

基于准PR调节器的HPMSM无感控制策略

樊生文^{1,2},周皓婷²,王云倩²

(1. 北京科技大学 自动化学院, 北京 100083;

2. 北方工业大学 电气与控制工程学院, 北京 100144)

摘要:针对高速永磁同步电机在低载波比工况下,传统滑模观测器易出现高频抖振、谐波干扰的问题,设计了一种适用于该工况的自适应离散全阶滑模观测器。该观测器采用准比例谐振调节器代替传统符号函数,可有效滤除观测器状态变量中的高次谐波,降低系统抖振,从而获得精确的观测反电动势。为精确提取转子位置信息,进一步提出一种基于复系数滤波器的锁相环策略;针对锁相环与复系数滤波器间的耦合问题,再设计具备动态补偿的自适应转速估计器,有效解决了低载波比下因耦合导致的转子位置估计误差增大的问题。最后通过实验验证了该策略在低载波比条件下可保持良好的动态响应和稳定性,满足高精度控制的需求。

关键词:高速永磁同步电机;低载波比;离散全阶滑模观测器;复系数滤波器

中图分类号:TM35 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26812

HPMSM Non-inductive Control Strategy Based on Quasi-PR Regulator

FAN Shengwen^{1,2}, ZHOU Haoting², WANG Yunqian²

(1. School of Automation, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. School of Electrical and Control Engineering, North China University of Technology,
Beijing 100144, China)

Abstract: To address the issues of high-frequency chattering and harmonic interference in traditional sliding mode observers for high-speed permanent magnet synchronous motors (HPMSM) under low carrier ratio conditions, an adaptive discrete full-order sliding mode observer suitable for such conditions was designed. This observer employed a quasi-proportional resonant regulator instead of the traditional sign function, effectively filtering out high-order harmonics in the observer's state variables, reducing system chattering, and thus obtaining accurate observed back electromotive force. To accurately extract rotor position information, a phase-locked loop strategy based on complex coefficient filters was further proposed. Aiming at the coupling issue between the phase-locked loop and complex coefficient filters, an adaptive speed estimator with dynamic compensation was designed, which effectively solved the problem of increased rotor position estimation error caused by such coupling under low carrier ratios. Finally, experimental verification shows that the proposed strategy can maintain good dynamic response and stability under low carrier ratio conditions, meeting the requirements of high-precision control.

Key words: high-speed permanent magnet synchronous motor (HPMSM); low carrier ratio; discrete full-order sliding mode observers; complex coefficient filter

近年电力电子技术进步推动高速电机发展,高速永磁同步电机(high-speed permanent magnet synchronous motor, HPMSM)因体积小、效率高、功率密度大获得广泛应用,其高效精确的无感控制成为研究重点^[1]。常用于高速电机的无感控制算法有五种,这五种算法分别是:滑模观测器(sliding mode observer, SMO)法^[2]、扩展卡尔曼滤波器

法^[3]、磁链观测器法^[4]、模型参考自适应法^[5]及假定旋转坐标系法^[6]。其中滑模观测器法鲁棒性强、响应快,能有效应对电机参数变化与外部扰动,保障系统稳定及精确控制,在高速高精度控制中尤为适用。

然而SMO存在高频抖振及反电动势含高次谐波的缺陷,严重降低了电机转子位置角估计精

度^[7]。用Sigmoid函数替代传统Sign函数,在边界层将滑模控制转为连续控制,可有效减轻抖振^[8]。低通滤波器(low-pass filter, LPF)常用来抑制反电动势谐波,但会不可避免地导致振幅衰减与相移^[9],需要增加额外的相位补偿。部分研究弃用LPF,改用自适应滤波算法,如文献[10]的梯度下降自适应滤波器、文献[11]的频率自适应延迟信号消除(frequency-adaptive delayed signal cancellation, FADSC)滤波器,均能有效消除特定谐波并提高估计精度。

基于锁相环(phase-locked loop, PLL)的转子位置检测方法备受关注。文献[12]采用自适应基准PLL补偿无位置传感器控制下非理想因素引发的转子位置误差。文献[13]针对不同误差来源展开系统研究,提出适用于高速永磁同步电机转子位置估算的全补偿方法。文献[14]基于虚拟三次谐波反电动势,结合分数阶PLL与同步频率提取滤波实现位置检测,通过基频提取滤波器补偿换相误差,但逆变器非线性会影响其补偿精度。文献[15]针对传统PLL环路滤波器中PI调节器无法在频率斜坡变化时零稳态误差跟踪的问题,引入Akagi瞬时功率理论相关功率分量优化性能。文献[16]基于模糊控制设计参数双向变化的新规则,保障模糊PI控制系统在连续加减速时的稳定性。文献[17]通过前馈PLL缩小加减速时的位置跟踪误差,证明转子角度呈抛物线变化时系统可实现零稳态误差,但未深入研究稳态性能与鲁棒性。

电机转速越高,电频率同步飙升,而开关频率受器件散热和成本限制无法同步提升,载波比必然降低。为此,本文设计了基于准比例谐振控制器的离散全阶滑模观测器,能锁定反电动势基波频率并随转速自适应调整,大幅降低高频抖振,输出接近正弦波;设计复系数滤波器结合自适应锁相环,解决低载波比下耦合导致的位置估计误差,提高稳态精度;针对低载波比下电机高频与控制器采样周期长易产生的数字控制延迟,对系统进行离散化建模。最后搭建基于dSPACE的实验系统,验证所提控制策略的实际有效性。

1 准PR调节器及离散化模型

1.1 准PR调节器设计

比例谐振(proportional resonant, PR)控制器基于内模原理^[18-20],引入与待跟踪信号频率相同

的谐振项,实现对交流信号的精确跟踪,改善特定频率信号抑制效果。PR调节器的传递函数由比例项和谐振项组成,比例项保证直流分量的跟踪度,谐振项提高交流分量的跟踪性能。本文构造的准PR调节器用LPF代替传统PR的积分环节,结构如图1所示,核心功能为滤除反电动势谐波,跟踪基波分量,谐振频率需随电机转速自适应变化,传递函数为

