

基于改进型极值搜索算法的压缩机 转速脉动抑制方法

刘照旭¹, 储剑波^{1*}, 李 超², 韩 亚²

[1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016;

2. 小米科技(武汉)有限公司, 湖北 武汉 430073]

A Speed Ripple Suppression Method for Compressors Based on Improved Extremum Seeking Algorithm

LIU Zhaoxu¹, CHU Jianbo^{1*}, LI Chao², HAN Ya²

[1. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Xiaomi Technology (Wuhan) Co., Ltd., Wuhan 430073, China]

Abstract: [Objective] Single-rotor compressors are widely used in household air-conditioners because of their compact size, high reliability and significant cost-effectiveness. However, the unbalanced centrifugal forces generated by the rotor rotation of single-rotor compressor lead to periodic load fluctuations, consequently resulting in speed ripples and associated vibration noise. These issues are particularly pronounced at low-frequency operation of the compressor. To address these issues, this paper proposes a speed ripple suppression method for compressors based on extremum seeking algorithm (ESA), aiming to enhance speed stability of the compressor under low-frequency operating conditions. [Methods] Firstly, the load characteristics of the single-rotor compressor during normal operation were analyzed. Based on this analysis, a control method was proposed to construct a feedforward compensation current based on the superimposed value of the DC component and fundamental component of the load torque. Then, the existence of extremum of motor speed fluctuation amplitude as the compensation gain and phase offset angle varied was demonstrated, and the ESA was used to dynamically adjust the amplitude and phase offset angle of the compensation current according to the speed fluctuation amplitude, so as to realize adaptive speed ripple suppression. Finally, an improved ESA based on incomplete derivative proportional integral derivative control was proposed to improve the response speed in view of the slow convergence speed problem of the traditional ESA. [Results] Using Plecs

software for simulation, the results showed that in the low and medium speed or variable torque conditions, the compressor speed ripple was greatly suppressed after using the current compensation method based on the traditional ESA. The current compensation method based on the improved ESA proposed in this paper, compared with the traditional ESA, improved the convergence speed of the algorithm and optimized the dynamic performance while guaranteeing the steady state performance. [Conclusion] The speed ripple suppression method for compressors based on improved ESA proposed in this paper can achieve the optimal regulation of feedforward compensation current amplitude and phase offset angle under various operating conditions, effectively reduce the speed ripple caused by the load torque fluctuation, and provide a new perspective for optimizing compressor drive system control and integrating advanced control algorithms.

Key words: single-rotor compressor; load torque fluctuation; feedforward compensation current; extremum seeking algorithm; incomplete derivative proportional integral derivative control

摘 要: [目的] 单转子压缩机具有体积小、可靠性高以及成本效益显著的优势, 因此被广泛应用于家用空调领域。然而, 单转子压缩机转子旋转时产生的不平衡离心力导致其负载存在周期性波动, 产生转速脉动和振动噪声, 且在压缩机低频运行时更加严重。为解决此问题, 本文提出了一种基于极值搜索算法(ESA)的压缩机转速脉动抑制方法, 旨在提高压缩机在低频工况下的转速稳定性。[方法] 首先, 分析了单转子压缩机正常工作时的负载特性。在此基础上, 提出了一种根据负载转矩直流分

基金项目: 国家自然科学基金(52077100)

National Natural Science Foundation of China(52077100)

量和基波分量的叠加值构造前馈补偿电流的控制方法。然后,证明了在补偿增益和相位偏移角变化时,电机转速波动幅值存在极值,并利用 ESA 根据转速波动幅值动态调节补偿电流的幅值和相位偏移角,从而实现自适应转速脉动抑制。最后,针对传统 ESA 存在的收敛速度缓慢问题,提出了一种基于不完全微分比例积分微分控制的改进型 ESA,以提升响应速度。【结果】利用 Ples 软件进行仿真,结果表明在中低速或者变转矩工况下,采用基于传统 ESA 的电流补偿方法后,压缩机转速脉动得到了大幅抑制;采用基于本文所提改进型 ESA 的电流补偿方法后,相较于传统 ESA,在保证稳态性能的同时提升了算法的收敛速度,优化了动态性能。【结论】本文所提基于改进型 ESA 的压缩机转速脉动抑制方法能实现各种工况下前馈补偿电流幅值和相位偏移角的最优调节,有效减小负载转矩波动导致的转速脉动,为压缩机驱动系统的控制优化和各种先进算法的结合提供了新思路。

关键词: 单转子压缩机;负载转矩波动;前馈补偿电流;极值搜索算法;不完全微分比例积分微分控制

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有功率密度大、效率高特点^[1-7],在家电领域得到广泛应用,如空调压缩机驱动电机^[8-12]。综合考虑压缩机成本、能效等因素,目前空调行业多采用单转子压缩机^[13]。单转子压缩机为偏心轮结构,在旋转过程中经历吸气、压缩和排气三个阶段^[14-15],负载转矩固有的周期性波动会引起转速脉动现象^[16-17]。该现象在压缩机低频运行时尤其明显,引发剧烈的振动和噪音,存在损坏管路、失控停机风险。

针对负载转矩周期性波动引起的转速脉动问题,目前的解决方法可分为两类:一类是设计交轴前馈补偿电流并与转速环输出叠加,以优化比例积分 (Proportional Integral, PI) 控制器的输出,提升其动态性能;另一类是优化转速环控制器,增强其对波动负载的动态响应能力。

文献[18]通过构造负载状态能量函数,估算负载转矩并进行电流前馈补偿,但该方法需预先得到压缩机在不同工况下的负载曲线,通过查表方法获取估算负载转矩,通用性较差。文献[19]采用滑模观测器对负载转矩进行实时观测,并根据负载情况进行前馈电流补偿,但该方法对电机

参数、转速观测精度要求高。文献[20]采用一种改进型迭代学习算法,转速误差经特征滤波后得到转矩跟踪电流,然后构建电流误差校正律,得到前馈补偿电流,但补偿电流存在高频谐波,可能会引起额外噪声。文献[21]对负载转矩进行傅里叶分解,提出正弦前馈电流补偿方案,并采用二分法确定补偿相位,该方法实现简单且对转速脉动的抑制效果较好,但补偿电流幅值仍需要根据工况手动调节。

文献[22]提出一种转速环采用重复控制和 PI 控制结合的方案,该方案对于固定频率的扰动抑制效果较好,但转速变化时需要重新设计参数。文献[23]的转速环和电流环使用比例积分谐振 (Proportional Integral Resonant, PIR) 控制器,使得电磁转矩较好地跟踪负载转矩,从而抑制转速脉动,但该方法对转速估算的实时性和精确度要求较高。文献[24]基于负载转矩和转速环 PI 控制器参数关系,提出了变增益 PI 控制策略,但该策略依赖于准确的电机参数。文献[25]采用了一种基于转子位置的带遗忘因子的 P 型迭代学习控制 (Iterative Learning Control, ILC),保留速度环 PI 控制器的比例环节,并与 ILC 并联从而实现了转速脉动的抑制,但该方法采用的带遗忘因子的 ILC 虽然抑制了误差累积,但牺牲了稳态精度,同时其参数设计的复杂度更高。

