

基于自抗扰控制的船舶永磁电机 无位置传感器混合控制^{*}

陈再发^{1,2}, 刘彦呈¹, 庄绪州¹

(1. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026;

2. 浙江国际海运职业技术学院, 浙江 舟山 316021)

摘要: 无位置传感器控制是船舶电力推进系统可靠性的重要保障。针对目前没有单一算法能够实现全转速范围的无位置传感器控制, 提出了一种基于自抗扰的无位置传感器混合控制策略。对于电机零、低速区域采用高频电流注入法估算转子位置, 对于中、高速区域采用扩展反电动势(EMF)法估算转子位置, 并将2种估算方案集成到同一控制结构中, 分别设计了适用于其电流内环的自抗扰控制器, 使用扩张状态观测器实现了高性能的位置估计, 最后针对2种算法切换的问题给出了融合过渡方案。实物平台验证了算法的精准性及强鲁棒性, 为实现全转速范围船舶推进内置式永磁同步电机(IPMSM)无位置传感器控制提供了依据。

关键词: 内置式永磁同步电机; 船舶电力推进系统; 自抗扰控制; 无位置传感器控制; 混合控制

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)10-0024-09

doi: 10.12177/emca.2020.117

Position Sensorless Hybrid Control of Marine Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Active Disturbance Rejection Control^{*}

CHEN Zaifa^{1,2}, LIU Yancheng¹, ZHUANG Xuzhou¹

(1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China;

2. Zhejiang International Maritime College, Zhoushan 316021, China)

Abstract: Position sensorless control is an important guarantee for the reliability of marine electric propulsion system. There is no single algorithm that can realize sensorless control in the whole speed range at present. In view of this fact, a novel position sensorless hybrid control strategy based on active disturbance rejection control (ADRC) is proposed. High frequency current injection method is used to estimate the rotor position in zero and low speed regions. In medium and high speed regions, the extended back electromotive force (EMF) method is used to estimate the rotor position. The two estimation schemes are integrated into the control structure, the ADRC controllers for the inner current loop are designed respectively, and the extended state observer is used to achieve high performance position estimation. Finally, a fusion-transition scheme is proposed to solve the problem of switching between the two algorithms. The physical platform experiment verifies the accuracy and strong robustness of the algorithm, which provides a basis for the realization of position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) in the whole speed range.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); marine electric propulsion

收稿日期: 2020-06-19; 收到修改稿日期: 2020-08-02

*基金项目: 舟山市公益类科技计划项目(2017C33110); 浙江省基础公益研究计划项目(LGG20E070001)

作者简介: 陈再发(1982—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为永磁电机控制技术。

刘彦呈(1963—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为机电一体化、智能电气与控制网络。

庄绪州(1989—), 男, 博士, 研究方向为智能电气控制与网络。

system; active disturbance rejection control (ADRC); position sensorless control; hybrid control

0 引言

随着船舶电力推进技术的兴起,内置式永磁同步电机(IPMSM)以其出众的性能迅速成为主推进电机首选^[1-2]。虽然采用电力推进的船舶日益增多,但由于相关技术并不完善,存在较大的安全隐患。就确保推进电机可靠运行的无位置传感器控制技术而言,单一的无位置传感器技术仍然无法在全转速范围内有效控制船舶永磁同步推进电机。为了实现在全转速范围内有效控制永磁同步推进电机,国内外研究人员已进行了相关研究^[3-5]。刘颖等^[6]尝试采用高频信号注入法解决低速区的无位置传感器控制,而在高速区则选择滑模观测(SMO)控制方式,并给2种方案设计了切换策略,但存在切换波动大、电机起动困难等问题。胡庆波等^[7]提出的全转速范围永磁同步电机(PMSM)控制解决方案,在零低速时采用了高频信号注入法,中高速采用了观测器的闭环算法,该解决方案成功地应用在四轴无人飞行器中。类似地,Piippo等^[8]也选择了分段控制方案,低速区采用开环的I/f控制方案,而将扩展反电动势(EMF)法应用在中高速区域,并将2种方案置于同一控制器中,最后该方案成功应用在某品牌家用电器中。从目前国外文献来看,混合控制策略已是推进电机无位置传感器控制的趋势所在。Shi等^[9-10]尝试将开环的I/f控制方案与滑模控制策略相结合,仿真试验结果均取得了一定的成功。然而,开环的I/f控制误差较大,而滑模控制存在着固有的抖振缺陷,因此2种方案的集成仍然难以应用到实船推进系统中。自抗扰控制(ADRC)由于无需控制对象的精确数学模型以及超强的扰动自补偿性能,20世纪末一出现就受到了学者们的极大关注。目前,ADRC已成功应用在电机控制系统中,其对系统“总和”扰动的实时估计和补偿结合的非线性控制策略,为船舶电力推进技术提供了一种极具实际应用价值的策略^[11-13]。