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (1)$$

式中: ω_r 为输入信号的角频率。

设输入信号 $X(t)$ 的值是一个时域交流正弦量:

$$X(t) = A\sin(\omega_r t + \theta) \quad (2)$$

式中: A, θ 分别为输入信号的幅值及初始位置角。

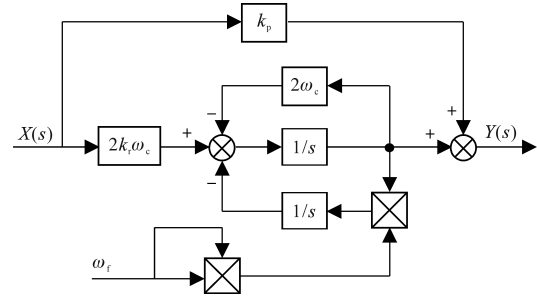


图1 准PR调节器结构图

Fig.1 Structure diagram of quasi-PR regulator

令图1中输入信号角频率和该调节器的谐振频率相等,推导出输出信号 $Y(t)$ 为

$$Y(t) = A\sqrt{(k_p + k_r)^2} \sin(\omega_r t + \theta) \quad (3)$$

对比式(2)和式(3),当输入信号的频率与准PR控制器的谐振频率一样时,其相位偏移为零,且在谐振频率处的增益会扩大 $k_p + k_r$ 倍。

准PR调节器包含 ω_c, k_p, k_r 三个关键的可调参数。为直观理解参数变化对控制器性能的影响,分别绘制固定两参数、仅变另一参数的Bode图,如图2~图4所示。

增加带宽能提升响应速度,加快谐振频率信号跟踪补偿,降低该频率稳态误差,提升控制精度,但带宽过大会降低滤波效果。经综合对比,本文选择 $\omega_c = 2, k_p = 0.8, k_r = 1.5$ 。图5为该组参数下不同转速的Bode图与Nyquist图。随谐振频率增大,谐振点仍保持窄谐振增益带,兼具优异频率选择性与全频段增益提升,且不影响滤波效果,Nyquist曲线无明显变化,均不包围 $(-1, 0)$ 点,系统稳定性良好。

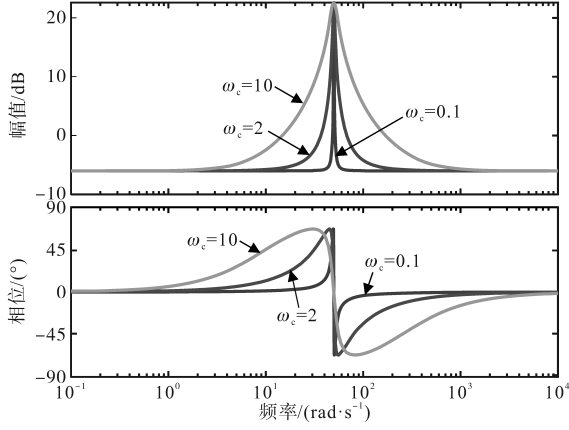


图2 ω_c 变化时的Bode图
Fig.2 Bode of ω_c change

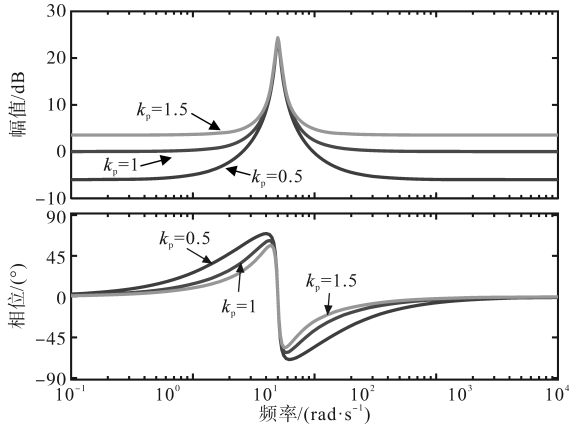


图3 k_p 变化时的Bode图
Fig.3 Bode of k_p change

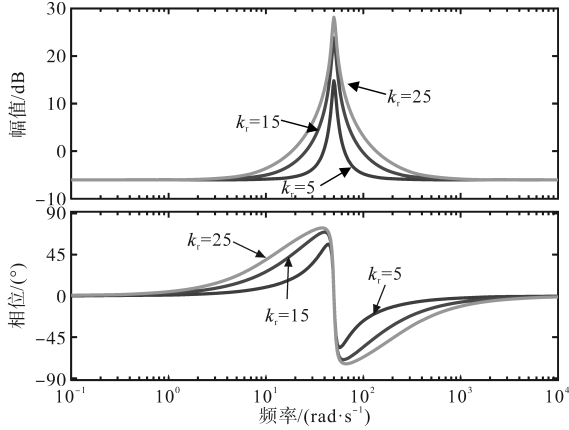
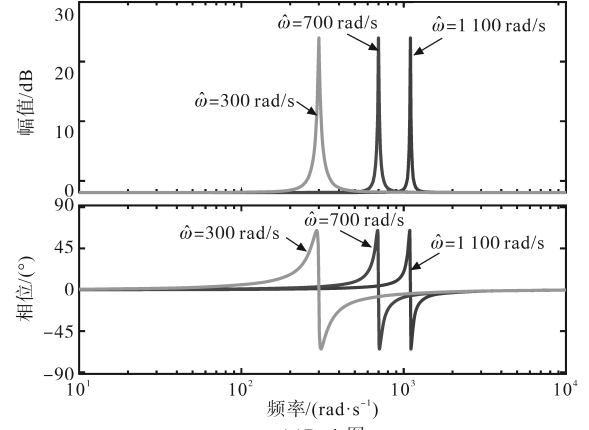


图4 k_i 变化时的Bode图
Fig.4 Bode of k_i change

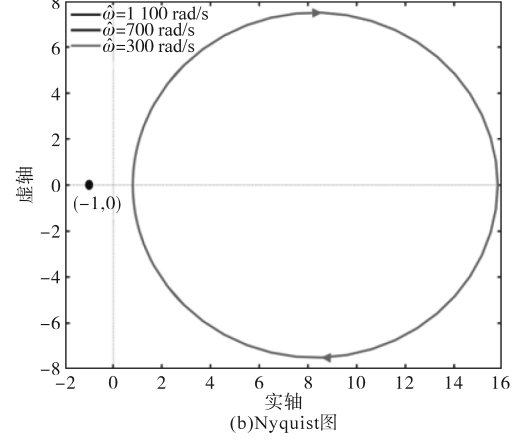
1.2 离散时间域下的全阶SMO模型

HPMSM在 α - β 坐标系下的定子电流方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$



(a)Bode图



(b)Nyquist图

图5 不同谐振频率下的Bode图及Nyquist图

Fig.5 Bode and Nyquist diagrams at different resonant frequencies

其中

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e \Psi_f \sin\theta \\ \omega_e \Psi_f \cos\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: e_α, e_β 为反电动势。

