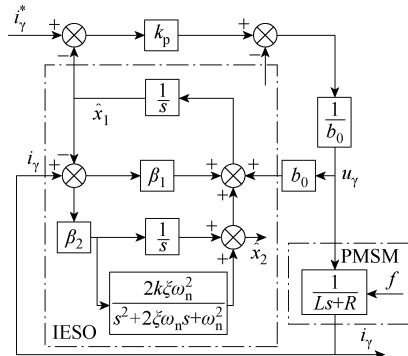


图 15 IADRC 结构

Fig. 15 IADRC structure diagram

$G(s)=1/(Ls+R)$ 为电机简化模型，其中， L 为电机相电感， R 为电机相电阻。设计 IADRC 控制器， k_p 为控制器增益。

观测器数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + b_0 u_\gamma + \beta_1 (x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \left(\frac{1}{s} + \frac{2\xi\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \beta_2 (x_1 - \hat{x}_1) \end{cases} \quad (37)$$

线性误差反馈控制率为

$$u_{dq} = \frac{k_p (i_{\gamma(\delta)}^* - \hat{x}_1) - \hat{x}_2}{b_0} \quad (38)$$

3.3 IADRC 抑制谐波扰动分析

对图 15 进行等效变换，推导得到 IADRC 结构等效框图如图 16 所示。

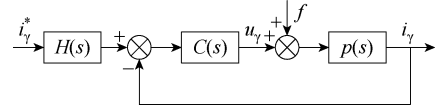


图 16 IADRC 结构等效框图

Fig. 16 Equivalent block diagram of IADRC structure

各个环节的传递函数表示为

$$H(s) = \frac{k_p [s^2 + (\beta_1 + \beta_2 G_R(s))s + \beta_2]}{\beta_2 G_R(s)s^2 + (k_p \beta_2 G_R(s) + k_p \beta_1 + \beta_2)s + k_p \beta_2} \quad (39)$$

$$C(s) = \frac{\beta_2 G_R(s)s^2 + (k_p \beta_1 + \beta_2 + k_p \beta_2 G_R(s))s + k_p \beta_2}{b_0 (s^2 + \beta_1 s + k_p s)} \quad (40)$$

$$p(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (41)$$

进而得到整个系统的传递函数为

$$i_\gamma = \frac{H(s)C(s)p(s)}{1+C(s)p(s)} i_\gamma^* + \frac{p(s)}{1+C(s)p(s)} f \quad (42)$$

令

$$G_c(s) = \frac{H(s)C(s)p(s)}{1+C(s)p(s)} \quad (43)$$

$$G_f(s) = \frac{p(s)}{1+C(s)p(s)} \quad (44)$$

在不考虑系统的输入情况下，系统输出 i_γ 与扰动 f 的关系就是 $G_f(s)$ ，对其进行伯德图的绘制，并与传统 LADRC（即当 $G_R(s)=0$ 时）进行对比。

参数 ω_0 决定了系统抑制扰动的能力， ω_0 越大抑制能力越强，但 ω_0 受采样噪声限制不能太大。

参数 k_p 决定了系统响应对误差的敏感度， k_p 过大会导致系统反应过度引起振荡， k_p 过小会导致电机对负载变化的适应性差，无法快速达到设定的性能要求。

根据实际情况进行综合考虑，设计合适的参数 $k_p=200$ ， $\omega_0=8000$ Hz。 $G_f(s)$ 伯德图如图 17 所示，基频 $\omega_n=173.33$ rad/s，基频附近幅值下降，意味着系统输出对扰动输入有着明显的抑制作用。因此，当