本文从工程应用的角度出发,针对正弦前馈电流补偿方案中存在的相位与幅值不确定性问题,采用传统极值搜索算法 (Extremum Seeking Algorithm, ESA) 对补偿信号的相位和幅值进行自适应调节,从而实现在不同转速和负载条件下的最优补偿效果;针对传统 ESA 参数选择难以兼顾收敛速度和鲁棒性的问题,提出了基于不完全微分比例积分微分 (Proportional Integral Derivative, PID) 控制的改进型 ESA,通过引入不完全微分 PID 控制提高算法收敛速度,并兼顾鲁棒性和稳态性能,提升 ESA 在电流前馈补偿中的适用性。本文所提基于不完全微分 PID 控制的改进型 ESA 和文献[19]中基于滑模负载转矩观测器的电流补偿方法相比,对电机参数的依赖度更低;和文献[21]中基于二分法的电流补偿相比,能够同时实现补偿电流幅值和相位的寻优;和文献[25]中基于转子位置的带遗忘因子的 P 型 ILC 相比,参数

选择的复杂度更低,是一种便于实际工程应用的优良算法。

1 单转子压缩机系统特性

1.1 PMSM 数学模型

在 d - q 旋转坐标系下,PMSM 的电压方程、转矩方程和运动方程分别如式(1)~式(3)所示:

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

$$T_e = 1.5p[\psi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q \quad (2)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_L \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 和 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电压、电流和电感; R 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; T_e 、 T_L 分别为电磁转矩、负载转矩; p 为极对数; J 为转动惯量; ω_e 为电机电角速度。

1.2 单转子压缩机负载特性

单转子压缩机为偏心轮结构,在旋转过程中不断重复吸气、压缩和排气。吸气和压缩阶段负载转矩不断增加,排气阶段负载转矩逐渐减小。图1为单转子压缩机正常工作时的负载转矩波形。

将负载转矩表示为傅里叶级数的形式,如式(4)所示:

$$T_L = T_{L0} + \sum_{n=1}^{\infty} T_{Ln} \sin(n\omega_m t + \theta_n) \quad (4)$$

式中: T_{L0} 为负载转矩直流分量; n 为谐波次数, $n=1$ 为基波; T_{Ln} 、 θ_n 分别为负载转矩各次谐波分

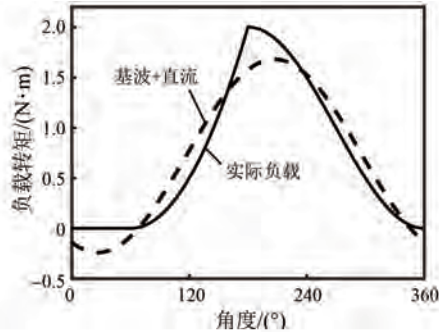


图1 单转子压缩机正常工作时的负载转矩波形

Fig.1 Load torque waveforms of the single-rotor compressor in normal operation

量的幅值、初始相位; ω_m 为转子机械角速度。

单转子压缩机负载转矩谐波分析如图2所示。可见,基波分量和直流分量是负载转矩的主要成分,而其他各次谐波占比相对较小。

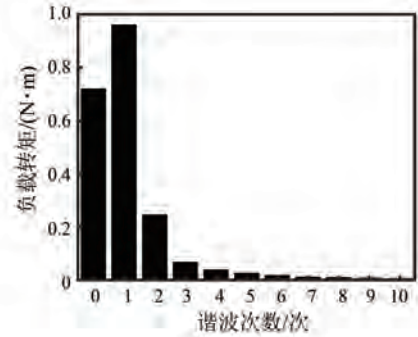


图2 单转子压缩机负载转矩谐波分析

Fig.2 Load torque harmonic analysis of single-rotor compressor

2 前馈补偿电流构造

由式(2)知,采用 $i_d = 0$ 控制方式时,电机转矩为

$$T_e = 1.5p\psi_f i_q \quad (5)$$

为了实现转速脉动抑制, T_e 需与 T_L 平衡,同时结合式(4)和式(5)可得理想 i_q 表达式为

$$i_q = \frac{T_{L0} + \sum_{n=1}^{\infty} T_{Ln} \sin(n\omega_m t + \theta_n)}{1.5p\psi_f} \quad (6)$$

由于压缩机转矩的脉动分量主要为直流分量和基波分量,为了减小微处理器运算量,便于工程应用,忽略高次谐波分量,将 T_L 近似为

$$T_L \approx T_{L0} + T_{L1} \sin(\omega_m t + \theta_1) \quad (7)$$

则理想给定 q 轴电流 i_q^* 为

$$i_q^* = i_{q0}^* + i_{q1}^* \sin(\omega_m t + \theta_1) \quad (8)$$

式中: i_{q0}^* 为给定 q 轴电流直流分量; $i_{q1}^* \sin(\omega_m t + \theta_1)$ 为给定 q 轴电流基波分量,将其记作补偿电流 $i_{q_comp}^*$ 并重写为

$$i_{q_comp}^* = i_{q_Amp}^* \sin(\omega_m t + \theta_{q_comp}) \quad (9)$$

式中: $i_{q_Amp}^*$ 、 θ_{q_comp} 分别为补偿 q 轴电流幅值、相位偏移角。

为了保证补偿电流幅值在合理范围内,将 i_{q0}^* 作为补偿电流基值,乘以补偿电流增益系数 k_{q_comp} 作为补偿电流幅值,即:

$$i_{q_Amp}^* = i_{q0}^* \times k_{q_comp} \quad (10)$$

式(10)中, i_{q0}^* 取转速环输出值, 则最终的前馈补偿电流表达式为

$$i_{q_comp}^* = i_{q0}^* k_{q_comp} \sin(\omega_m t + \theta_{q_comp}) \quad (11)$$

由式(11)可知, k_{q_comp} 和 θ_{q_comp} 决定了电流前馈补偿策略的控制性能, 二者的正确取值是提升补偿效果的关键。

3 ESA

3.1 ESA 基本原理

ESA 是一类能够搜寻并使被控对象维持在极值工作状态的自适应控制算法。这类算法的核心优势在于当被控对象处于极值状态时, 无需依赖输入输出映射关系的先验知识即可实现极值搜索目标。由于不依赖精确数学模型, ESA 在处理复杂系统和动态环境中展现出优异的适应性和鲁棒性^[26-28]。