精确离散后的全阶SMO方程为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha\beta}(k+1) \\ \hat{e}_{\alpha\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ 0 & \hat{C}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha\beta}(k) \\ \hat{e}_{\alpha\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta}(k) - \begin{bmatrix} G_1 \\ M_1 \end{bmatrix} \cdot G[\tilde{i}_{\alpha\beta}(z)] \quad (6)$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_s T}{L_s}} & 0 \\ 0 & e^{-\frac{R_s T}{L_s}} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s T}{L_s}}}{R_s + j\omega_e L_s} & 0 \\ 0 & \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s T}{L_s}}}{R_s + j\omega_e L_s} \end{bmatrix}$$

$$\hat{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & -\hat{\omega}_e(k)T \\ \hat{\omega}_e(k)T & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} & 0 \\ 0 & \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} \end{bmatrix}$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} \cdot n_r & 0 \\ 0 & \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} \cdot n_r \end{bmatrix}$$

$$M_1 = \begin{bmatrix} -\frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} \cdot m_r & 0 \\ 0 & -\frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} \cdot m_r \end{bmatrix}$$

采用双线性变换法对准PR调节器的传递函数式(1)进行离散化,从而得到准PR调节器离散后的方程为

$$G(z) = k_p + 4k_i \omega_e T_s (z^2 - 1) / [(\omega_f^2 T_s^2 + 4\omega_e T_s + 4)z^2 + (2\omega_f^2 T_s^2 - 8)z + \omega_f^2 T_s^2 - 4\omega_e T_s + 4] \quad (7)$$

其中,谐振频率 $\omega_f = \hat{\omega}_e$ 。

由上文推导的数学模型可绘制图6所示的基

于准PR调节器的全阶SMO结构框图。

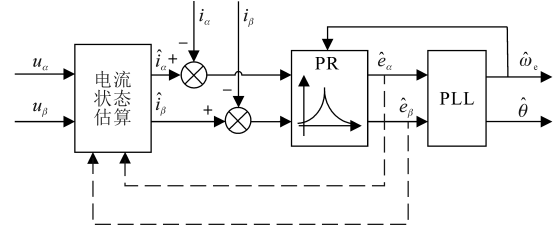


图6 基于准PR控制器的全阶SMO结构框图

Fig.6 Block diagram of full-order SMO based on quasi-PR controller

2 基于自适应复系数滤波器的锁相环

2.1 自适应复系数滤波器与锁相环设计

为了提高PLL的稳态估计精度,本文在PLL的基础上结合了前置滤波器CCF,其结构框图如图7所示。

以两个CCF协作的方式分别提取电机的基频正序和负序分量,以实现电机运行状态的精准分析,再用PLL对提取出的基频正序分量做参数检测,其中包括电机的转速和位置信息。CCF具有正负序辨识特性,从图7可得到CCF在提取基频正负序分量时的传递函数为

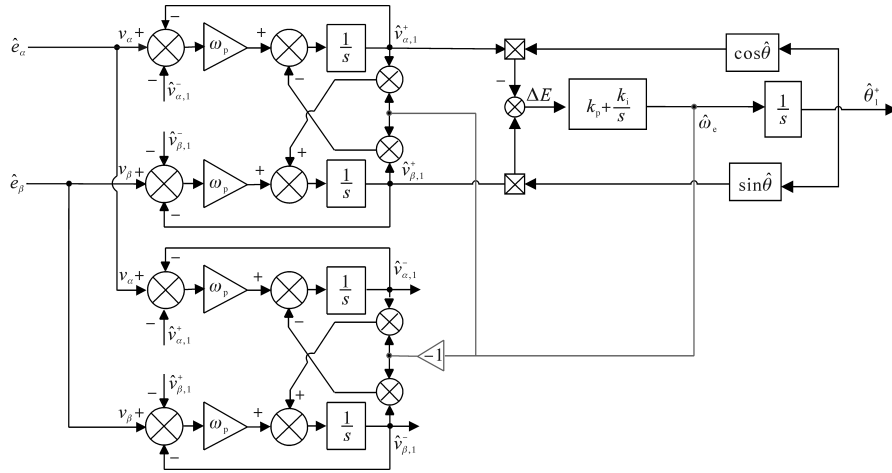


图7 CCF-PLL结构框图

Fig.7 Block diagram of CCF-PLL

$$G_+(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha,1}^+(s) + j\hat{v}_{\beta,1}^+(s)}{v_{\alpha}(s) + jv_{\beta}(s)} = \frac{\omega_p(s + j\hat{\omega}_e)}{s^2 + 2\omega_p s + \hat{\omega}_e^2} \quad (8)$$

$$G_-(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha,1}^-(s) + j\hat{v}_{\beta,1}^-(s)}{v_{\alpha}(s) + jv_{\beta}(s)} = \frac{\omega_p(s - j\hat{\omega}_e)}{s^2 + 2\omega_p s + \hat{\omega}_e^2} \quad (9)$$

式中: ω_p 为CCF的截止频率; $\hat{\omega}_e$ 为由PLL反馈得到估计转速信号,两者均为常数。

为了对CCF-PLL进行精确建模,假设在 α - β 轴的输入信号为

$$\begin{cases} v_{\alpha}(t) = V_1^+ \cos(\theta_1^+) \\ v_{\beta}(t) = V_1^+ \sin(\theta_1^+) \end{cases} \quad (10)$$

式中: θ_1^+ 为提取正序反电动势分量时的相位角; V_1^+ 为提取正序反电动势分量时的振幅。

提取的正序分量为

$$\begin{cases} \hat{v}_{\alpha,1}^+(t) = \hat{V}_1^+ \cos(\hat{\theta}_1^+) \\ \hat{v}_{\beta,1}^+(t) = \hat{V}_1^+ \sin(\hat{\theta}_1^+) \end{cases} \quad (11)$$