$\omega_n = 6\omega_c$ 、 $\omega_n = 2\omega_c$ ，即可以有效抑制 ± 6 次谐波和 -2 次谐波。

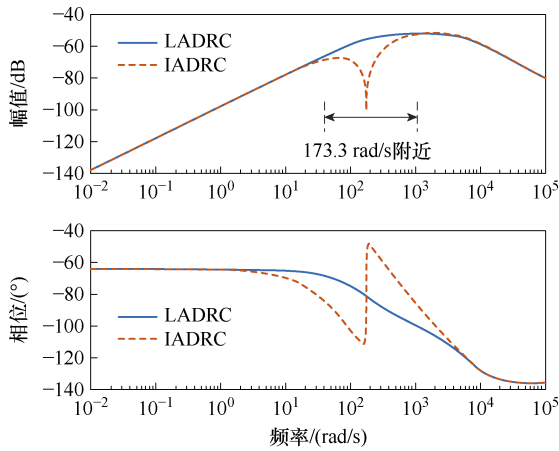


图 17 $G_f(s)$ 伯德图

Fig.17 $G_f(s)$ Bode's diagram

3.4 IADRC 稳定性分析

对开环系统 $G_0(s) = C(s)p(s)$ 进行奈奎斯特图证明系统的稳定性。根据奈奎斯特稳定判据，反馈控制系统稳定的充分必要条件是半闭合曲线不穿过 $(-1, j0)$ 点，并且逆时针包围临界点 $(-1, j0)$ 点的圈数 R_0 等于开环传递函数的正实部极点数 P 。Z 表示系统闭环右半平面极点个数为 0， N^+ 表示正穿越的次数和（从上向下穿越）， N^- 表示负穿越的次数和（从下向上穿越），满足 $P=Z-R_0=Z-2(N^+-N^-)=0$ ，表示系统稳定。

$$G_0(s) = \frac{\beta_2 G_R(s)s^2 + (k_p \beta_1 + \beta_2 + k_p \beta_2 G_R(s))s + k_p \beta_2}{b_0(s^2 + \beta_1 s + k_p s)(Ls + R)} \quad (45)$$

当 $\beta_1 > 0$ ， $k_p > 0$ 时，式 (45) 中 $s^2 + \beta_1 s + k_p s$ 可知存在两个负值极点。已知电机 $L > 0$ ， $R > 0$ ， $Ls + R$ 必有一个负值极点。所以开环传递函数的正实部极点数为 $P=0$ 。

$G_0(s)$ 奈奎斯特图如图 18 所示，可知穿越 $(-1, j0)$

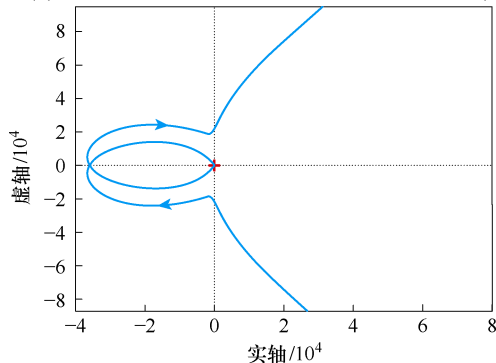


图 18 $G_0(s)$ 奈奎斯特图

Fig.18 $G_0(s)$ Nyquist diagram

点正穿越 N^+ 为 1 次，负穿越 N^- 为 1 次，因此 $R=0$ ，满足 $P=Z-R=0$ ，说明系统是稳定的。

3.5 IADRC 滤波效果对比分析

搭建仿真环境，验证 IADRC 的滤波效果。电机参数见表 1，开关频率为 10 kHz，死区时间为 2 μ s。

表 1 电机参数

Tab.1 Motor parameters

参数	数值
极对数 n_p	5
d 轴电感 L_d/H	0.000 195 185
q 轴电感 L_q/H	0.000 195 185
磁链 ψ_f/Wb	0.010 9
电阻 R/Ω	0.176 4
额定功率 P/W	200
额定转速 $n/(r/min)$	3 000
额定转矩 $T/(N \cdot m)$	0.64
额定电压 U/V	24

取 $\omega_n = 6\omega_c$ 来自适应滤波除 $\gamma\delta$ 轴 ± 6 次谐波，同时当处理突变负载时，取 $\omega_n = 2\omega_c$ 来自适应滤波除 $\gamma\delta$ 轴的 -2 次谐波。

基于新坐标系的 EKF 无感算法，总体结构如图 19 所示。进行以下仿真，转速给定 1 000 r/min，基频为 83.3 Hz，IADRC 的参数： $\omega_0=8\ 000$ Hz， $k=10$ ， $k_p=200$ ，锁相环参数： $k_p=212.1$ ， $k_i=22\ 500$ 。

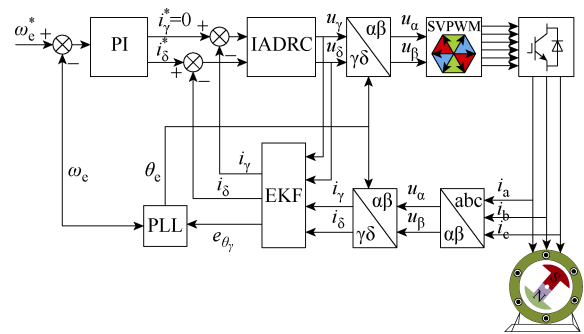


图 19 控制系统总体结构

Fig.19 Overall structure of the control system

将 PI 控制器、LADRC 控制器和 IADRC 控制器进行对比，如图 20 所示，对 LADRC 控制器和 IADRC 控制器满载稳定运行的三相电流进行 FFT 分析，并与图 7 对比。如图 20 所示，通过 LADRC 的滤波处理，有效减少了低次谐波，但同时却不能完全抑制某项值较高的次数谐波（5、7 次谐波），而 IADRC 的引入，很好地抑制了需要抑制的特定谐波。