本文提出了一种基于自抗扰的IPMSM无位置传感器控制相结合的混合控制策略。低速时的高频电流信号注入法与高速时的扩展反EMF法组合成混合位置观测器嵌入到电流环中,并将这

2种控制方法集成到同一控制结构中。对于低转速区域,采用高频电流注入取代了高频电压注入,在叠加正弦高频干扰电流信号的情况下,提出一种改进的ADRC方案,通过引进谐振调节器消除谐波振荡及提供零稳态误差。对于高速工况区域,采用线性扩张状态观测器(ESO)代替传统SMO,以降低观测速度抖动和相位延迟。最后针对2种算法切换的问题给出了融合过渡方案,利用软件锁相环(PLL)实现转子位置精确估计。

1 中高速的无位置传感器控制

1.1 传统SMO存在的问题

$\alpha\beta$ 坐标系下,IPMSM的扩展反EMF方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \\ E_{ex} = \omega [(L_d - L_q)i_d + \psi_f] - (L_d - L_q)pi_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: $[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 、 $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 分别为电机定子电压及电流; L_d 、 L_q 分别为d、q轴电感; R_s 为定子电阻; ω 为电角频率; θ 为转子位置角; ψ_f 为永磁体磁链; $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 为电机的扩展反EMF; i_d 、 i_q 为定子电流在d、q轴投影;p为微分算子。

由式(1)可知, $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 中包含了电机转子位置角信息,因此可利用SMO对 $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 进行观测从而获取转子位置 θ 。将式(1)改写为

$$\begin{cases} p \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \\ A_1 = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & -\hat{\omega}(L_d - L_q)/L_d \\ \hat{\omega}(L_d - L_q)/L_d & -R_s/L_d \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

式中: \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 为电流观测值; $\hat{\omega}$ 为速度估计值; $\text{sgn}()$ 为符号函数。

实际应用中,通常使用低通滤波器(LPF)来减少高频振荡,扩展反EMF的观测值可表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{k\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 是扩展反 EMF 的观测值; ω_c 是 LPF 的截止频率。

实际上, SMO 作为一种非线性观测器观测交流扰动时相位滞后的问题是必然存在的。由于其固有缺陷,无论选择哪一种滑模函数,抖振的问题均不可避免。LPF 的引入虽然缓解了抖振,却加剧了观测角度的滞后^[14],以上问题使得 SMO 在无位置传感器控制中的应用受到了限制。

1.2 ESO 设计

为了解决观测相位滞后的问题,建立以观测速度 $\hat{\omega}$ 旋转的 $\gamma\delta$ 坐标系作为系统矢量控制的坐标系,如图 1 所示。

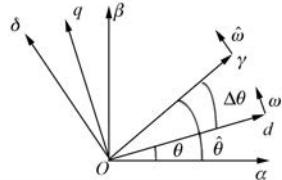


图 1 假定坐标系 $\gamma\delta$ 和实际坐标系 dq

图 1 给出了 dq 坐标系与 $\gamma\delta$ 坐标系之间的关系, $\gamma\delta$ 坐标系下的反 EMF 方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_\gamma \\ u_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\hat{\omega}L_q \\ \hat{\omega}L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega)L_q \begin{bmatrix} -i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\Delta\theta$ 为 2 个坐标系的角度差,且 $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$ 。

经过上述变换,交流扰动 $[e_\alpha \ e_\beta]^T$ 变为直流扰动 $[e_\gamma \ e_\delta]^T$ 。当 $\hat{\omega} = \omega$ 时, $\Delta\theta$ 可表示为

$$\Delta\theta = -\arctan(e_\gamma/e_\delta) \quad (5)$$

由式(4)可知,对于 IPMSM 矢量控制系统,如果将 e_γ 和 e_δ 作为电流内环中的扰动,可利用 ESO 极佳的观测特性实现扩展反 EMF 的精确观测。以定子电流为被控量的 ESO 模型可描述为

$$\begin{cases} \varepsilon_\gamma = \hat{i}_\gamma - i_\gamma \\ \hat{pi}_\gamma = \hat{e}_\gamma + f_\gamma + \frac{1}{L_d}u_\gamma - \beta_{\gamma 1}\varepsilon_\gamma \\ f_\gamma = -\frac{R_s}{L_d}i_\gamma + \hat{\omega}\frac{L_q}{L_d}i_\delta \\ \hat{pe}_\gamma = -\beta_{\gamma 2}\varepsilon_\gamma \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_\delta = \hat{i}_\delta - i_\delta \\ \hat{pi}_\delta = \hat{e}_\delta + f_\delta + \frac{1}{L_d}u_\delta - \beta_{\delta 1}\varepsilon_\delta \\ f_\delta = -\frac{R_s}{L_d}i_\delta - \hat{\omega}\frac{L_q}{L_d}i_\gamma \\ \hat{pe}_\delta = -\beta_{\delta 2}\varepsilon_\delta \end{cases} \quad (7)$$