扰动 ESA 控制框图如图 3 所示。其中, $f(\theta)$ 为待优化函数, 通过在输入 θ 中引入小幅正弦扰动信号 $a\sin(\omega t)$, 使系统输出信号 y 产生微小波动。输出信号 y 经过高通滤波器处理后, 与扰动信号 $\sin(\omega t)$ 相乘进行解调, 提取出系统的梯度信息 ξ 。梯度信息通过积分环节调整 θ 值, 实现输入 θ 向待优化函数极值点 θ^* 的自动收敛。

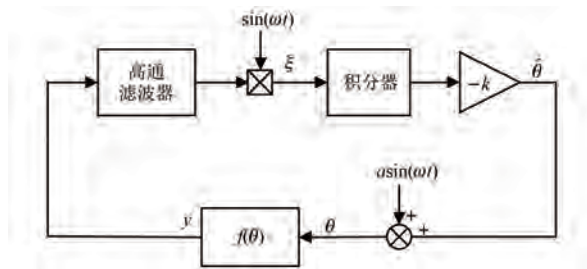


图 3 扰动 ESA 框图

Fig. 3 Block diagram of disturbance ESA

对 $f(\theta)$ 作如下假设:

$$f(\theta) = f^* + \frac{f''}{2}(\theta - \theta^*)^2 \quad (12)$$

式中: f^* 为 $f(\theta)$ 的极值。

ESA 的目的是使 $\theta - \theta^*$ 尽可能小, 从而使 $f(\theta)$ 达到 f^* 。其中, $\hat{\theta}$ 为 θ^* 的估计值, $\tilde{\theta} = \theta^* - \hat{\theta}$ 为估计误差, 则:

$$\theta - \theta^* = a\sin(\omega t) - \tilde{\theta} \quad (13)$$

式中: a 、 ω 分别为扰动信号的幅值、角频率。

将式(13)代入式(12), 并整理可得:

$$y = f^* + \frac{a^2 f''}{4} + \frac{f''}{2}(\tilde{\theta})^2 - a f'' \tilde{\theta} \sin(\omega t) - \frac{a^2 f''}{4} \cos(2\omega t) \quad (14)$$

经过高通滤波器, 式(14)中的 f^* 分量被滤除, 其余部分被 $\sin(\omega t)$ 解调, 应用三角函数式并整理后可得:

$$\begin{aligned} \xi \approx & -\frac{a f''}{2} \tilde{\theta} + \frac{a f''}{2} \tilde{\theta} \cos(2\omega t) + \\ & \frac{a^2 f''}{8} [\sin(\omega t) - \sin(3\omega t)] + \\ & \frac{f''}{2} (\tilde{\theta})^2 \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (15)$$

积分器能够抑制 ξ 中的高频分量, 因此:

$$\dot{\tilde{\theta}} \approx -\frac{k a f''}{2} \tilde{\theta} \quad (16)$$

式中: k 为增益参数, 需要搜索极大值时 $k < 0$, 搜索极小值时 $k > 0$ 。

因此 $k f'' > 0$ 恒成立, 系统稳定, $\hat{\theta}$ 收敛到 θ^* 附近的小邻域。

3.2 参数及性能分析

扰动 ESA 需要设计的参数有增益 k 、扰动信号幅值 a 和角频率 ω 以及高通滤波器截止频率 ω_h 。从式(16)可以看出, k 和算法收敛速度呈正相关, 但 k 过大不利于系统稳定, 此外由图 3 可得:

$$\theta = \hat{\theta} + a\sin(\omega t) \quad (17)$$

由式(17)可知, 系统的输入 θ 始终存在一个幅值为 a 的振荡, a 越大则算法的振荡越剧烈, 但是如果 a 太小则会限制算法的收敛速度。

取待优化函数为

$$f(\theta) = 20 - 0.2 \times (5 - \theta)^2 \quad (18)$$

由式(18)可得该函数的最优输入 θ^* 为 5。

定义收敛时间 t_c 为估计值 $\hat{\theta}$ 进入最优输入 θ^* 附近 $\pm 5\%$ 的时间。保持其他参数相同, 单个参数变化时, 对算法估计值 $\hat{\theta}$ 进行分析。

选择 $\omega = 50$ 、 $k = 5$ 、 $\omega_h = 20$, 当幅值 a 从 0.2 变化到 0.8 时, 算法估计值 $\hat{\theta}$ 的曲线如图 4 所示。

由图 4 可知, 当 a 逐渐增大时, 算法的收敛时间 t_c 逐渐减小。但增大 a 显然会导致输入 θ 中幅值为 a 的振荡更加剧烈, 因此在选择 a 时需要权

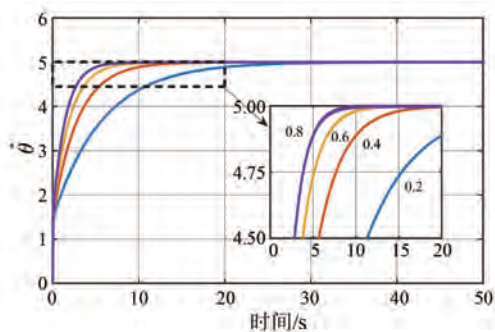


图4 不同幅值下算法估计值曲线

Fig. 4 Estimated value curves of the algorithm with different amplitudes

衡稳态精度和收敛速度。

选择 $\omega = 50$ 、 $a = 0.4$ 、 $\omega_h = 20$, 当增益 k 从 6 变化到 12 时, 算法估计值 $\hat{\theta}$ 的曲线如图 5 所示。

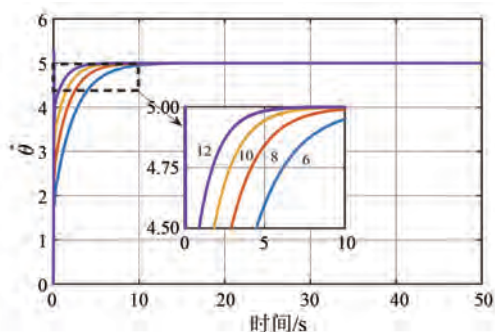


图5 不同增益下算法估计值曲线

Fig. 5 Estimated value curves of the algorithm with different gains

由图 5 可知, 当 k 逐渐增大时, 算法的收敛时间 t_c 逐渐减小, 同时算法寻优的初始值增大。但 k 过大, $\hat{\theta}$ 也会存在较大的超调量, 这表示系统的稳定性受到了影响, 因此在选择 k 时需要权衡收敛速度和鲁棒性。

扰动频率 ω 对算法估计值的影响和 k 类似, 其大小和算法的收敛速度呈正相关, 但 ω 过大会导致系统的鲁棒性降低。 ω_h 越大则高通滤波器的滤波深度越大, 算法的收敛速度相对减小, ω_h 太小则可能导致系统存在超调, 需要结合实际工程进行合理选择^[29]。