突加负载之后运行分析如图 21 所示，为在 1.5 s

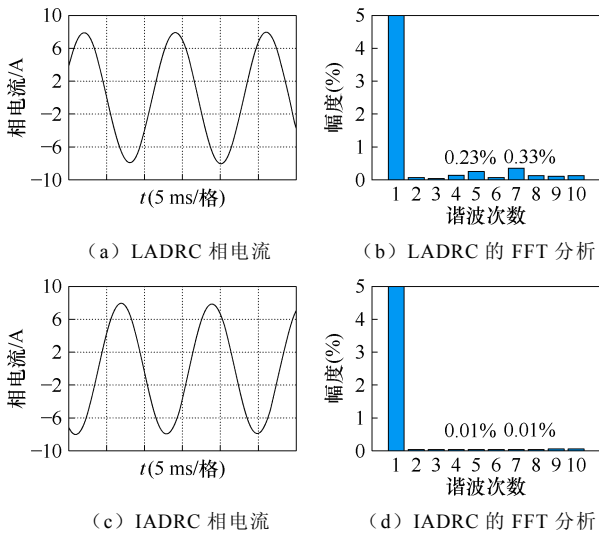


图 20 满载稳定转速运行分析

Fig.20 Analysis of stable speed operation at full load

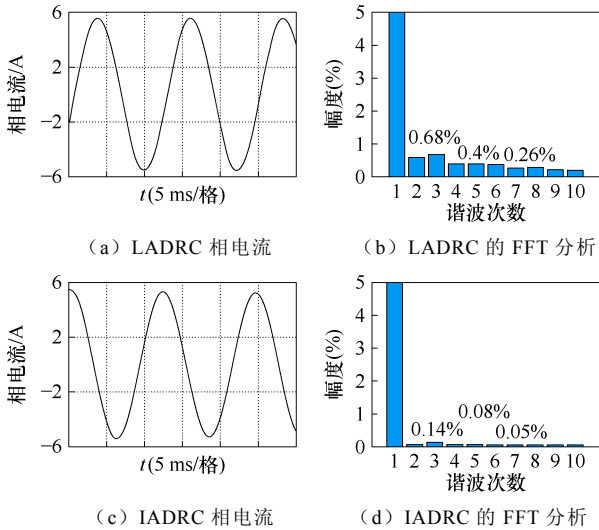


图 21 突加负载之后运行分析

Fig.21 Running the analysis after a sudden load

时突加 2/3 额定负载后的相电流分析，将 LADRC 控制器和 IADRC 控制器滤波效果对比，并与图 9 进行比较。LADRC 的抗干扰能力很好地抑制了低次谐波，同时 IADRC 在 LADRC 的基础上进一步抑制了特定的谐波。

4 实验分析

实验参数：IADRC 参数与上述仿真参数一致。电流环 PI 参数 $k_p = \omega_c L$, $k_i = \omega_c R_s$ 。这里 ω_c 为电流环带宽，设为 800 Hz。转速环 PI 参数设置为 $k_p = J\omega_c^2 / (1.5n_p \psi_f)$, $k_i = \omega_c^2 k_p$ 。其中， ω_c^2 为转速环带宽，设为 30 Hz。锁相环 PLL 参数 $k_p = 1.414\omega_{c3}$, $k_i = \omega_{c3}^2$ 。其中， ω_{c3} 为锁相环带宽，设为 800 Hz。

主控芯片采用 STM32f407，驱动芯片采用

IR2110STRPBF，开关频率为 10 kHz，死区时间为 $2 \mu s$ ，实验平台如图 22 所示。



图 22 实验平台

Fig.22 Experimental platform

实验首先验证了基于新坐标系下的 EKF 算法性能，包括对给定转速的追踪性能、转速误差精度、低速起动位置误差、算法的低速带负载能力以及算法的带载起动能力。

之后验证了在扩展卡尔曼滤波算法的基础上，IADRC 对稳定转速下满载谐波的抑制效果、突变额定负载之后谐波的抑制效果以及对突变负载之后的转速影响。

如图 23 所示为转速追踪性能与误差精度，在每过一段时间内给定转速增加 1 000 r/min，基于新坐标系下的 EKF 无感控制算法转速精度能保持在 5 r/min 之内。在高速范围内，转速在 0.1 s 左右达到给定转速，没有出现明显的转速滞后现象，转速追踪性能表现出色。