式中: ε_γ 、 ε_δ 为估计误差; i_γ 、 i_δ 为电流观测值; f_γ 、 f_δ 为系统的已知扰动; \hat{e}_γ 、 \hat{e}_δ 为扩展反 EMF 的估计值; $\beta_{\gamma 1}$ 、 $\beta_{\gamma 2}$ 、 $\beta_{\delta 1}$ 、 $\beta_{\delta 2}$ 为 ESO 增益。

当系统处于稳定状态时,可得:

$$\begin{cases} \hat{e}_\gamma = -e_\gamma/L_d \\ \hat{e}_\delta = -e_\delta/L_d \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可得 $\Delta\theta_{ESO}$ 表达式为

$$\Delta\theta_{ESO} = -\arctan(\hat{e}_\gamma/\hat{e}_\delta) \quad (9)$$

由上述分析可以看出,本文所采用的 ESO 与 SMO 相比有以下几点优势:

(1) ESO 采用 PI 函数将不连续的非线性估计转变为连续线性估计量。

(2) 用估计速度旋转的 $\gamma\delta$ 坐标系代替两相静止坐标系,化交流扰动为直流量,解决了 SMO 位置估计相位滞后的问题。

(3) 当系统处于稳定状态时,ESO 的状态误差将收敛为零而不是一个误差有限值。

由式(4)、式(6)、式(7)可得 ESO 观测误差方程为

$$\dot{e}_i = -\beta_{i 1}\varepsilon_i - \beta_{i 2}\hat{e}_i + \frac{e_i}{L_d} \quad (10)$$

其中: $i = \gamma, \delta$ 。

误差传递函数为

$$E_{ri}(s) = \frac{sE_i(s)}{L_d(s^2 + \beta_{i 1}s + \beta_{i 2})} \quad (11)$$

式中: $E_i(s)$ 和 $E_r(s)$ 分别为 ε_i 和 e_i 的拉氏变换。

根据 Routh 判据,式(11)在频域的稳定性条件为

$$\begin{cases} \beta_{i 1} > 0 \\ \beta_{i 2} > 0 \end{cases} \quad (12)$$

此外, $\beta_{i 1}$ 、 $\beta_{i 2}$ 还取决于采样步长 h ,因此有必要对其离散系统稳定性进行分析。如果采样步长 h 足够小,则 i_i 在离散域表达式为

$$i_i(n+1) = i_i(n) + hf_i(n) + \frac{h}{L_d}[u_i(n) - e_i(n)] \quad (13)$$

可得 ESO 离散方程为

$$\begin{cases} \hat{i}_i(n+1) = i_i(n) + h f_i(n) + \\ h \beta_{ii} [i_i(n) - \hat{i}_i(n)] + h \hat{e}_i(n) + \frac{h u_i(n)}{L_d} \\ \hat{e}_i(n+1) = \hat{e}_i(n) + h \beta_{ii} [i_i(n) - \hat{i}_i(n)] \end{cases} \quad (14)$$

令 $\varepsilon_i(n) = \hat{i}_i(n) - i_i(n)$, $\eta_i(n) = \hat{e}_i(n) - e_i(n)$, 由式(14)减式(13)可得:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_i(n+1) \\ \eta_i(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \beta_{ii}h & h \\ -\beta_{ii}h & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_i(n) \\ \eta_i(n) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \varepsilon_i(n) \\ \eta_i(n) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)的稳定条件是矩阵 A 所有特征值均在 Z 平面单位圆中, 其特征方程为

$$z^2 - (2 - \beta_{ii}h)z + 1 - \beta_{ii}h + \beta_{ii}h^2 = 0 \quad (16)$$

依据 Jury 稳定判据, 系统稳定性条件为

$$\begin{cases} 0 < 4 - 2\beta_{ii}h + \beta_{ii}h^2 \\ |1 - \beta_{ii}h + \beta_{ii}h^2| < 1 \end{cases} \quad (17)$$

综合式(12)、式(17), 连续和离散系统的稳定性条件均必须得到满足, β_{ii} 可根据以下原则取值:

$$\begin{cases} \beta_{ii}h = 1 \\ \beta_{ii}h^2 = 0.1 \end{cases} \quad (18)$$

1.3 ADRC 设计

经典 ADRC 控制器由 3 部分构成, 分别是 ESO、跟踪微分器(TD)以及非线性误差反馈控制律, 其中又以 ESO 为核心, 其作用是观测系统“总和”扰动对控制系统进行前馈补偿, 达到抑制内、外扰动的目的^[15-16]。