4 基于 ESA 的转速脉动抑制方法

将式(11)代入式(8), 可得理想给定交轴电流 i_q^* 为

$$i_q^* = i_{q0}^* + i_{q0}^* k_{q_comp} \sin(\omega_m t + \theta_{q_comp}) \quad (19)$$

将式(19)、式(7)代入式(3), 可得:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L = (1.5p\psi_f i_{q0}^* - T_{L0}) +$$

$$T_{q_comp} \sin(\omega_m t + \theta_{q_comp}) - T_{L1} \sin(\omega_m t + \theta_1) \quad (20)$$

$$T_{q_comp} = 1.5p\psi_f i_{q0}^* k_{q_comp} \quad (21)$$

假定此时电机处于稳定状态, 则:

$$\omega_m = \omega_{m0} + \Delta\omega_m \quad (22)$$

式中: ω_{m0} 、 $\Delta\omega_m$ 分别为 ω_m 的直流分量、交流分量。

因此可以将式(20)中等式两边的直流分量消去, 可得:

$$J \frac{d\Delta\omega_m}{dt} = T_{q_comp} \sin(\omega_m t + \theta_{q_comp}) -$$

$$T_{L1} \sin(\omega_m t + \theta_1) \quad (23)$$

利用三角函数式将式(23)展开并整理得:

$$J \frac{d\Delta\omega_m}{dt} = [T_{q_comp} \cos\theta_{q_comp} - T_{L1} \cos\theta_1] \sin(\omega_m t) +$$

$$[T_{q_comp} \sin\theta_{q_comp} - T_{L1} \sin\theta_1] \cos(\omega_m t) \quad (24)$$

由式(24)可知, $\Delta\omega_m$ 可以近似看作正弦函数, 且当 $\Delta\omega_m$ 的幅值 $\Delta\omega_{m_Amp}$ 达到极小值时, 式(24)等号右边的正弦函数的幅值也同样达到极小值。因此可以取二元函数 $g(T, \theta)$ 为式(24)等号右边正弦函数幅值的平方, 即:

$$g(T, \theta) = (T \cos\theta - T_{L1} \cos\theta_1)^2 + (T \sin\theta - T_{L1} \sin\theta_1)^2 \quad (25)$$

其物理意义为脉动转矩幅值的平方, 将式(25)展开并整理得:

$$g(T, \theta) = T^2 + T_{L1}^2 - 2TT_{L1} \cos(\theta - \theta_1) \quad (26)$$

函数 $g(T, \theta)$ 的三维示意图如图 6 所示, 可以看出 $g(T, \theta)$ 存在极小值。

通过以上分析可知, 当 k_{q_comp} 或 θ_{q_comp} 变化时, 电机转速波动幅值 $\Delta\omega_{m_Amp}$ 会发生变化并存在极小值。因此 k_{q_comp} 和 θ_{q_comp} 均可采用 ESA 获取最优值。

ESA 寻优框图如图 7 所示。由于 θ_{q_comp} 对补偿后的电机运行稳定性影响较大, 故应先将 k_{q_comp} 设置一个非零的初值, 调节 θ_{q_comp} , 待转速波动稳定后再调节 k_{q_comp} 。

传统扰动 ESA 对参数 k 和 a 的选择提出了

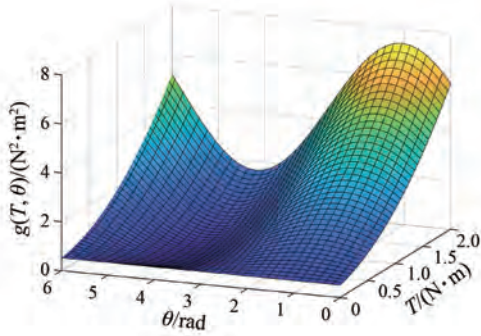
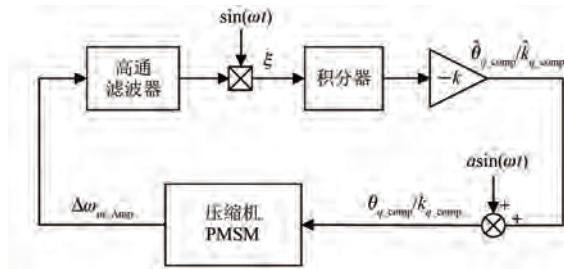
图 6 $g(T, \theta)$ 三维示意图Fig. 6 Three-dimensional schematic diagram of $g(T, \theta)$ 

图 7 ESA 寻优框图

Fig. 7 Optimization block diagram of ESA

很高的要求,如果直接应用于 $\theta_{q,comp}$ 和 $k_{q,comp}$ 的极值寻优,当 k 和 a 值选择偏小时, $\Delta\omega_{m,Amp}$ 收敛到极值的速度很慢;当 k 和 a 值选择偏大时,虽然 $\Delta\omega_{m,Amp}$ 收敛到极值的速度更快,但是算法的鲁棒性和其在低速下的稳态性能都大大降低。针对此问题,本文提出了基于不完全微分 PID 控制的改进型 ESA,如图 8 所示。

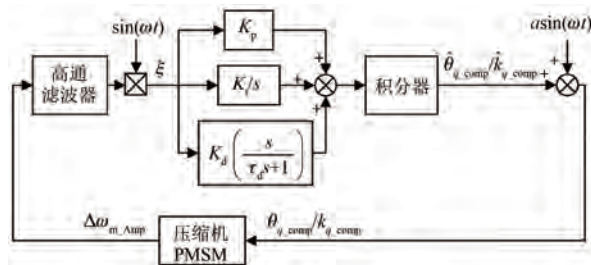


图 8 基于不完全微分 PID 控制的改进型 ESA 框图

Fig. 8 Block diagram of improved ESA based on incomplete derivative PID control

在 PID 控制的三个部分中,微分根据偏差的变化趋势进行控制,能够预测偏差,产生超前校正作用,加快系统响应速度,弥补传统扰动 ESA 寻优 $\theta_{q,comp}$ 和 $k_{q,comp}$ 过程缓慢的问题。

如图 8 所示,压缩机及控制系统的输出为 $\Delta\omega_{m,Amp}$,经过高通滤波器后与正弦抖动信号

$\sin(\omega t)$ 相乘得到梯度信息 ξ , ξ 通过 PID 控制器和积分器之后为相位偏移角或补偿增益的估计值 $\hat{\theta}_{q,comp}$ 、 $\hat{k}_{q,comp}$ 。其中, K_p 、 K_i 和 K_d 分别为 PID 控制器的比例、积分和微分系数; τ_d 为微分滤波时间常数。以 $\hat{\theta}_{q,comp}$ 为例,其数学表达式为

$$\hat{\theta}_{q,comp} = (\Delta\omega_{m,Amp} - \eta) \times \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \left(\frac{s}{\tau_d s + 1} \right) \right] \frac{\sin(\omega t)}{s} \quad (27)$$