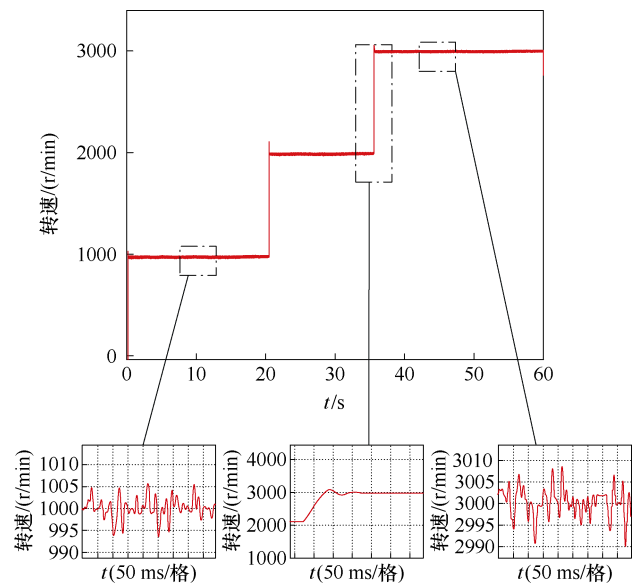


图 23 转速追踪性能与误差精度

Fig.23 Rotation speed tracking performance and error accuracy

图 24 所示为低速 200 r/min 的初始位置角误差, 算法在低速起动时位置角能够精准地跟随给定值, 位置误差在 0.04~0.05 rad 之间, 起动时位置曲线平滑, 不存在堵转等现象。

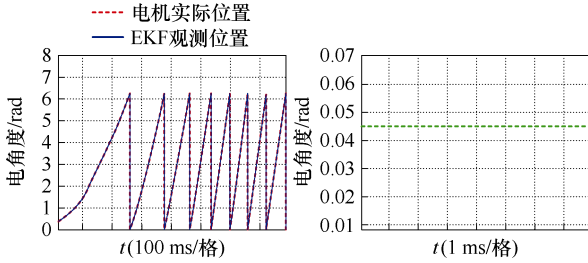


图 24 初始位置角误差

Fig.24 Initial position angular waveforms

图 25 所示为带额定负载 500 r/min 起动波形, 从图中可以看出, 带额定负载起动, 转速的响应曲线平滑, 时间约为 0.3 s, 带载下的实际转速误差在 6 r/min 左右。

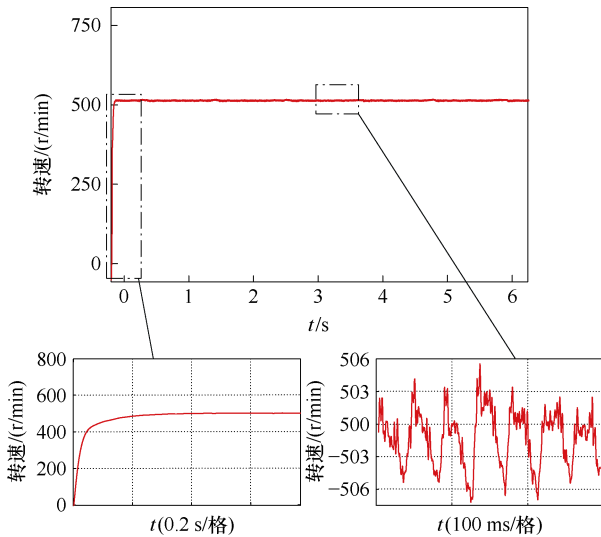


图 25 带额定负载起动转速

Fig.25 Starting speed diagram with rated load

PI 低速带载三相电流波形如图 26 所示, 为给定转速 200 r/min 的三相电流波形, 逐步加入 1/10 的额定转矩负载, 最高加载到 150%的额定转矩, 三相电流达到了电机的瞬时最大电流 15 A。新型 EKF 无感算法在低速范围的转矩带载能力满足实验电机的最大承受电流。

在中速范围内, 给定转速 1 000 r/min 的额定负载运行。如图 27 所示, 基频为 83.3 Hz, LADRC 相比 PI 起到了对低次谐波的抑制作用, 5 次谐波含量相比 PI 降低了 50.5%, 7 次谐波含量相比 PI 降低了 77.4%。IADRC 算法在 LADRC 算法的基础上, 起到了对特定谐波的更进一步抑制, 5 次谐波含量