其中 $\hat{V}_1^+$ 和 $\hat{\theta}_1^+$ 非常接近 V 和 θ_1^+ 。所以,CCF-PLL提取的频率正序分量的相位角为

$$\hat{\theta}_1^+ = \arctan\left(\frac{\hat{v}_{\beta,1}^+}{\hat{v}_{\alpha,1}^+}\right) \quad (12)$$

对式(12)中的相位角进行微分可以得到:

$$\frac{d\hat{\theta}_1^+}{dt} = \frac{\hat{v}_{\alpha,1}^+ \frac{d\hat{v}_{\beta,1}^+}{dt} - \hat{v}_{\beta,1}^+ \frac{d\hat{v}_{\alpha,1}^+}{dt}}{(\hat{v}_{\alpha,1}^+)^2 + (\hat{v}_{\beta,1}^+)^2} \quad (13)$$

其中 $(\hat{v}_{\alpha,1}^+)^2 + (\hat{v}_{\beta,1}^+)^2 = \hat{V}^2$

根据图7可以进一步求得:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{v}_{\alpha,1}^+}{dt} = -\hat{\omega}_e \hat{v}_{\beta,1}^+ + \omega_p v_\alpha - \omega_p \hat{v}_{\alpha,1}^+ - \omega_p \hat{v}_{\alpha,1}^- \\ \frac{d\hat{v}_{\beta,1}^+}{dt} = \hat{\omega}_e \hat{v}_{\alpha,1}^+ + \omega_p v_\beta - \omega_p \hat{v}_{\beta,1}^+ - \omega_p \hat{v}_{\beta,1}^- \end{cases} \quad (14)$$

假设 α, β 轴输入信号中没有负序基波分量,则估计的负序分量 $\hat{v}_{\alpha,1}^-$ 和 $\hat{v}_{\beta,1}^-$ 在稳态下等于零,在瞬态期间影响很小,将式(14)代入式(13)中得:

$$\frac{d\hat{\theta}_1^+}{dt} = \hat{\omega}_e + \frac{\omega_p (\hat{v}_{\alpha,1}^+ v_\beta - \hat{v}_{\beta,1}^+ v_\alpha)}{\hat{V}^2} \quad (15)$$

将式(10)和式(11)代入式(15)中得:

$$\frac{d\hat{\theta}_1^+}{dt} = \hat{\omega}_e + \frac{V_1^+ \omega_p}{\hat{V}} \sin(\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+) \quad (16)$$

假设 $\theta_1^+ \approx \hat{\theta}_1^+$, $V_1^+ \approx \hat{V}$, 式(16)可以化简为

$$\frac{d\hat{\theta}_1^+}{dt} \approx \hat{\omega}_e + \omega_p (\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+) \quad (17)$$

其中, $\hat{\omega}_e$ 由 PLL 反馈得到。

由式(17)可以得到 CCF-PLL 的精确线性化模型,如图8所示。

从图8中可以看出,在 CCF-PLL 的 VCO 输入到 CCF 有一个转速反馈回路,从而造成它们之间

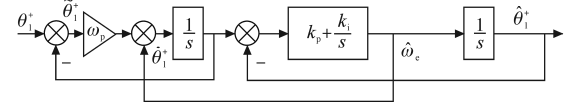


图8 CCF-PLL线性化模型

Fig.8 CCF-PLL linearization model

的耦合。为了解决上述耦合问题,设计了一种基于梯度下降法的自适应转速估计器,能为 CCF 提供独立的转速信号 ω_e 。首先定义目标函数为

$$Q = \frac{1}{2} (\Delta u_\alpha^2 + \Delta u_\beta^2) = \frac{1}{2} [(v_\alpha - \hat{v}_{\alpha,1}^+)^2 + (v_\beta - \hat{v}_{\beta,1}^+)^2] \quad (18)$$

计算 ω_e 的误差变化率,即梯度 ∇J 的方向是目标函数增大的方向,因此需要沿负梯度方向更新。根据式(18)可以推导出该目标函数相对于 $\hat{\omega}_e$ 的负梯度为

$$\begin{aligned} \nabla J &= -\frac{dQ}{d\hat{\omega}_e} = -\Delta u_\alpha \frac{d(v_\alpha - \hat{v}_{\alpha,1}^+)}{d\hat{\omega}_e} - \Delta u_\beta \frac{d(v_\beta - \hat{v}_{\beta,1}^+)}{d\hat{\omega}_e} \\ &= \hat{v}_{\alpha,1}^+ \Delta u_\beta - \Delta u_\alpha \hat{v}_{\beta,1}^+ \end{aligned} \quad (19)$$

根据标准梯度下降法中的更新规则, $\hat{\omega}_e$ 可表示为

$$\hat{\omega}_e(k+1) = \hat{\omega}_e(k) + \nabla J(k+1) \quad (20)$$

J 最小化意味着负序分量被完全抑制,此时估计的 ω_e 才等于真实值。为了加速收敛并提高估计精度,本文引入了目标函数的二阶导数到 $\hat{\omega}_e$ 中,所以 $\hat{\omega}_e$ 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_e(k+1) &= \hat{\omega}_e(k) + \lambda T_s \nabla J(k+1) / \hat{V}^2 + \\ &\quad \mu [\nabla J(k+1) - \nabla J(k)] / \hat{V}^2 \end{aligned} \quad (21)$$