式中: η 为经过高通滤波器后 $\Delta\omega_{m,Amp}$ 中被滤除的低频分量。

$\hat{\theta}_{q,comp}$ 或 $\hat{k}_{q,comp}$ 与另一个正弦扰动信号相加得到 $\theta_{q,comp}$ 或 $k_{q,comp}$,再代入式(11)得出 q 轴前馈补偿电流 $i_{q,comp}^*$ 。

理想微分项的表达式为 $K_d s$,但微分项的引入将会放大 ξ 中的高频信号,导致系统对扰动的抑制能力减弱,反而可能使系统调节品质降低。因此通过在 PID 控制器中加入低通滤波器,将理想微分项修正为 $K_d [s/(\tau_d s + 1)]$,从而构成不完全微分 PID 控制,使微分作用平缓化,避免系统因剧烈动作而振荡,同时能够按照偏差变化的趋势在整个调节过程中起作用,克服了理想微分项的缺陷。

设计 PID 参数应遵循的原则为:PID 控制器的带宽小于扰动信号的频率,以阻止扰动信号通过,从而避免导数项带来的噪声放大问题;微分滤波时间常数 τ_d 的选择需要权衡滤波效果和响应速度,更小的 τ_d 可以使控制器具有更快的响应速度,但是其对噪声的抑制作用减弱,而且可能存在输出信号抖动问题, τ_d 过大,虽然滤波效果更好,但是会导致更大的延迟,降低微分环节的响应速度。

针对式(18)中的待优化函数,选择 $\omega = 50$ 、 $a = 0.4$ 、 $\omega_h = 20$, K_p 、 K_i 和 K_d 分别为 0.05、6 和 0.5。当 τ_d 从 0.50 变化到 0.56 时,算法估计值 $\hat{\theta}$ 的曲线如图 9 所示。

由图 9 可知,当 τ_d 逐渐增大时,由于低通滤波器带来的延迟更大,算法的收敛速度逐渐下降,但 $\hat{\theta}$ 初始值的超调量下降,稳定性得到提升。因此在实际应用中应该根据需要选择 τ_d ,从而达到稳定性和收敛速度的平衡。

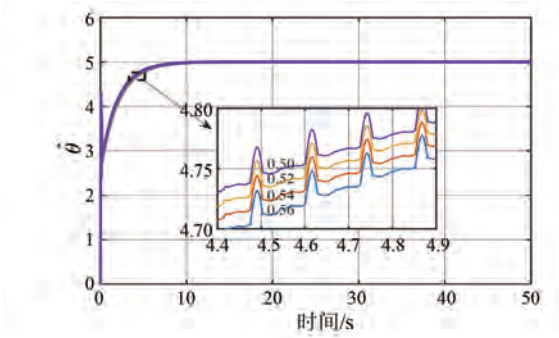


图9 不同微分滤波时间常数下算法估计值曲线
Fig. 9 Estimated value curves of the algorithm with different derivative filter time constants

5 仿真分析

为验证所提算法的可行性,在 Ples 仿真软件中搭建模型并进行仿真分析。模型中控制频率和开关频率均设置为 10 kHz。压缩机 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 压缩机 PMSM 参数

Tab. 1 Compressor PMSM parameters

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.81
d 轴电感 L_d/mH	3.86
q 轴电感 L_q/mH	5.77
极对数 p	4
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.072 7
直流母线电压 U_{dc}/V	311

基于 ESA 的前馈电流补偿矢量控制策略框图如图 10 所示。

相位偏移角 θ_{q_comp} 的 ESA 参数:扰动频率 ω_θ 取 4 Hz,扰动幅值 a_θ 取 0.04,增益 k_θ 取 0.65,高

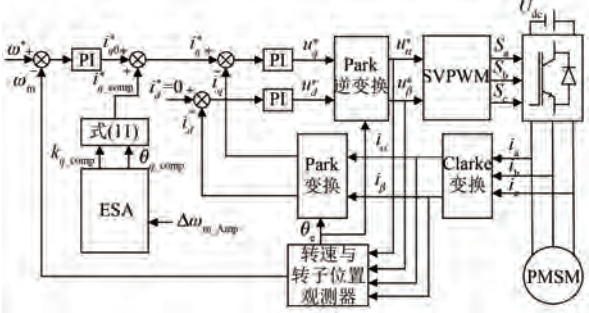


图 10 基于 ESA 的前馈电流补偿矢量控制策略框图
Fig. 10 Block diagram of feedforward current compensation vector control strategy based on ESA

通滤波器截止频率 $\omega_{h\theta}$ 取 1Hz。补偿增益 k_{q_comp} 的 ESA 参数:扰动频率 ω_k 取 4 Hz,扰动幅值 a_k 取 0.045,增益 k_k 取 1.28,高通滤波器截止频率 ω_{hk} 取 1Hz,补偿增益初值设定为 0.5,实际补偿增益值为初值与 ESA 寻找的最优值相叠加。

不完全微分 PID 控制器参数: θ_{q_comp} 比例系数 $K_{p\theta}$ 取 0.65,积分系数 $K_{i\theta}$ 取 0.000 65,微分系数 $K_{d\theta}$ 取 0.029 25,微分滤波时间常数 $\tau_{d\theta}$ 取 1.0; k_{q_comp} 比例系数 K_{pk} 取 1.28,积分系数 K_{ik} 取 0.001 28,微分系数 K_{dk} 取 0.012 8,微分滤波时间常数 τ_{dk} 取 1.0。

5.1 中速仿真

设置转速为 1 200 r/min、负载转矩为 2 N·m,在无前馈电流补偿、基于传统 ESA 的前馈电流补偿和基于本文所提不完全微分 PID 控制的改进型 ESA 的前馈电流补偿下的转速波形如图 11 所示。

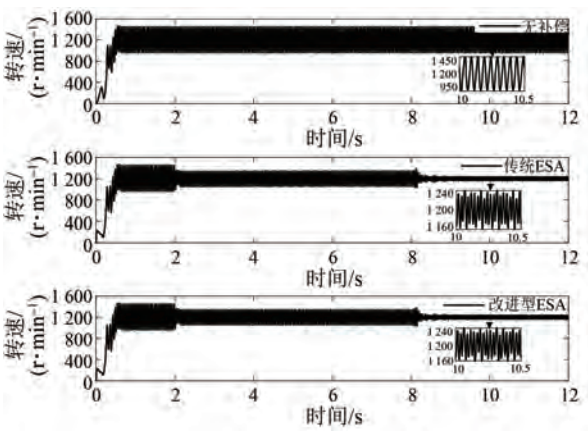


图 11 1 200 r/min 时三种情形下的转速波形
Fig. 11 Speed waveforms under three conditions at 1 200 r/min

