

高阶滤波型永磁同步电机电 流级联观测方法

胡陆阳, 许家群*

(北京工业大学 信息科学技术学院, 北京 100124)

Current Cascade Observation Method for High-Order Filtered PMSM

HU Luyang, XU Jiaqun*

(School of Information Science and Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: [Objective] Aiming at the difficulty of directly detecting the current in permanent magnet synchronous motor (PMSM) equipped with inductor-capacitor-transformer (LCT) high-order filter, this paper proposes a current cascaded observation method based on an extended state observer (ESO) and a Luenberger state observer (LSO). [Methods] The novel ESO cascaded method proposed in this paper required only the inverter-side current signal. The intermediate system state was obtained through the LSO, and disturbances were estimated and compensated in real-time by the ESO, achieving high-precision observation of the motor current. [Results] The experimental results showed that, under rated conditions, the motor current observation error was reduced by 3.2% with the novel ESO cascaded method proposed in this paper compared to the traditional LSO. [Conclusion] The proposed method achieves high-precision observation of high-order filtered PMSM current without requiring additional sensors or hardware modifications, effectively reducing system complexity and cost.

Key words: permanent magnet synchronous motor; inductor-capacitor-transformer high-order filter; extended state observer; current cascade observation

摘要: [目的] 针对采用电感-电容-陷波(LCT)高阶滤波型永磁同步电机(PMSM)电流难以直接检测的问题, 本文提出了一种基于扩张状态观测器(ESO)与龙伯格状态观测器(LSO)的电流级联观测方法。[方法] 本文所提新型 ESO 级联方法仅需逆变器侧电流信号, 通过 LSO 获取系统中间状态, 并利用 ESO 实时估计与补偿扰动, 实现电机电流的高精度观测。[结果] 试验结果表明, 在额定工况下, 本文所提新型 ESO 级联方法相比于传统 LSO, 电机电流观测误差降低 3.2%。[结论] 本文所提方法能够实现高阶滤波型 PMSM 电流的高精度观测, 且无需额外传

感器和硬件改动, 有效降低了系统复杂度和成本。

关键词: 永磁同步电机; 电感-电容-陷波高阶滤波器; 扩张状态观测器; 电流级联观测

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 凭借高功率密度和高效率, 得到了广泛应用^[1-3]。PMSM 通常由电压源逆变器驱动, 该方式会引入显著的高频电流谐波与电磁噪声。为抑制谐波, 在逆变器与 PMSM 之间串联 LCL 或 LC 滤波器^[4-7]。其中, LC 滤波器结构简单、成本较低, 可与电机定子电感共同构成 LCL 滤波器, 在高频段具备 -60 dB/decade 的衰减特性^[8-10], 因而被广泛采用, 但其对开关频率附近谐波的抑制能力有限。为进一步减少总电感, 降低系统体积与质量, LLCL 型滤波器被提出并受到关注, 其总电感可降低 25~40%, 并且可以针对性地滤除特定频率处的电流谐波^[11-12], 但该滤波器高频段衰减速率仅为 -20 dB/decade, 导致其高频滤波效果变差。鉴于以上已有滤波器存在的不足, 本文主要研究电感-电容-陷波 (Inductor-Capacitor-Trap, LCT) 高阶滤波器, 通过在滤波电容两端并联陷波支路, 使其保持 LCL 滤波器优异高频衰减特性同时, 能够针对性滤除开关频率附近的电流谐波^[13-14]。

但是, 在逆变器与电机之间加装的滤波器因体积较大而难以集成于电机控制器内部, 导致电机电流获取困难。滤波器的特性导致逆变器侧和电机侧电流的幅值、相位不一致。如果直接用逆

变器侧电流做反馈,则会降低系统整体性能^[15-16]。因此,在采用 LCT 高阶滤波器的 PMSM 系统中,为了实现良好的控制性能,需要基于逆变器侧电流重构电机电流。