依据 ADRC 理论, 扰动估计的作用是通过反馈将控制对象转换为纯积分环节, 如图 2 所示。

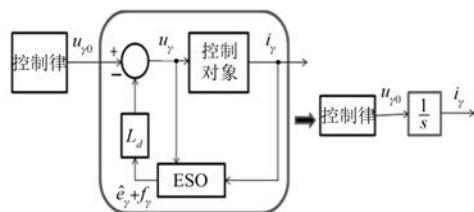


图 2 ESO 的前馈补偿

根据 IPMSM 数学模型, 电流环一阶 TD 可以表示为

$$\begin{cases} \varepsilon_{\gamma,TD} = i_{\gamma,ref} - i_{\gamma,TD} \\ \dot{i}_{\gamma,TD} = r_{\gamma} e_{\gamma,TD} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_{\delta,TD} = i_{\delta,ref} - i_{\delta,TD} \\ \dot{i}_{\delta,TD} = r_{\delta} e_{\delta,TD} \end{cases} \quad (20)$$

由于 ADRC 具有强大的扰动估计和补偿能力, 可使用简单比例控制器作为 ADRC 控制律, 可得:

$$u_{\gamma,0} = k_{\gamma}(i_{\gamma,TD} - i_{\gamma}) \quad (21)$$

$$u_{\delta,0} = k_{\delta}(i_{\delta,TD} - i_{\delta}) \quad (22)$$

由此可得控制信号为

$$u_{\gamma} = u_{\gamma,0} - L_d(\hat{e}_{\gamma} + f_{\gamma}) \quad (23)$$

$$u_{\delta} = u_{\delta,0} - L_d(\hat{e}_{\delta} + f_{\delta}) \quad (24)$$

图 3 为沿着 γ 轴的 ADRC 结构框图。 δ 轴的 ADRC 结构框图与 γ 轴类似, 不再重复。

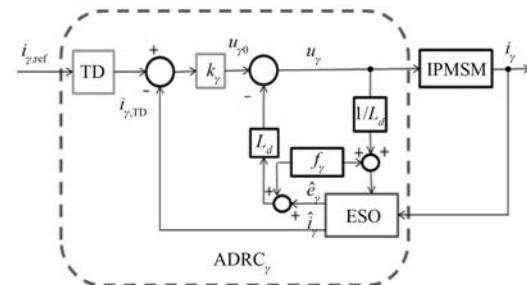


图 3 γ 轴 ADRC 结构框图

2 零低速的无位置传感器控制

由文献[17]可知, 反 EMF 法在永磁电机无位置传感器控制中得到了较好的应用。该方法应用的基础是电机精确的数学模型, 然而在电机转速低于额定转速 10% 工况下, 反 EMF 极小, 以至于该算法无法获得准确的转子位置。为了解决该问题, 本文采用高频电流注入法来估算转子位置, 在达到一定转速时按照一定规则进行算法切换。

2.1 高频电流注入法

沿着 γ 轴的高频电流注入, 可表示为

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma,h} \\ i_{\delta,h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

式中: I_h 、 ω_h 分别为注入高频电流信号的幅值和角频率。

为了便于分析高频电流模型的特性, 假定永磁电机处于稳定状态, $\alpha\beta$ 坐标系下高频电流响应

表示为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & -\sin \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma h} \\ i_{\delta h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \cos \omega_h t \\ \sin \hat{\theta} \cos \omega_h t \end{bmatrix} \quad (26)$$

相应的高频电压响应为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L - \Delta L \cos 2\theta & -\Delta L \sin 2\theta \\ -\Delta L \sin 2\theta & L + \Delta L \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \right) + R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (27)$$

将式(26)代入式(27)可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = & I_h \cos \omega_h t \left(R_s \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} + 2\omega_h \Delta L \begin{bmatrix} \sin(2\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(2\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \right) - \\ & \omega_h I_h \sin \omega_h t \left[\begin{bmatrix} L \cos \hat{\theta} - \Delta L \cos(2\theta - \hat{\theta}) \\ L \sin \hat{\theta} - \Delta L \sin(2\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} + \right. \\ & \left. \omega_h I_h \cos \omega_h t \begin{bmatrix} -L \sin \hat{\theta} + \Delta L \sin(2\theta - \hat{\theta}) \\ L \cos \hat{\theta} + \Delta L \cos(2\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \right] \end{aligned} \quad (28)$$

其中: $L = \frac{L_d + L_q}{2}$; $\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$ 。

由此可得高频电压响应在 $\gamma\delta$ 坐标系下表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{\gamma h} \\ u_{\delta h} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} + \\ 2\omega_h \Delta L I_h \cos \omega_h t \begin{bmatrix} \sin 2(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos 2(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} - \\ \omega_h I_h \sin \omega_h t \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos 2(\theta - \hat{\theta}) \\ \Delta L \sin 2(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} + \\ \hat{\omega} I_h \cos \omega_h t \begin{bmatrix} -\Delta L \sin 2(\theta - \hat{\theta}) \\ L + \Delta L \cos 2(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (29)$$

由式(29)整理可得 δ 轴的电压为

$$u_{\delta h} = u_{\delta h, \sin} \sin \omega_h t + u_{\delta h, \cos} \cos \omega_h t \quad (30)$$