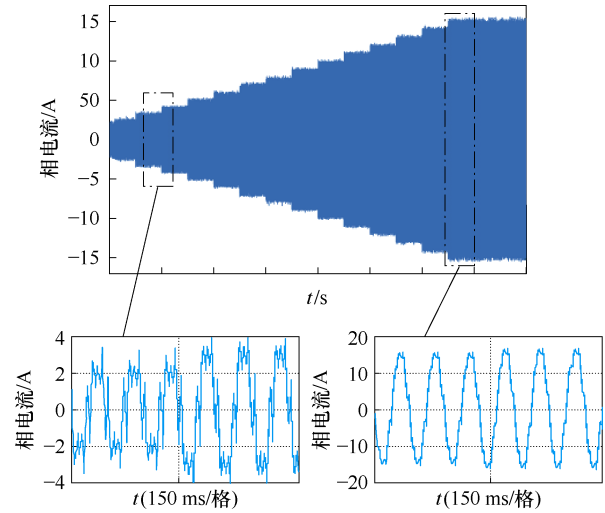


图 26 PI 低速带载三相电流波形

Fig.26 PI low-speed loaded three-phase current waveforms

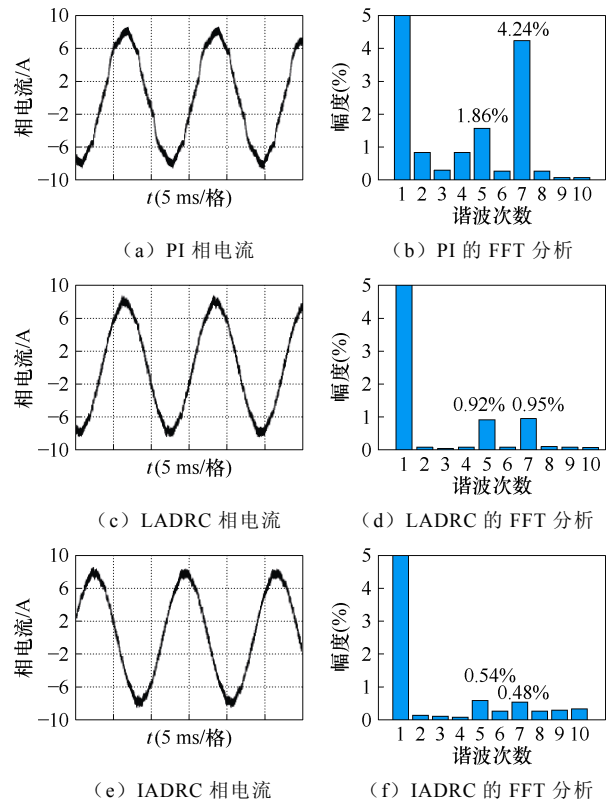


图 27 满载稳定转速运行分析

Fig.27 Analysis of stable speed operation at full load 相比 LADRC 降低了 41.3%, 7 次谐波含量相比 LADRC 降低了 49.4%。

进行突变额定负载之后的三相电流对比分析, 如图 28 所示, 基频为 83.3 Hz。LADRC 的 5 次谐波含量相比 PI 降低了 70.5%, 7 次谐波含量相比 PI 降低了 79.1%, 3 次谐波含量相比 PI 降低了 54.8%。同时 IADRC 对 5 次谐波的抑制相比 LADRC 下降了