式中: λ, μ 分别为确定收敛速度和稳态失调的参数; T_s 为采样时间; $\hat{V}^2$ 为归一化幅度。

将式(21)嵌入到 CCF 中可以得到自适应 CCF-PLL (ACCF-PLL) 结构如图9所示。

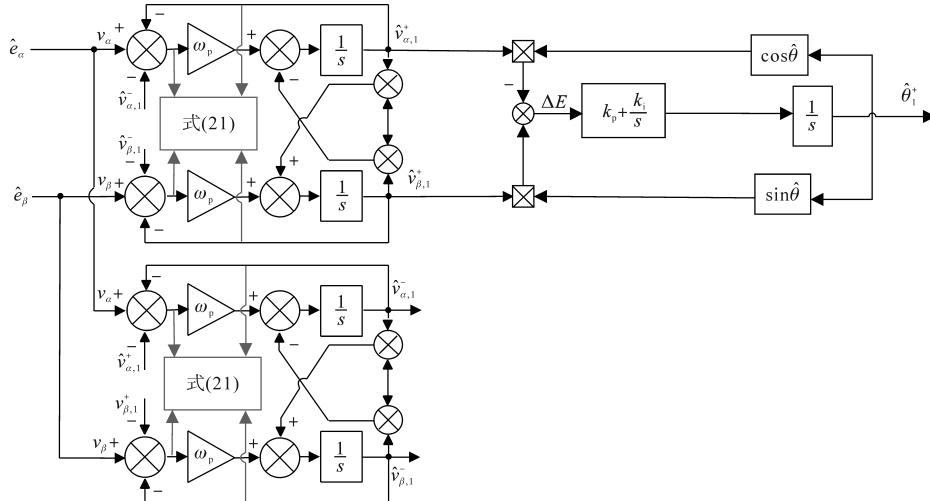


图9 ACCF-PLL结构框图

Fig.9 Block diagram of ACCF-PLL

由图9可以看出,CCF所需要的转速信息通过式(21)可以得到,而不再需要由PLL反馈得到,CCF与PLL之间实现了解耦。为了进一步得到线性化模型,将式(10)、式(11)代入到式(18)可以得到:

$$\nabla J = V_1^+ \hat{V} \sin(\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+) \quad (22)$$

当处于稳态时 $\theta_1^+ \approx \hat{\theta}_1^+$, $V_1^+ \approx \hat{V}$, 式(22)可以化简为

$$\nabla J = \hat{V}^2 (\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+) \quad (23)$$

将式(23)代入式(21)可以得到:

$$\frac{d\hat{\omega}_e}{dt} = \lambda(\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+) + \mu \frac{d(\theta_1^+ - \hat{\theta}_1^+)}{dt} \quad (24)$$

由于与未解耦前的CCF-PLL相比仅改变了反馈转速信息的部分,其位置信息的动态过程没变,所以通过式(17)和式(24),可以得到ACCF-PLL的小信号模型,如图10所示。

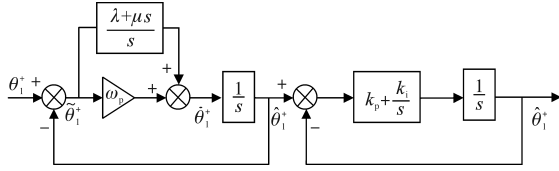


图10 ACCF-PLL线性化模型

Fig.10 ACCF-PLL linearization model

与图8所示的CCF-PLL相比,ACCF-PLL消除了滤波器与PLL间的耦合作用,使二者成为独立部分,这既便于参数调整,又提高了模型稳定性。由此可得解耦后的ACCF-PLL传递函数为

$$G_{\text{闭环2}}(s) = G_{\text{CCF}}(s)G_{\text{PLL}}(s) = \frac{(\omega_p + \mu)s + \lambda}{s^2 + (\omega_p + \mu)s + \lambda} \cdot \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (25)$$

该传递函数的特征多项式可以视作以下两个串联二阶系统的乘积:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (26)$$

式中: ω_n 为固有频率; ξ 为阻尼系数。

由于两个部分已经解耦,此时可以对PLL部分进行单独分析,可以得到:

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_n \\ k_i = \omega_n^2 \end{cases} \quad (27)$$

由于在实际工程应用中把PLL设计在临界阻尼的状态得到的效果最好,所以本文取 $\xi = 1$, 根据文献[21]可知,在无感应用中, $\omega_n = \omega_p / 1.7$ (取电机额定转速的40%),因此可以得到:

$$\begin{cases} k_p \approx 0.8\omega_p \\ k_i \approx 0.8\omega_p^2 \end{cases} \quad (28)$$

同理可以推导出 $\mu \approx 0.2\omega_p$, $\lambda \approx \omega_p^2$ 。根据

式(25)可以绘制出解耦后的幅频响应Bode图,与解耦前的幅频响应Bode图对比如图11所示。

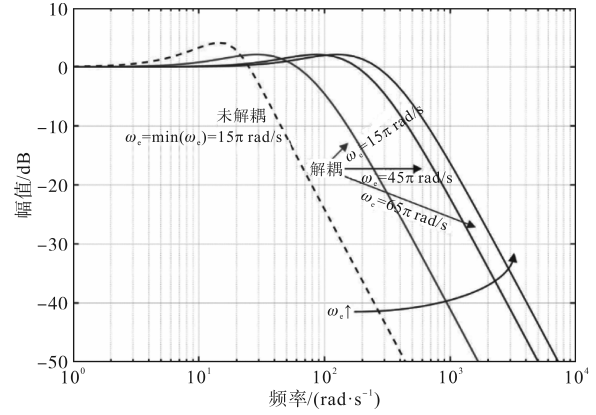


图11 解耦前后幅频响应对比图

Fig.11 Comparison of amplitude-frequency response before and after decoupling

从图11可以看出,在 $\omega_e = \min \omega_e = 15\pi \text{ rad/s}$ 时,解耦后的CCF-PLL的带宽比未解耦时的带宽明显增加,而且随着 ω_e 的增加,其带宽也会不断增大,从而使得系统在面对快速变化的输入信号时能够更加迅速、准确地做出响应,有效提高了其动态性能。

2.2 自适应复系数滤波器与锁相环离散域分析

CCF与PLL离散化后的线性化模型分别如图12及图13所示。

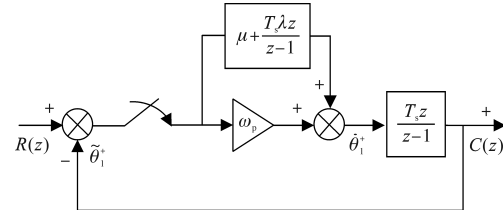


图12 CCF离散化后的线性化模型

Fig.12 Linearization model after CCF discretization

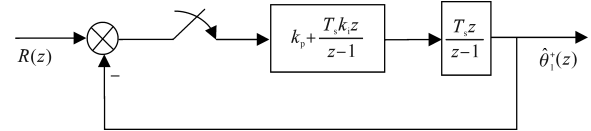


图13 PLL离散化后的线性化模型

Fig.13 Linearization model of after PLL discretization

从图12中可以得到离散化后CCF的闭环传递函数为

$$\begin{aligned} \phi_1(z) = & [(\omega_p + \mu)T_s + k_i T_s^2] z^2 - (\omega_p + \mu)T_s / \\ & [(\omega_p + \mu)T_s + k_i T_s^2 + 1] z^2 - \\ & [(\omega_p + \mu)T_s + 2] z + 1 \end{aligned} \quad (29)$$