其 中: $u_{\delta h, \sin} = I_h \omega_h \Delta L \sin 2\Delta\theta$; $u_{\delta h, \cos} = I_h [\hat{\omega} L + (\hat{\omega} - 2\omega_h) \Delta L \cos 2\Delta\theta]$ 。

当 $\Delta\theta$ 很小时, 转子位置误差可记为

$$\Delta\theta_h = \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{u_{\delta h, \sin}}{I_h \omega_h \Delta L} \right) \approx \frac{u_{\delta h, \sin}}{2 I_h \omega_h \Delta L} \quad (31)$$

当 $\Delta\theta_h = 0$ 时, 假定的 $\gamma\delta$ 坐标系与实际的 dq

坐标系一致, 考虑到只在假定的 γ 轴上注入高频信号, 因此 $i_{\gamma h} = i_{\delta h} = 0$, 注入的高频电流信号不会产生附加的转矩脉动。

2.2 改进 ADRC 设计

考虑到注入高频电流后, 会产生一定的高频谐波干扰, 在传统 ESO 基础上增设一个谐振调节器抑制电流谐波, 同时利用其前馈控制方式提高电流响应速度。图 4 是 δ 轴改进的 ESO 框图(记为 $\text{ESO}_{\text{HF}, \delta}$), 计算 $u_{\delta h, \sin}$ 的信号处理流程展示在底端框中。沿着 γ 轴方向的改进 ESO 与 δ 轴类似, 不再重复。

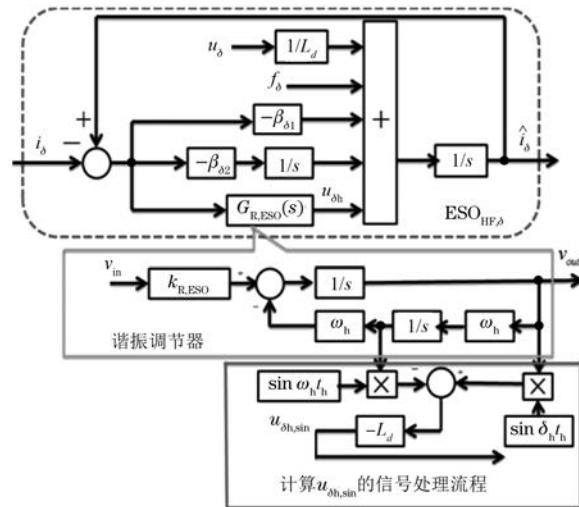


图 4 δ 轴改进的 ESO 框图

由图 4 可得谐振调节器的传递函数为

$$G_{\text{R}, \text{ESO}}(s) = k_{\text{R}, \text{ESO}} \frac{s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (32)$$

式中: $k_{\text{R}, \text{ESO}}$ 为比例系数。

图 5 给出了基于高频电流注入法的 δ 轴 ADRC 原理图。考虑到 δ 轴没有注入高频电流, 因此控制律仍然选用比例调节器。此外, 为了抑

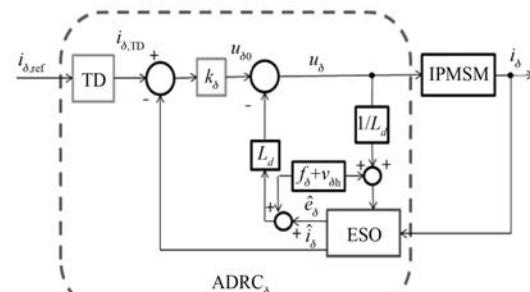


图 5 ADRC 沿 δ 轴的高频注入法示意图

制 γ 轴的高频信号干扰, 谐振调节器需要提供系统零稳态误差^[18]。依据 ADRC 理论, 控制对象需要通过 ESO 补偿成为一阶纯积分环节, 因此谐振调节器需要设计为与比例控制器并联, 可表示为

$$G_{R,CL}(s) = k_{R,CL} \frac{s^2}{s^2 + \omega^2} \quad (33)$$

式中: $k_{R,CL}$ 为比例系数。

图 6 给出了 γ 轴高频电流注入法的 ADRC 的原理图, $G_{R,CL}$ 简单地由 2 个串联积分器实现。

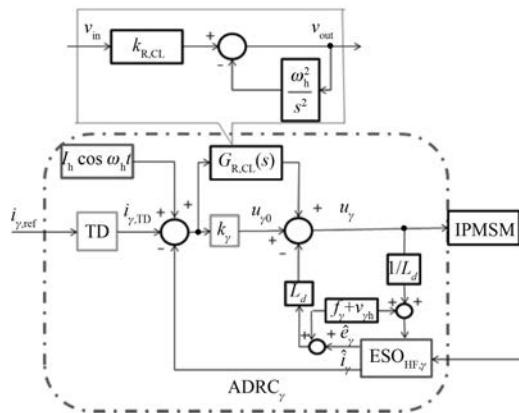


图 6 ADRC 沿 γ 轴高频注入法示意图

3 转子转速及位置估计

综合上文分析, 以转速为依据将永磁电机无位置传感器控制 2 种方案融合在一个控制器中, 如图 7 所示。低速段的转子位置误差信号由高频电流注入法的 $\Delta\theta_h$ 唯一决定, 而中高速段位置误差信号由扩展反 EMF 法的 $\Delta\theta_{ESO}$ 所决定, 转速过渡阶段由 2 种方案加权共同决定。将融合后所得到的转子误差信号输送给软件锁相环 (PLL), G_p (s) 为 PLL 传递函数, 利用 PLL 锁相的功能从误差角 $\Delta\theta$ 中获得转子实际位置:

$$G_p(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} \quad (34)$$

式中: K_1 和 K_2 分别为比例增益和积分增益。

加权函数 f_w 如图 8 所示。其作用是实现高频电流注入法与反 EMF 法之间平滑过渡, 除切换过渡过程外, f_w 为 1 或 0, ω_{p1} 和 ω_{p2} 是速率切换点。为了保证系统的稳定性, 2 种算法融合过渡阶段, 电机正反方向加权函数斜率均固定且一致。

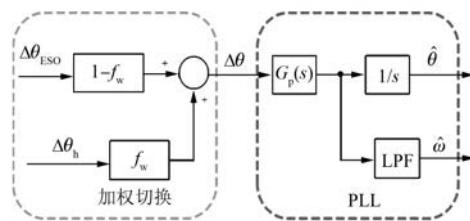


图 7 转子位置混合观测器结构框图

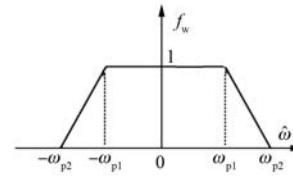


图 8 切换控制加权函数

为了减少白噪声干扰, 估计转速需要通过 LPF 滤波处理, 该方案实现了 2 类无传感器方法的位置观测器的统一设计, 算法简便易实现。基于前述的分析, IPMSM 全转速范围无位置传感器控制系统如图 9 所示。

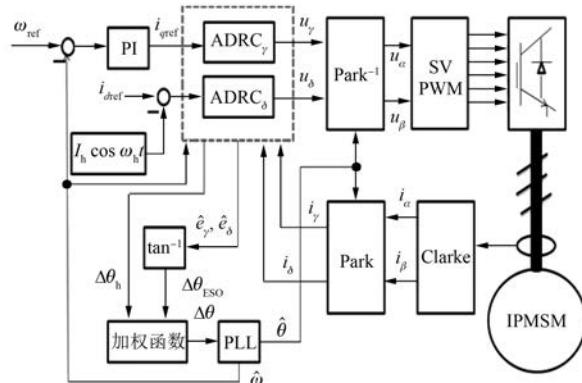


图 9 IPMSM 无位置传感器控制系统

4 试验验证

搭建了基于双闭环矢量控制系统的试验平台, 原理如图 10 所示。将本文混合算法估算的转子位置和速度与编码器测量值进行比较, 试验数据通过示波器输出, 以此作为验证算法在实物系统中有效性的依据。实物平台如图 11 所示。

由图 11 可见, 试验硬件平台包括 4 个模块, 分别为主电路、控制电路、通信以及制动。主电路包括整流、滤波以及逆变等环节, 控制电路包括信

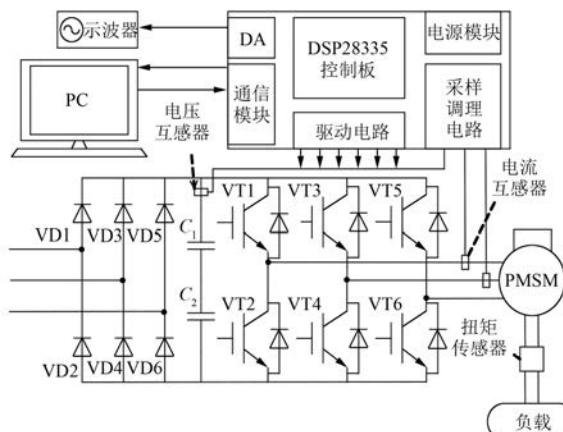


图 10 试验平台结构图

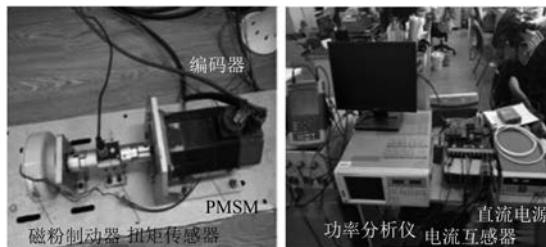


图 11 试验实物平台

号调理、驱动以及通信等模块,上位机PC通过JTAG与处理器DSP实现通信,完成指令的给定或者对试验数据进行记录,永磁电机与同轴的扭矩传感器以及磁粉制动器构成制动模块,其中磁粉制动器用以实现对负载的模拟。