近年来,基于逆变器侧电流重构电机电流的方法,在 LC 滤波的 PMSM 系统中已有研究。文献[17]采用龙伯格状态观测器(Luenberger State Observer, LSO)估计电机电流。文献[18]针对无位置传感器控制提出采用比例积分(Proportional-Integral, PI)观测器重构电机电流,该观测器本质上是 LSO 的一种实现形式,通过比例和积分环节对误差进行动态补偿。LSO 结构简单、计算负担轻,但其线性特性决定了其对系统谐波及外部扰动的抑制能力有限,导致观测精度在复杂工况下显著下降。为提高观测精度和鲁棒性,前期研究中提出高阶扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)电机电流重构方法^[19],观测误差降低 6%,表现出优异的动态状态变量的估计能力。然而,高阶 ESO 在提升性能的同时也引入了较多可调参数,增加了系统设计与整定的复杂度。

相比传统 LC 滤波器,本文研究的 LCT 滤波器电机系统结构更复杂、模型阶数更高、状态变量更多,导致前述观测器难以适用且设计困难。为准确获取电机电流,本文提出低阶 ESO 与 LSO 相结合的新型级联观测方法,基于逆变器侧电流,通过级联观测器即可实现 LCT 高阶滤波系统电机电流的高精度观测。其中,低阶 ESO 能够有效补偿 LSO 在扰动估计上的不足,而 LSO 则通过提供关键状态估计,克服了低阶 ESO 对电机侧硬件传感器的依赖,二者相结合的新型级联方法在显著提升电机电流观测精度的同时,有效降低了系统复杂度与整体成本。

1 LCT 滤波型 PMSM 模型

LCT 高阶滤波型 PMSM 系统功率回路如图 1 所示。LCT 滤波器布置在两电平三相逆变器和电机之间,电容支路及陷波支路采用星形接法。图中, U_{dc} 为直流母线电压; C_{dc} 为母线支撑电容; i_{invx} 、 u_{invx} ($x=a, b, c$) 分别为逆变器侧相电流、相电压; i_{sx} 、 u_{sx} 分别为电机侧相电流、相电压; i_{Tx} 、 u_{CTx} 分别为陷波支路电流、电容电压; L_f 为滤波

电感; C_f 为滤波电容; L_T 为陷波支路电感; C_T 为陷波支路电容。

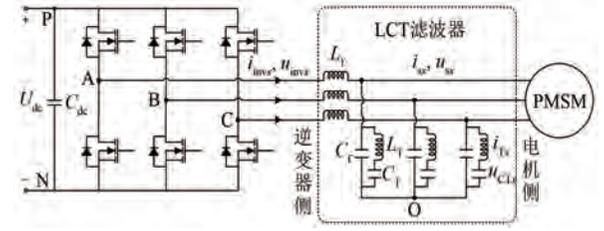


图 1 LCT 滤波型 PMSM 功率回路

Fig. 1 LCT filtered PMSM power circuit

由图 1 可得,LCT 滤波型与电机电感 L_s 构成了五阶系统,在三相自然坐标系中,该系统模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_{invx} = (u_{invx} - u_{sx})/L_f \\ \dot{i}_{Tx} = (u_{sx} - u_{CTx})/L_T \\ \dot{u}_{CTx} = i_{Tx}/C_T \\ \dot{u}_{sx} = (i_{invx} - i_{sx} - i_{Tx})/C_f \\ \dot{i}_{sx} = (u_{sx} - e_{sx} - i_{sx}R_s)/L_s \end{cases} \quad (1)$$

式中: e_{sx} 为电机反电动势; R_s 为定子电阻。

根据式(1),在 d - q 轴坐标系中,LCT 高阶滤波表贴式 PMSM 的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_{sd} = L_d \dot{i}_{sd} + i_{sd}R_s - \omega_e L_q i_{sq} \\ u_{sq} = L_q \dot{i}_{sq} + i_{sq}R_s + \omega_e (L_d i_{sd} + \psi_f) \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{sd} 和 u_{sq} 、 i_{sd} 和 i_{sq} 分别为电机侧 d 、 q 轴电压、电流; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感,且 $L_d = L_q = L_s$; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