从图13中可以得到离散化后PLL的闭环传递函数为

$$\phi_2(z) = \frac{(k_p T_s + k_i T_s^2)z^2 - k_p T_s z}{(k_p T_s + k_i T_s^2 + 1)z^2 - (k_p T_s + 2)z + 1} \quad (30)$$

结合式(27)和式(28)可以得到解耦后CCF-PLL离散传递函数为

$$\phi(z) = \frac{a - bz^{-1} + cz^{-2}}{d - ez^{-1} + fz^{-2} - gz^{-3} + z^{-4}} \quad (31)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= T_s^2(k_p + k_i T_s)[(\omega_p + \mu) + k_i T_s] \\ b &= T_s^2(k_p + k_i T_s)(\omega_p + \mu) + \\ &\quad k_p T_s^2[(\omega_p + \mu) + k_i T_s] \\ c &= k_p T_s^2(\omega_p + \mu) \\ d &= (k_p T_s + k_i T_s^2 + 1)[(\omega_p + \mu)T_s + k_i T_s^2 + 1] \\ e &= [k_i(\omega_p + \mu) + k_p k_i]T_s^3 + \\ &\quad [2k_p(\omega_p + \mu) + 4k_i]T_s^2 + \\ &\quad 3(\omega_p + \mu + k_p)T_s + 4 \\ f &= [k_p(\omega_p + \mu) + 2k_i]T_s^2 + 3(\omega_p + \mu + k_p) + 6 \\ g &= (\omega_p + \mu + k_p)T_s + 4 \end{aligned}$$

通过劳斯判据可以得出该系统稳定的条件是:

$$\begin{cases} \omega_p + \mu > 0 \\ \lambda > 0 \\ k_p > 0 \\ k_i > 0 \end{cases} \quad (32)$$

与CCF-PLL相比,ACCF-PLL的稳定区域更大,由于PLL的PI参数会自适应变化,所以其带宽也不会受到限制,因此,ACCF-PLL可以实现更快的动态响应和更强的鲁棒性。

3 实验验证

本文基于dSPACE半实物仿真系统构建高速永磁同步电机控制实验平台,图14为结构框图。仿真器核心是DS1202的单板系统。采用IGBT模块的额定电压1 200 V,额定电流75 A,直流电源的额定功率15 kW,最大输出电流和电压分别为25 A和600 V。设置逆变器开关频率5 kHz,电机给定转速12 000 r/min(对应运行频率600 Hz),载波比10。采用 $i_d=0$ 控制方法验证,HSPMSM的电机参数如表1所示。

表1 HSPMSM的电机参数

Tab.1 Motor parameters of HSPMSM

参数	数值	参数	数值
直流母线电压	270 V	额定转速	12 000 r/min
定子电阻	0.125 Ω	额定转矩	3.7 N·m
定子电感	0.513 mH	转矩系数	0.19 (N·m)/A
极对数 P_n	3	—	—

在转子位置信息与转速观测的实验过程中,为避免切换过程中的冲击影响,本文采用恒定电

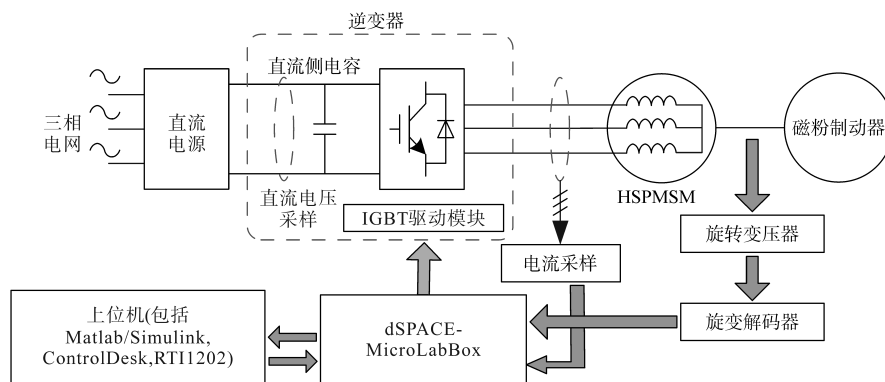


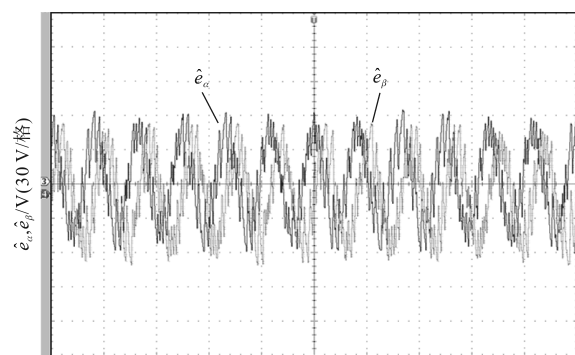
图14 基于dSPACE的高速永磁同步电机实验平台结构框图

Fig.14 The experimental platform of HSPMSM based on dSPACE

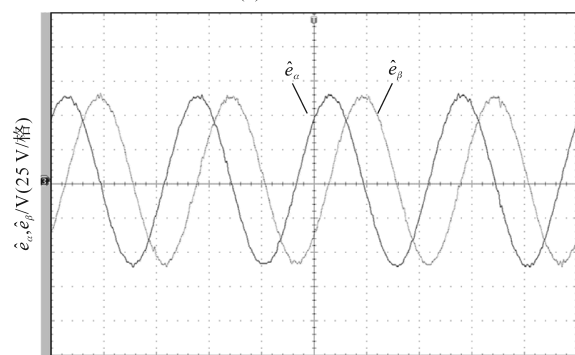
流的直接切换方法以减少系统的瞬态扰动。当电机运行在1 000 r/min时,将电机切换到无传感器控制。图15对比了传统SMO与本文基于准PR调节器的自适应全阶SMO观测的反电动势波形:低载波比下,传统SMO观测波形谐波含量大,本文改进方法观测波形谐波大幅减少;更接近标准正弦波,证明其在高速低载波比下可有效降低电机参数偏差及计算误差导致的谐波干扰,显著提升观测精度。