试验用IPMSM参数如表1所示。2个频率切换值 ω_{p1} 和 ω_{p2} 分别设定为50 r/min和100 r/min,空间矢量脉宽调制(SVPWM)转换频率为10 kHz,根据式(20)稳定性分析,ESO观测器参数可设计为 $\beta_{\gamma1}=\beta_{\delta1}=100$, $\beta_{\gamma2}=\beta_{\delta2}=1\,000$,注入高频电流的频率和幅值分别为 $\omega_h=400\pi$ rad/s(200 Hz), $I_h=200$ mA。对于中高速区域,高频电流信号将被屏蔽。PLL的参数是

表1 试验电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定电压/V	200	极对数	4
额定功率/W	750	定子电阻 R_s/Ω	1.6
额定转矩/(N·m)	9.55	d,q 轴电感/mH	2.61, 4.25
额定转速/(r·min ⁻¹)	750	永磁磁链 ψ_f/Wb	0.36

$K_1=90$, $K_2=2\,000$,系统采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略。

4.1 ESO 与 SMO 控制对比

图12和图13给出了SMO控制与ESO控制的对比结果。采用PLL对转速和转子位置进行估计。为了比较ESO与SMO观测器性能,2种方法中所选用的PLL参数一致。在SMO方法中,电流环采用PI调节器。从试验结果可以看出,ESO起步误差明显小于SMO的误差。同样地,ESO的位置及转速稳态误差也比SMO小得多。

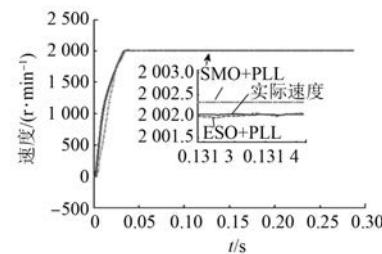


图 12 速度估计对比

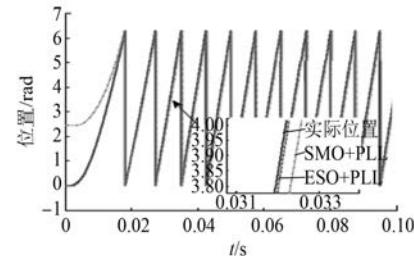


图 13 位置估计对比

4.2 闭环稳态情况

给定速度为105 rad/s,数据采样周期为1.6 kHz。负载设定为1 N·m。图14、图15分别为编码器测量转速与估算转速对比图和转速估算误差图。

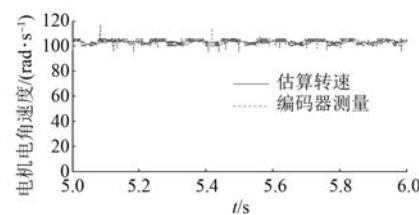


图 14 电机稳态转速对比

从图14和图15可见,稳态时转速虽然存在波动,但是均稳定在给定转速105 rad/s附近,并

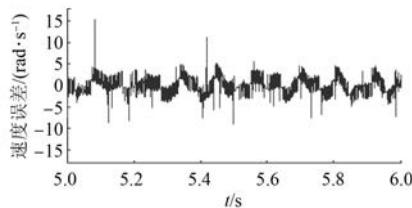


图 15 电机稳态转速误差

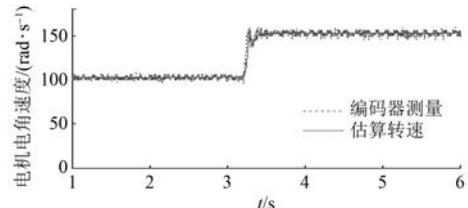


图 18 电动机动态转速对比

且估算转速与编码器测量转速误差保持在 $\pm 5 \text{ rad/s}$ 以内。

如图 16、图 17 所示,当系统稳定后,转子位置角估计曲线与编码器实际测量值高度重合,误差始终保持在 $(-0.1 \pm 0.05) \text{ rad}$ 范围内,可见本文所设计的混合控制系统稳定性和精度均能达到应用要求。

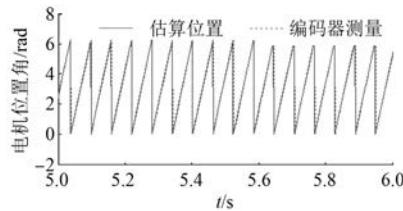


图 16 电机稳态转子位置角

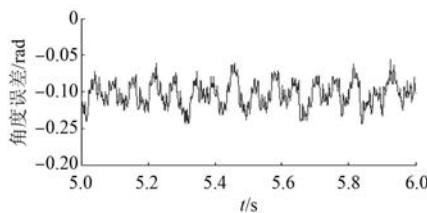


图 17 电机稳态转子位置角误差

4.3 闭环动态情况

设定数据采样频率为 1.6 kHz, 扭矩负载为 1 N·m, 初始给定速度为 105 rad/s。在运行第 3.2 s, 将给定转速阶跃增至 155 rad/s。如图 18 所示, 加速过渡过程用时不到 0.3 s, 最终稳定在 155 rad/s 附近。如图 19 所示, 仅在加速瞬间出现短暂较大误差, 其余时刻转速误差均在 $\pm 5 \text{ rad/s}$ 以内。加速瞬间的较大误差经过分析主要是采用 LPF 导致相位滞后所引起的。