由图 11 可知,无前馈电流补偿时,转速范围为 950~1 450 r/min,转速脉动为 $\pm 20.8\%$;加入基于传统 ESA 的前馈补偿电流后,转速范围为 1 160~1 240 r/min,转速脉动下降至 $\pm 3.3\%$;加入基于改进型 ESA 的前馈补偿电流后,转速脉动与传统 ESA 基本相当。

1 200 r/min 时传统 ESA 和改进型 ESA 的寻优过程对比如图 12 所示。在 2 s 时开始 θ_{q_comp} 极值寻优,传统 ESA 在 3 s 后才能达到最优值,而改进型 ESA 在 1 s 后基本达到最优值,时间缩短了 66.7%,且加入不完全微分环节后,补偿增益的超调量也随之减小,优化了动态性能。在 8 s 时停止

θ_{q_comp} 极值寻优,同时开始补偿增益 k_{q_comp} 极值寻优,传统 ESA 和改进型 ESA 的表现基本相当。

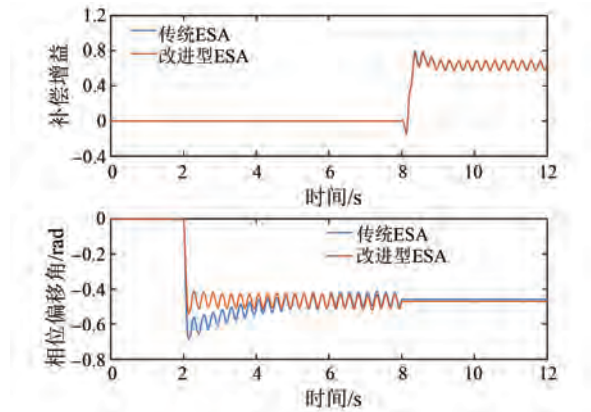


图 12 1200 r/min 时传统 ESA 和改进型 ESA 的寻优过程对比

Fig. 12 Comparison of the optimization processes between conventional ESA and improved ESA at 1200 r/min

1200 r/min 时负载转矩和基于改进型 ESA 的补偿电流波形如图 13 所示。采用改进型 ESA 后,补偿电流幅值 $i_{q_Amp}^*$ 为 2.3 A,由于两种 ESA 寻得的 θ_{q_comp} 和 k_{q_comp} 基本一致,因此补偿电流也大致相同,这里只给出基于改进型 ESA 的补偿电流波形。

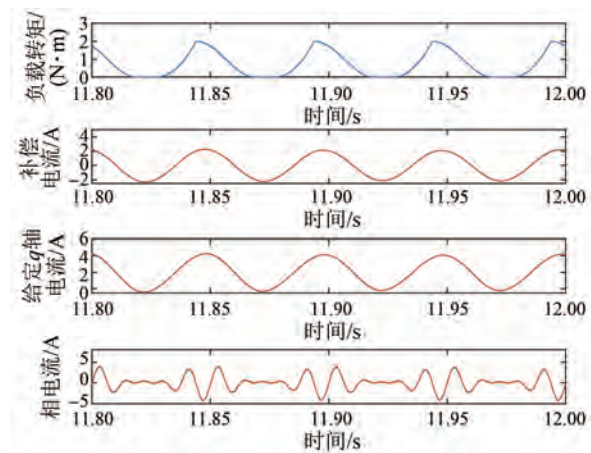


图 13 1200 r/min 时负载转矩和基于改进型 ESA 的补偿电流波形

Fig. 13 Waveforms of load torque and compensation current based on improved ESA at 1200 r/min

5.2 低速仿真

设置转速为 720 r/min,负载转矩为 1.2 N·m,在无前馈电流补偿、基于传统 ESA 的前馈电流补偿和基于改进型 ESA 的前馈电流补偿下的转速波形如图 14 所示。

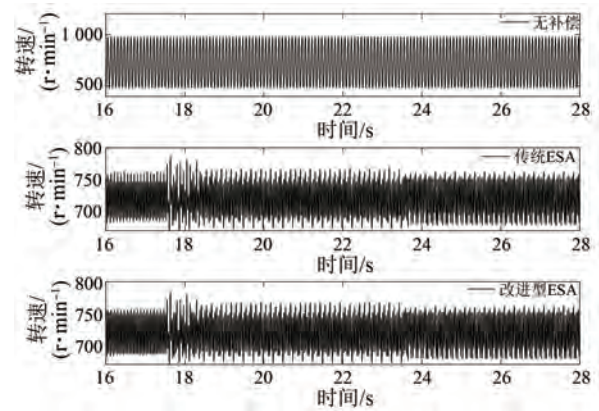


图 14 720 r/min 时三种情形下的转速波形

Fig. 14 Speed waveforms under three conditions at 720 r/min

由图 14 可知,无前馈电流补偿时,转速范围为 485~975 r/min,转速脉动为-32.6%~35.4%;加入基于传统 ESA 的前馈补偿电流后,转速范围为 675~765 r/min,转速脉动下降至 $\pm 6.3\%$;加入基于改进型 ESA 的前馈补偿电流后,转速脉动与传统 ESA 基本相当。

720 r/min 时传统 ESA 和改进型 ESA 的寻优过程对比如图 15 所示,负载转矩和基于改进型 ESA 的补偿电流波形如图 16 所示。

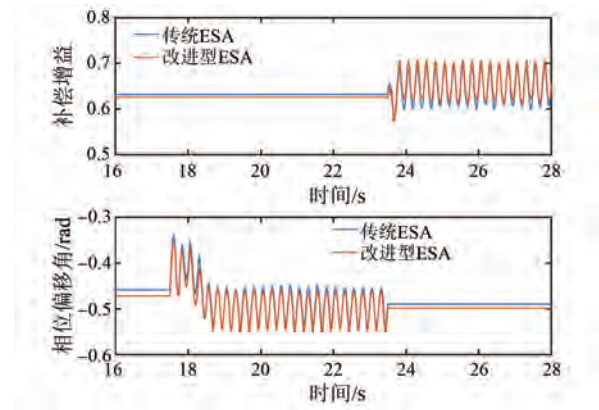


图 15 720 r/min 时传统 ESA 和改进型 ESA 寻优过程对比

Fig. 15 Comparison of the optimization processes between conventional ESA and improved ESA at 720 r/min