图16为加入CCF后的反电动势观测波形,与图15b对比可见,加入CCF后反电动势谐波进一步减小,波形更平滑且接近理想正弦波。这表明CCF在反电动势观测中滤波与抗干扰效果更优,能进一步提高观测精度,进而优化高速永磁同步电机控制性能、减少电流谐波,有效提升系统整体稳定性。

在转速为12 000 r/min时,验证CCF-PLL在低载波比下位置角的提取性能,图17a、图17b、图



(a)传统SMO方法



(b)改进SMO方法

图15 不同观测方法的反电动势波形图

Fig.15 Back-EMF waveforms for different observation methods

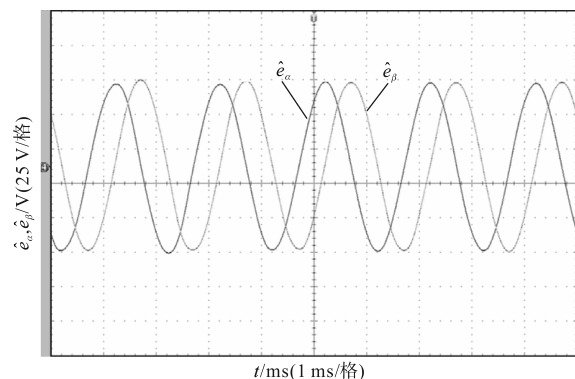
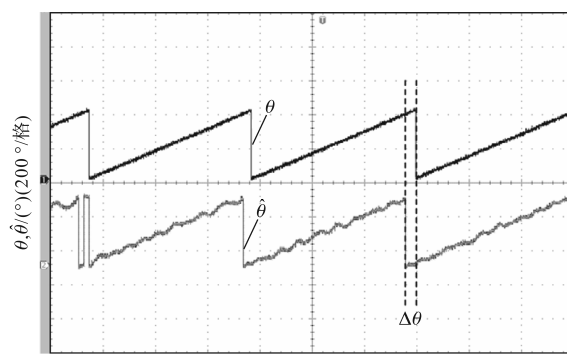


图16 加入CCF后所观测的反电动势波形

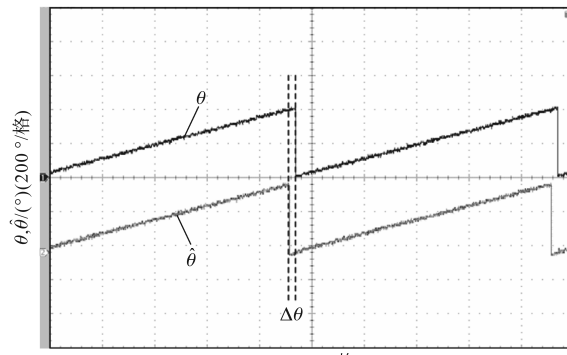
Fig.16 Observed back EMF waveform with CCF added

17c分别是采用传统PLL,CCF-PLL及ACCF-PLL控制方法时的实际与估计转子位置角的实验对比图。传统PLL在低载波比下受谐波影响,转子位置估计误差大且波形波动,不仅削弱控制精度,还降低系统动态性能;加入CCF的CCF-PLL虽改善了波形,但仍存在位置角估计误差;本文ACCF-PLL在低载波比下,估算与实际转子位置几乎完全重合,波形平滑无畸变,能精准补偿误差、降低PLL观测误差,使观测精度接近理想状态,提升系统稳态性能。

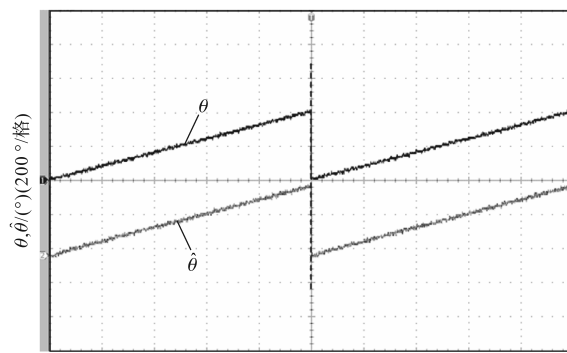
为进一步验证ACCF-PLL动态性能进行了加减速实验,图18为加减速时估计转速与转子位