44%，对7次谐波的抑制相比 LADRC 下降了 13%，对3次谐波的抑制相比 LADRC 下降了 88%，抑制与理论结果一致。

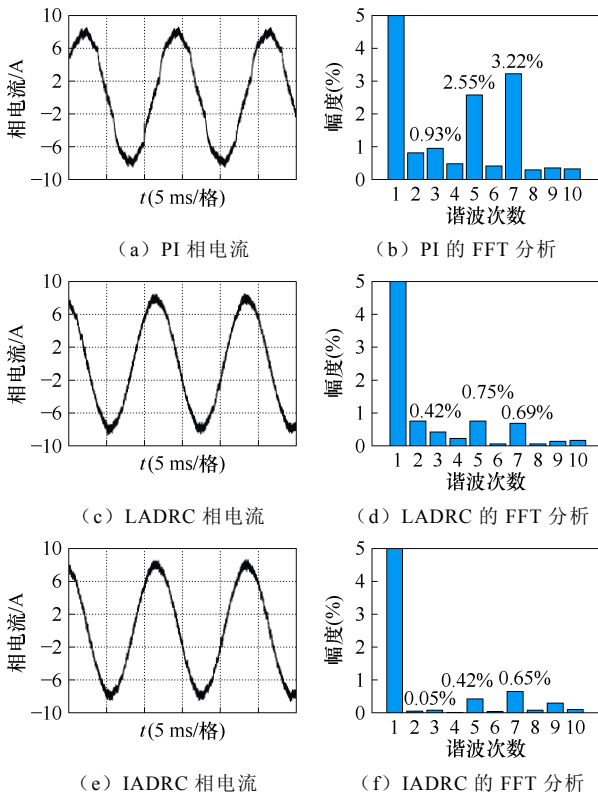


图 28 突加负载之后运行分析

Fig.28 Running the analysis after a sudden load

突加负载转速误差对比如图 29 所示,进一步证明了控制策略的有效性。在未受突变负载干扰时,采用 PI 控制系统的转速误差约为 5 r/min。面对突

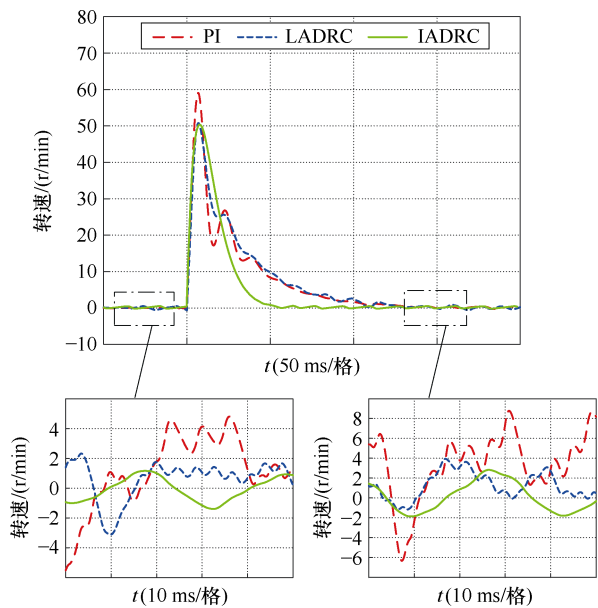


图 29 突加负载转速误差对比

Fig.29 Comparison of speed error of sudden load

变负载干扰时,该误差增至约 9 r/min。而采用 LADRC 控制策略,在相同条件下,未受扰动时转速误差降至约 2 r/min,受扰动时增至约 4 r/min。同时,IADRC 控制相比 LADRC 虽然在转速误差方面未见显著减少,但是其转速曲线的波动性更平缓,对于维持转速稳定性起到积极作用。

综上所述,新坐标系下的 EKF 算法结合 IADRC 的策略不仅有着较高的转速追踪性能和精度,同时也提高了电机在不同运行条件下的适应性和稳定性。这种控制策略的优势在于能够有效应对突变负载和电流谐波下的挑战。

5 结论

本文首先提出了基于新坐标系下的数学模型,并推导出基于新坐标系下的 EKF 无传感器控制算法。分析得出了 EKF 在面对突变负载时,会严重加剧谐波的产生,于是提出了 IADRC 算法来抑制谐波的诞生,并通过频域分析说明了算法的有效性。

1) 新型无感算法有着高精度转速的同时,也拥有着低速高转矩的特性和优秀的高转速追踪能力。

2) 通过改变传统 LADRC 的传递函数,从而影响整个系统,通过 Bode 图分析整个系统的频域模型。与 PI 控制、LADRC 对比分析,IADRC 在低通滤波的基础上,能够再次抑制频谱上的 3、5、7 次谐波。

3) IADRC 搭配新型 EKF 的组合控制策略,不仅能够很好地抑制谐波,同时有着良好的控制效果。

参考文献

[1] 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.

[2] 陈鹏,陈洋,王威.无人机声学定位技术综述[J].华南理工大学学报(自然科学版),2022,50(12):109-123.
Chen Peng, Chen Yang, Wang Wei. Review for UAV acoustic positioning[J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2022, 50(12): 109-123.