图 20、图 21 分别为闭环动态试验中利用算法估算的转子位置角与编码器测量的位置角曲线

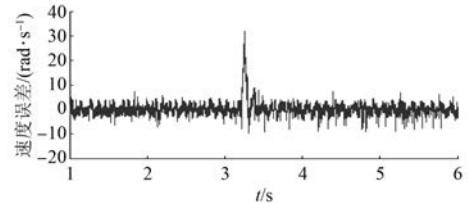


图 19 电动机动态转速误差

和位置角误差曲线。由图 20、图 21 可以看出, 估算位置角与测量位置角曲线高度重合, 仅在第 3.2 s 加速时刻出现一个短暂的误差波动, 加速完成后估算转速迅速与实测值重合, 整个过程误差均稳定在 $(-0.1 \pm 0.05) \text{ rad}$ 以内。

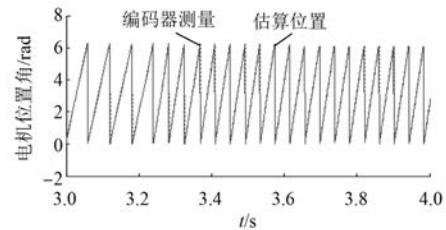


图 20 电机动态转子位置角

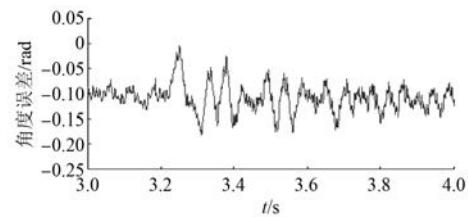


图 21 电机动态转子位置角误差

5 结语

本文提出了基于自抗扰的 IPMSM 全转速范围无位置传感器混合控制方案。在零速及低速区域采用高频电流注入法, 在中高速区域采用反 EMF 积分法, 将 2 种算法集成在一个控制结构

中,在全转速范围内该混合方法均具有较强的鲁棒性。在中高速区域,ESO 被用来估算扩展反EMF,与传统 SMO 相比,速度颤振和相位滞后均明显降低。所提出的混合算法在 DSP 中执行,取得了较好的矢量控制性能。试验结果验证了所提出的混合无位置传感器控制方案的可行性和有效性。

【参考文献】

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等.永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(16): 76.
- [2] DE BELIE F M L, SERGEANT P, MELKEBEEK J A. A sensorless drive by applying test pulses without affecting the average-current samples [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (4): 875.
- [3] ZHENG P, ZHAO J, LIU R, et al. Magnetic characteristics investigation of an axial-axial flux compound structure PMSM used for HEVs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 2191.
- [4] 时维国,刘坤亮.基于 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[J].电机与控制应用,2019,46(7): 39.
- [5] 王高林,杨荣峰,于泳,等.内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法[J].电机与控制学报,2010,14(6): 56.
- [6] 刘颖,周波,冯瑛,等.基于脉振高频电流注入SPMSM 低速无位置传感器控制[J].电工技术学报,2012,27(7): 139.
- [7] 胡庆波,孙春媛.永磁同步电机全速范围无速度传感器控制[J].电机与控制学报,2016,20(9): 73.
- [8] PIIPPO A, HINKKANEN M, LUOMI J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (2): 570.
- [9] SHI Y, SUN K, HUANG L, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169.
- [10] PREINDL M, SCHALTZ E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4087.
- [11] 刘计龙,肖飞,麦志勤,等. IF 控制结合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器复合控制策略[J].电工技术学报,2018,33(4): 919.
- [12] CHEN Q, DONG F, TAO L, et al. Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor system based on active disturbance rejection control [C]//2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2016.
- [13] 杜博超,韩守亮,张超,等.基于自抗扰控制器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2017,32(3): 105.
- [14] 吴少风,单忠.基于脉振高频方波注入的永磁同步电机无位置传感器磁场定向控制[J].电机与控制应用,2020,47(1): 41.
- [15] 唐彬彬,徐道明,吴若懿.永磁同步电机自抗扰控制调速系统[J].电机与控制应用,2020,47(3): 12.
- [16] 徐晨栋,尹泉,罗慧,等.永磁同步电机无位置估计误差的滑模观测器无速度传感器控制方法[J].电机与控制应用,2019,46(12): 1.
- [17] ZHAO Y, QIAO W, WU L. An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5618.
- [18] HINKKANEN M, TUOVINEN T, HARNEFORS L, et al. A combined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 601.