由图 15 可知,在 17.5 s 时开始 θ_{q_comp} 极值寻优,传统 ESA 在 1.5 s 后达到最优值,23.5 s 时开始 k_{q_comp} 极值寻优,0.5 s 后达到最优值。由于 θ_{q_comp} 和 k_{q_comp} 的变化较小,传统 ESA 的收敛时间较短。改进型 ESA 收敛速度与传统 ESA 基本一致。由图 16 可知,负载转矩 1.2 N·m 工况下,

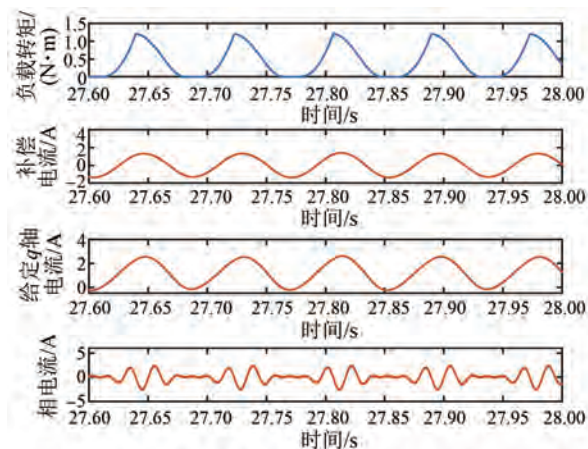


图 16 720 r/min 时的负载转矩和基于改进型 ESA 的补偿电流波形

Fig. 16 Waveforms of load torque and compensation current based on improved ESA at 720 r/min

补偿电流幅值 $i_{q_Amp}^*$ 为 2.3 A。

5.3 变转矩仿真

设置转速为 720 r/min, 28 s 时负载转矩由 1.2 N·m 变为 1.8 N·m, 在无前馈电流补偿、基于传统 ESA 的前馈电流补偿和基于改进型 ESA 的前馈电流补偿下的转速波形如图 17 所示。

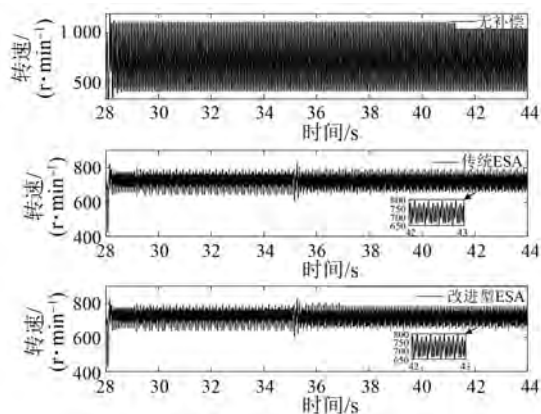


图 17 负载转矩变化时三种情形下的转速波形

Fig. 17 Speed waveforms under three conditions of load torque variation

由图 17 可知, 无前馈电流补偿时, 转速范围为 385 ~ 1 110 r/min, 转速脉动为 -46.5% ~ 54.2%; 加入基于传统 ESA 的前馈补偿电流后, 转速变化范围为 650 ~ 800 r/min, 转速脉动下降至 -9.7% ~ 11.1%; 加入基于改进型 ESA 的前馈补偿电流后, 转速脉动与传统 ESA 基本一致。

负载转矩为 1.8 N·m 时传统 ESA 和改进型 ESA 的寻优过程对比如图 18 所示, 负载转矩和基

于改进型 ESA 的补偿电流波形如图 19 所示。

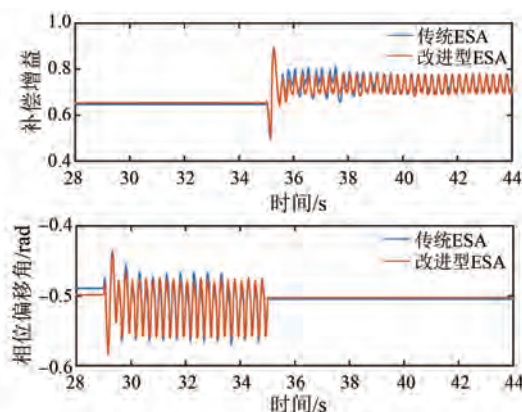


图 18 负载转矩为 1.8 N·m 时传统 ESA 和改进型 ESA 寻优过程对比

Fig. 18 Comparison of optimization processes between conventional ESA and improved ESA when the load torque is 1.8 N·m

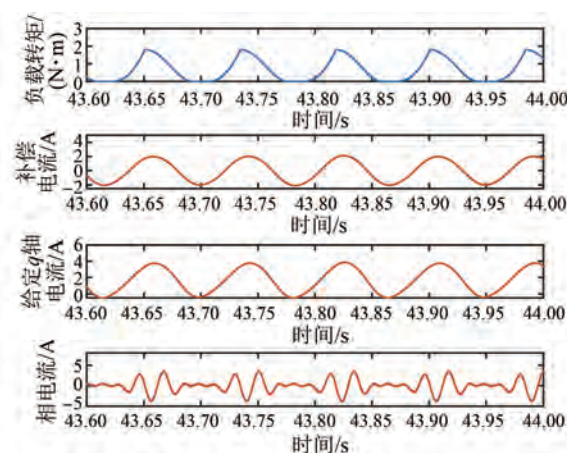


图 19 负载转矩为 1.8 N·m 时负载转矩和基于改进型 ESA 的补偿电流波形

Fig. 19 Waveforms of load torque and compensation current based on improved ESA when the load torque is 1.8 N·m

由图 18 可知, 传统 ESA 和改进型 ESA 的 θ_{q_comp} 寻优效果基本一致; 而在 k_{q_comp} 寻优时, 传统 ESA 需要 3 s, 改进型 ESA 需要 1 s, 时间缩短了 66.7%。由图 19 可知, 负载转矩为 1.8 N·m 时, 补偿电流幅值 $i_{q_Amp}^*$ 为 2 A。

6 结语

针对单转子压缩机低频工作时由于负载周期性波动引起的转矩脉动问题, 本文提出了一种基于 ESA 的 q 轴电流补偿方法。仿真结果表明, 在

中低速或者变转矩工况下,采用基于传统 ESA 的前馈电流补偿方法后,压缩机转速脉动得到了大幅抑制,同时也具有良好的鲁棒性;采用本文所提基于不完全微分 PID 控制的 ESA 的前馈电流补偿方法后,相较于传统 ESA,在保证稳态性能的同时提升了算法的收敛速度,优化了动态性能。

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

刘照旭进行了方案设计、内容总结与论文撰写,李超和韩亚提供了方案指导,储剑波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, content summary and paper writing were carried out by Liu Zhaoxu. The scheme guidance was provided by Li Chao and Han Ya. The manuscript was reviewed and revised by Chu Jianbo. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 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.
- [2] 徐龙, 李培鹤, 罗欣, 等. 一种改进的内置式永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(3): 231-240.
XU L, LI P H, LUO X, et al. An improved flux-weakening control strategy for interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 231-240.
- [3] 黄玲林, 王爽, 李志伟. 基于单直流母线电流采样的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 51-59.
HUANG L L, WANG S, LI Z W. Research on sensorless control of permanent synchronous motor