- [3] Zheng Chunlei, Yan Yiping, Liu Yang. Prospects of eVTOL and modular flying cars in China urban settings[J]. *Journal of Intelligent and Connected Vehicles*, 2023, 6(4): 187-189.
- [4] Wu Pengcheng, Yang Xuxi, Wei Peng, et al. Safety assured online guidance with airborne separation for urban air mobility operations in uncertain environments[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 23(10): 19413-19427.
- [5] 张洪. eVTOL 的性能特征、关键技术与发展瓶颈探究[J]. *空运商务*, 2022(10): 55-60.
Zhang Hong. Investigation of Performance Characteristics, key technologies, and development bottlenecks of eVTOLs[J]. *Air Transport Business*, 2022(10): 55-60.
- [6] 张兴, 郭磊磊, 杨淑英, 等. 永磁同步发电机无速度传感器控制[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(21): 3440-3447.
Zhang Xing, Guo Leilei, Yang Shuying, et al. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous generators[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(21): 3440-3447.
- [7] Ge Yang, Song Weizhang, Yang Yang, et al. A polar-coordinate-multisignal-flux-observer-based PMSM non-PLL sensorless control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(9): 10579-10583.
- [8] Yan Hao, Wang Wenjie, Xu Yongxiang, et al. Position sensorless control for PMSM drives with single current sensor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(1): 178-188.
- [9] Wu Lijian, Lü Zekai, Chen Zekai, et al. An enhanced sensorless control scheme for PMSM drives considering self-inductance asymmetry[J]. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2022, 6(4): 384-392.
- [10] Bi Guangdong, Zhang Guoqiang, Wang Qiwei, et al. High-frequency injection angle self-adjustment based online position error suppression method for sensorless PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(2): 1412-1417.
- [11] Liu Zhaohua, Nie Jie, Wei Hualiang, et al. Switched PI control based MRAS for sensorless control of PMSM drives using fuzzy-logic-controller[J]. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2023, 3: 368-381.
- [12] Chen Lijun, Liu Dongliang, Sun Liming, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on adaptive enhanced extended state observer[J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2024, DOI: 10.1002/cta.3983.
- [13] Chen Lijun, Liu Dongliang, Zhu Minchen, et al. Non-cascaded sensorless control of SPMSM based on cascaded extended state observer[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 24488-24499.
- [14] 杨凯, 李孺涵, 罗成, 等. 负载变化下无传感器感应电机主动零频穿越及脉动抑制策略[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(18): 4910-4920.
Yang Kai, Li Ruhan, Luo Cheng, et al. Proactive low-frequency ride-through method and its ripple reduction for sensorless induction motor drives under load variations[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(18): 4910-4920.
- [15] Qian Linfang, Sun Le, Wang Kuan, et al. Fusion of position estimation techniques for a swing servo by a permanent-magnet synchronous machine[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(7): 6551-6562.
- [16] Bendjedja B, Chouireb S. Comparative study between sensorless vector control of PMSM drives based on MRAS, SMO and EKF observers[C]//2023 International Conference on Advances in Electronics, Control and Communication Systems (ICAEECS), BLIDA, Algeria, 2023: 1-6.
- [17] Wang Chongwu, He Yuyao, Li Hong. The study on the PMSM sensorless control using the sub-optimal fading extend Kalman filter[C]//2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Kitakyushu, Japan, 2013: 294-297.
- [18] Xin Zhuangzhuang, Wang Jiajun, Zhao Hongjiang. Rotor position estimation using harmonic-decomposition complex-coefficient filter-based PLL for PMSM with switch Hall-effect sensors[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(2): 2249-2259.
- [19] Tian Minghe, Wang Bo, Yu Yong, et al. Discrete-time repetitive control-based ADRC for current loop disturbances suppression of PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2022, 18(5):

- 3138-3149.
- [20] 陈勇, 邱子楨, 马凯, 等. 基于 Markov 链随机脉宽调制的永磁同步电机高频边带谐波与声振响应抑制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 109-118.
Chen Yong, Qiu Zizhen, Ma Kai, et al. Investigation into Markov-chain random modulation for suppression high-frequency sideband vibro-acoustics in permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 109-118.
- [21] 许家群, 王天琪, 贾普凡. 永磁同步电机准谐振自抗扰电流谐波抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2450-2459.
Xu Jiaqun, Wang Tianqi, Jia Pufan. Quasi-resonant anti-disturbance harmonic suppression of permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2023, 43(6): 2450-2459.
- [22] Xu Yongxiang, Zhang Wentao, Huang Yingliang, et al. Multisector three-phase PMSM drive system with low-frequency and high-frequency PWM noise[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 1639-1648.
- [23] Zhang Zhifeng, Wu Yue, Su Hequn, et al. Research on open-circuit fault tolerant control of six-phase permanent magnet synchronous machine based on fifth harmonic current injection[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(3): 306-314.
- [24] Lü Zekai, Wu Lijian. Current control scheme for LC-equipped PMSM drive considering decoupling and resonance suppression in synchronous complex-vector frame[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 2061-2073.
- [25] 姜卫东, 胡业波, 张庆岩, 等. 基于调制波分解的 Vienna 整流器的调制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4339-4352.
Jiang Weidong, Hu Yebo, Zhang Qingyan, et al. Modulation method of Vienna rectifier based on modulation wave decomposition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4339-4352.
- [26] 王泽尚, 孙立清, 王志福, 等. 基于扰动补偿的电机模拟器电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 5987-5998.
Wang Zeshang, Sun Liqing, Wang Zhifu, et al. Current control strategy of electric motor emulator based on disturbance compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 5987-5998.
- [27] Yang Yang, Song Weizhang, Ge Yang, et al. A Markov chain random asymmetrical SVPWM method to suppress high-frequency harmonics of output current in an IMC-PMSM system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 135-148.
- [28] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1147-1158.
Dong Zhiqiang, Wang Chenchen, Zhou Minglei, et al. Active neutral-point voltage balance control strategy for three-level three-phase inverter under SHEPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1147-1158.
- [29] 樊启高, 卢禹卓, 毕恺韬, 等. 基于倍频采样的两相交错并联三电平双向直流变换器功率均衡解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3654-3664.
Fan Qigao, Lu Yuzhuo, Bi Kaitao, et al. Decoupled power-balancing control strategy for two-phase interleaved parallel bidirectional DC converter based on frequency-doubling sampling[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3654-3664.