(a)传统PLL策略



(b)CCF-PLL策略



(c)ACCF-PLL策略

图17 不同PLL策略下转子位置角的对比图

Fig.17 Comparison of rotor position on different PLL strategies

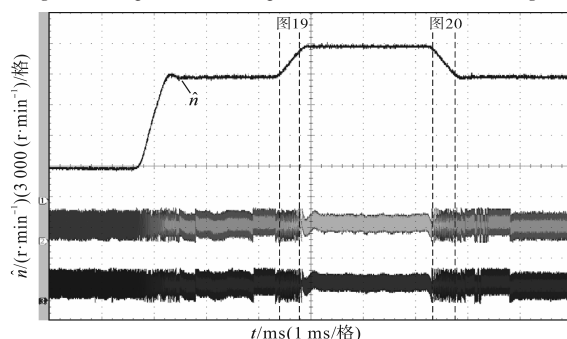


图18 转速及转子位置的整体实验波形对比图

Fig.18 Overall experimental waveforms comparison of speed and rotor position

置整体实验波形,图19、图20为放大后的加速、减速过程转子位置波形。从波形可见,本文ACCF-PLL能快速响应加减速,估算转子位置紧跟

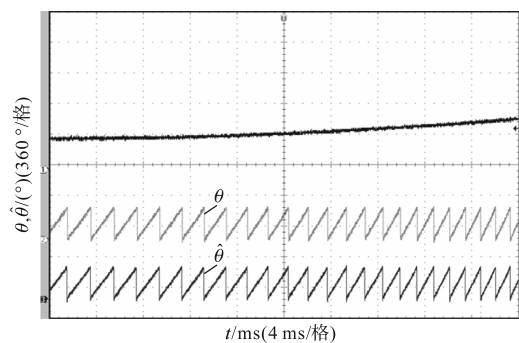


图19 加速过程转速及转子位置角对比波形图

Fig.19 Speed and rotor position compare waveforms during acceleration

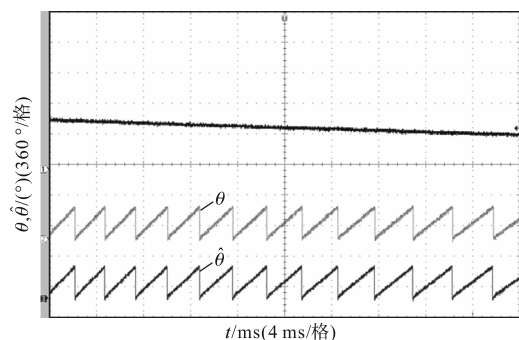


图20 减速过程转速及转子位置角对比波形图

Fig.20 Speed and rotor position compare waveforms during deceleration

实际位置且无明显滞后偏差,具备良好的动态跟踪性能。

4 结论

为提高永磁同步电机在高速下的无传感器控制性能,首先改进了传统SMO控制函数,用准PR调节器替代符号函数,保持高增益特性以加快系统趋近滑模面、稳定平衡点,提升收敛速度与稳态精度,又能滤除观测器状态变量谐波,减少系统抖振,得到更平滑高精度的观测反电动势;再基于HSPMSM精确离散数学模型,研究了基于准PR调节器的全阶SMO与ACCF-PLL控制策略,结合CCF-PLL模型分析其动态性能下降与稳定性问题,设计自适应转速估计器解决耦合问题,使参数随转速自适应变化,提升系统动态响应与稳态性能。最终实验验证了所提方法在高速低载波比下的控制性能。

参考文献

[1] FILHO C J V, XIAO D, VIEIRA R P, et al. Observers for high-speed sensorless PMSM drives: design methods, tuning challenges and future trends[J]. IEEE Access, 2021, 9: 56397-

56415.

- [2] AN Quntao, ZHANG Jianqiu, AN Qi, et al. Quasi-proportional-resonant controller based adaptive position observer for sensorless control of PMSM drives under low carrier ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 67 (4): 2564-2573.
- [3] MYNAR Z, VACLAVEK P, BLAHA P. Synchronous reluctance motor parameter and state estimation using extended Kalman filter and current derivative measurement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 1972-1981.
- [4] 柯栋梁,汪凤翔,李家祥. 基于自适应高增益观测器的永磁同步电机预测电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 42(2): 728-737.
- KE Dongliang, WANG Fengxiang, LI Jiaxiang. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on an adaptive high-gain observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 42(2): 728-737.
- [5] DAS S, KUMAR R, PAL A. MRAS-based speed estimation of induction motor drive utilizing machines' d- and q-circuit impedances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (6): 4286-4295.
- [6] 王成元,夏加宽,孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2008.
- WANG Chengyuan, XIA Jiakuan, SUN Yibiao. Modern motor control technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2008.
- [7] YE S, YAO X. An enhanced SMO-based permanent-magnet synchronous machine sensorless drive scheme with current measurement error compensation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4407-4419.
- [8] REN N, FAN L, ZHANG Z. Sensorless PMSM control with sliding mode observer based on sigmoid function[J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2021, 16 (2): 933-939.
- [9] LI H, WANG Z, WEN C, et al. Sensorless control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor drives using nonlinear optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8930-8943.
- [10] ZHANG M, ZHANG L, ZHU X, et al. Sensorless control of five-phase flux-intensifying permanent magnet motor based on gradient descent adaptive filter SMO[C]//Proceedings of the 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Zhuhai, China: IEEE, 2023: 491-495.
- [11] WU Z, CHENG C, HUA W, et al. A frequency-adaptive delay signal cancelation based filter to reduce position estimation error for sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1662-1671.
- [12] 王晓琳,刘思豪,顾聪. 基于自适应基准锁相环的高速永磁同步电机转子位置误差全补偿方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(20): 8-17.
- WANG Xiaolin, LIU Sihao, GU Cong. A rotor position error compensation algorithm for high-speed permanent magnet mo-

- tor based on phase-locked loop with adaptive reference[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(20): 8-17.
- [13] 顾聪,王晓琳,邓智全. 一种基于双重锁相环的高速永磁同步电机转子位置估计误差全补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 962-970.
- GU Cong, WANG Xiaolin, DENG Zhiqian. A rotor position estimated error correction method for high-speed permanent magnet synchronous motor based on dual-phase-locked-loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 962-970.
- [14] SONG X, HAN B, ZHENG S, et al. A novel sensorless rotor position detection method for high-speed surface PM motors in a wide speed range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 33(8): 7083-7093.
- [15] 左运,葛兴来,李松涛,等. 基于改进型q-PLL的牵引电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 383-392.
- ZUO Yun, GE Xinglai, LI Songtao, et al. Speed sensorless control of traction motor based on the improved q-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 383-392.
- [16] 胡勤丰,陈威振,邱攀峰,等. 适用于连续加减速的永磁同步电机模糊增益自调整PI控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(3): 907-914.
- HU Qinfeng, CHEN Weizhen, QIU Panfeng, et al. Research on fuzzy self-tuning gain PI control for accelerating and decelerating based on permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(3): 907-914.
- [17] LIU Gang, ZHANG Haifeng, SONG Xinda. Position estimation deviation suppression technology of PMSM combining phase self-compensation SMO and feed-forward PLL[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 335-344.
- [18] 徐古轩,赵峰. 基于零偏差型准比例谐振控制的高速永磁电机电流谐波抑制策略[J]. 兵工学报, 2025, 46(1): 247-257.
- XU Guxuan, ZHAO Feng. Current harmonic suppression strategy of high-speed permanent magnet synchronous motor based on zero-deviation quasi-proportional resonant control[J]. Acta Armamentarii, 2025, 46(1): 247-257.
- [19] 刘振领,谭翠兰,童锦旗. 基于状态反馈和比例谐振的单相逆变器控制研究[J]. 电力电子技术, 2025, 59(10): 69-74.
- LIU Zhenling, TAN Cuilan, TONG Jinqi. Research on single-phase inverter control based on state feedback and proportional resonant[J]. Power Electronics, 2025, 59(10): 69-74.
- [20] 徐培嘉,张杨. 基于比例谐振的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(5): 26-30.
- XU Peijia, ZHANG Yang. Research on PMSM-SVM-DTC system based on the proportional resonant control[J]. Power Electronics, 2024, 58(5): 26-30.
- [21] RAMEZANI M, GOLESTAN S, LI S, et al. A simple approach to enhance the performance of complex-coefficient filter-based pll in grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5081-5085.

收稿日期:2025-08-04

修改稿日期:2025-09-28