- based on single DC bus current sampling [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 51-59.
- [4] 张琳元, 张清艺, 张志锋. 基于非线性观测器的永磁同步电机位置估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 79-85.
ZHANG L Y, ZHANG Q Y, ZHANG Z F. Research on position estimation algorithm of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(3): 79-85.
- [5] 杨永杰, 刘旭东. 基于改进滑模方法的永磁同步电机宽速范围无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 7-13.
YANG Y J, LIU X D. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motors in wide speed range based on improved sliding mode method [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7): 7-13.
- [6] 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.
- [7] 陶楷文, 储剑波. 基于电机参数在线修正的高速永磁同步电机无位置传感器算法研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 1-7+15.
TAO K W, CHU J B. Sensorless algorithm of high-speed permanent magnet synchronous motor based on online motor parameters correction [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 1-7+15.
- [8] 蔡亚辉. 压缩机用永磁同步电机的矢量控制研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2016.
CAI Y H. Research on vector control of PMSM with compressor load [D]. Changsha: Hu ' nan University, 2016.
- [9] PENG C, CHENG A Y, ZHANG Y C, et al. Research on rated condition control strategy of air conditioner compressor for vehicle heat pump [C]// 2024 36th Chinese Control and Decision Conference, Xi'an, 2024.

- [10] SATOH M, KANEKO S, TOMITA M, et al. Realization of highly efficient and small IPM motors for the compressors of air-conditioners [C]//2015 IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, 2015.
- [11] KIKUCHI S, TAKAHASHI A, MIKAMI H, et al. Development of self-starting permanent magnet synchronous motors for compressor drives [C]//2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, Tokyo, 2009.
- [12] TSENG S K, LIU T H, CHEN J L. Sensorless interior permanent magnet synchronous motor drive system for air conditioners [C]//2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics, Istanbul, 2014.
- [13] 郝正强. 内置式永磁同步电机单转子压缩机优化调速控制[D]. 长春: 吉林大学, 2022.
HAO Z Q. Optimal speed control for interior permanent magnet synchronous motor single rotor compressors [D]. Changchun: Jilin University, 2022.
- [14] 赵旭敏, 陈辉. 旋转式压缩机气缸内圆变形有限元分析及试验研究[J]. 制冷技术, 2014, 34(2): 73-76.
ZHAO X M, CHEN H. Finite element analysis and experimental study for bore deformation of rotary compressor cylinder [J]. Chinese Journal of Refrigeration Technology, 2014, 34(2): 73-76.
- [15] WANG Z D, WEN X Q, YOU L R, et al. An effective optimized strategy on speed fluctuation suppression for air conditioner compressor [C]//2017 36th Chinese Control Conference, Dalian, 2017.
- [16] 黄辉, 马颖江, 张有林, 等. 减小变频空调单转子压缩机低频转速波动的方法[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(3): 98-102.
HUANG H, MA Y J, ZHANG Y L, et al. Method to reduce the speed ripples of single rotor compressor of air conditioner in low frequency [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(3): 98-102.
- [17] 王宗良, 孙江涛, 童怀, 等. 单转子压缩机变频空调转矩补偿控制的仿真分析[C]//2016年中国家用电器技术大会, 宁波, 2016.
WANG Z L, SUN J T, TONG H, et al. Simulation analysis of PMSM with inverter air-conditioner load torque sudden change [C]//2016 China Household Electrical Appliances Technical Conference, Ningbo, 2016.
- [18] 张猛, 李永东, 赵铁夫, 等. 一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2006, (7): 99-104.
ZHANG M, LI Y D, ZHAO T F, et al. A new method to reduce the periodic speed ripples of air-conditioners in low speed range [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, (7): 99-104.
- [19] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111-116+8.
ZHANG X G, SUN L, ZHAO K. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer [J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(3): 111-116+8.
- [20] 杨哲斌, 邓镭峰, 张晓军, 等. 基于转矩跟踪电流误差校正的压缩机转速脉动抑制算法研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 13-23.
YANG Z B, DENG R F, ZHANG X J, et al. Research on speed ripple suppression algorithm of compressor motor based on torque tracking current error correction [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 13-23.
- [21] 郑仕达, 邓镭峰, 古汤汤, 等. 基于二分法的PMSM压缩机转速脉动抑制方法[J]. 电工技术, 2020, (17): 138-142.
ZHENG S D, DENG R F, GU T T, et al. Method for suppressing speed ripples of PMSM compressor based on dichotomy algorithm [J]. Electric Engineering, 2020, (17): 138-142.
- [22] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种抑制永磁同步电机转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 43-49.
CHU J B, HU Y W, HUANG W X, et al. Suppressing speed ripples of permanent magnetic synchronous motor based on a method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(12): 43-49.
- [23] 张文娟, 黄守道, 高剑, 等. 压缩机用永磁同步电机转速脉动的抑制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(11): 1422-1428.
ZHANG W J, HUANG S D, GAO J, et al. Suppression of speed ripples of permanent magnetic synchronous motor for compressor application [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(11): 1422-1428.

- 1422-1428.
- [24] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 38-45.
- GUAN X, LI Y S. Variable gain PI control method for permanent magnet synchronous motor based on load torque feedback real-time compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 38-45.
- [25] PEI G J, LIU J X, LI L Y. Speed ripple minimization for PMSM based on complex vector analysis and iterative learning control [C]//2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems, Hamamatsu, 2020.
- [26] DISSANAYAKE R K, KURUPPU S S. Extremum-seeking approach for real-time self-healing of position sensor offset error in PMSMs [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 3125-3136.
- [27] LIN X P, LIU J X, LIU Z, et al. Model-free current predictive control for PMSMs with ultralocal model employing fixed-time observer and extremum-seeking method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(8): 10682-10693.
- [28] WU X, ZHANG Y Y, NING C C, et al. Maximum torque per ampere operation for IPMSM based on sliding-mode extremum seeking control [C]//2024 IEEE PES 16th Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Nanjing, 2024.
- [29] 王丽斌. 无稳态振荡极值搜索算法设计及应用研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- WANG L B. Research on design and application of extremum seeking algorithm without steady-state oscillation [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014.

收稿日期:2025-06-15

收到修改稿日期:2025-07-28

作者简介:

刘照旭(2001-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,liuwut@163.com;

*通信作者:储剑波(1972-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动、永磁同步电机/异步电机控制,yubo_chu@nuaa.edu.cn。