作者简介

刘栋良 男, 1977 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、新能源及电力电子/电动汽车驱动系统、电动航空驱动系统、电动船舶推进系统。

E-mail: LiuDL@hdu.edu.cn

赵金洋 男, 1999 年生, 硕士研究生, 研究方向为电动航空驱动系统。

E-mail: 1224603950@qq.com (通信作者)

Research on Load Disturbance Suppression Technology of Permanent Magnet Synchronous Motor under Extended Kalman Filter

Liu Dongliang^{1,2} Zhao Jinyang¹ Dong Xuhui¹ Chen Lijun¹ Wang Xiaoxiao¹

(1. School of Artificial Intelligence Hangzhou Dianzi University Hangzhou 310018 China
2. Wolong Electric Group Co. Ltd Shangyu 312300 China)

Abstract Regarding the sensorless control system of permanent magnet synchronous motors (PMSM), this paper combines extended Kalman filtering (EKF) and improved inertial active disturbance rejection control (IADRC). By establishing a mathematical model under the new coordinate system and applying the EKF algorithm, the state of the motor is accurately estimated, thus ensuring the accuracy and stability of the control system. Aiming at the current harmonic disturbance caused by the sudden load change, this paper introduces the second-order oscillation function to optimize the traditional linear active disturbance rejection control and proposes an improved IADRC strategy, which significantly attenuates the harmonic disturbances and strengthens the system's immunity to disturbances.

According to the traditional mathematical model of the PMSM motor under the $\gamma\delta$ -axis, the mathematical model of the PMSM motor under the estimated rotational coordinate system $\gamma\delta$ is constructed, and the angle $e_{\theta\gamma}$ between the dq-axis and the $\gamma\delta$ -axis is directly estimated, eliminating the influence of the other observers. After that, through the mutual validation of simulation and the mathematical model, the second-order oscillating function is connected in parallel to suppress current harmonics. The 3rd, 5th, and 7th periodic harmonics with high harmonic contents are suppressed. Its effectiveness and stability are proved by Bode's plot and the Nyquist curve plot, respectively.

The EKF's direct estimation method of error angle $e_{\theta\gamma}$ in $\gamma\delta$ coordinate system is verified Through simulation and experiment, speed step, sudden load addition, and starting with rated load. Meanwhile, compared with the traditional PI control and LADRC control, IADRC plays a role in suppressing the low harmonics when the motor is running stably at 1 000 r/min with rated load. The 5th and 7th harmonic contents are reduced by 50.5% and 77.4% compared to PI. The IADRC algorithm based on the LADRC algorithm can suppress specific harmonics, with a 41.3% reduction in 5th harmonic content compared to the LADRC and a 49.4% reduction in 7th harmonic content compared to the PI. Comparative analysis of the three-phase currents after a sudden change in the rated load shows that compared to PI, the 5th harmonic content of the LADRC is reduced by 70.5%, the 7th harmonic content is reduced by 79.1%, and the 3rd harmonic content is reduced by 54.8%. Meanwhile, compared to LADRC, the 5th harmonic decreases by 44%, the 7th harmonic decreases by 13%, and the 3rd harmonic decreases by 88%.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, inertial active disturbance rejection control, extended Kalman filter, current harmonics, a new coordinate system

(编辑 崔文静)