受限于电机制造工艺设计约束,PMSM 的气隙磁场难以实现理想的正弦分布,因而会在永磁体磁链中引入谐波分量^[20]。在 d - q 轴坐标系中,考虑谐波定子磁链可表示为

$$\begin{cases} \psi_{fd} = \psi_{fd0} + \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{fd6n} \cos(6n\omega_e t) \\ \psi_{fq} = \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{fq6n} \cos(6n\omega_e t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: ψ_{fd} 、 ψ_{fq} 分别为 d 、 q 轴磁链谐波; ψ_{fd0} 为磁链基波幅值; ψ_{fd6n} 、 ψ_{fq6n} 分别为 d 、 q 轴的 $6n$ 次磁链谐波幅值。

由于逆变器开关器件存在死区时间,其实际输出电压会偏离理想调制信号,产生非线性畸变^[21-22],该畸变电压可建模为误差电压,在 d - q 轴坐标系下,其表达式为

$$\begin{cases} \Delta u_d = -\frac{4T_d}{\pi T_s} U_{dc} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{12k \sin(6k\omega_e t)}{36k^2 - 1} \\ \Delta u_q = -\frac{4T_d}{\pi T_s} U_{dc} \left[-1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2\cos(6k\omega_e t)}{36k^2 - 1} \right] \end{cases} \quad (4)$$

式中: Δu_d 、 Δu_q 分别为 d 、 q 轴的电压误差; T_s 为电流采样时间; T_d 为逆变器死区时间。

由上述分析可知, 永磁体磁链谐波与逆变器死区效应引起的电压畸变是系统中最为主要的电流谐波扰动源。这两类扰动会直接作用于电流环, 导致电流波形畸变, 从而降低系统的控制精度。

2 电机电流级联观测方法

2.1 ESO 设计

ESO 可以重构系统中难以直接测量的关键状态变量, 还可实时估计由模型不确定性、非线性动态及外部扰动构成的扰动, 并将其前馈至控制回路以有效补偿扰动对系统的影响, 从而在不增加硬件传感器的前提下, 显著提升系统的抗干扰能力、动态响应速度与控制鲁棒性^[23-25]。

本文 ESO 基于 α - β 静止坐标系设计, 其结构如图 2 所示。

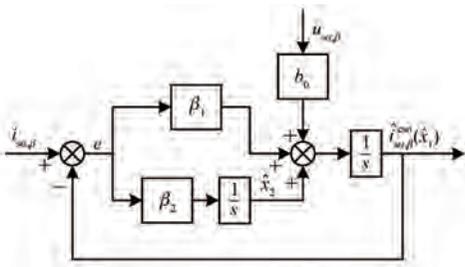


图 2 ESO 结构

Fig. 2 Structure of ESO

图 2 中, $i_{s\alpha,\beta}$ 、 $u_{s\alpha,\beta}$ 分别为 α - β 轴系的电机侧电流、电压; b_0 为系统控制增益的估计值; β_1 、 β_2 分别为电流观测回路、扰动观测回路的增益; \hat{x}_2 为扰动观测回路 x_2 的估计值; e 为电流观测误差; $i_{s\alpha,\beta}^{\text{eso}}(\hat{x}_1)$ 为电流观测回路 x_1 的估计值。

建立 LCT 高阶滤波型 PMSM 的电流数学模型, 如式(5)所示:

$$L_s \cdot \frac{di_{s\alpha,\beta}}{dt} = u_{s\alpha,\beta} - e_{s\alpha,\beta} - i_{s\alpha,\beta} R_s \quad (5)$$

式中: $e_{s\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系电机侧反电势。

根据式(5)可构建状态空间方程, 如式(6)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f(t) \quad (6)$$

式中: x_1 、 x_2 为状态空间方程的变量, $x_1 = i_{s\alpha,\beta}$, $x_2 = f(t)$, $f(t)$ 为包含已知扰动和未知扰动的增广状态变量; $u = u_{s\alpha,\beta}$ 。

联立式(5)和式(6), 可得:

$$x_2 = -b \cdot e_{s\alpha,\beta} + (b - b_0) \cdot u \quad (7)$$

式中: $b = -1/L_s$ 为系统控制增益; $b_0 = -1/L_{s,0}$, $L_{s,0}$ 为 L_s 的标称值。

ESO 主要对系统中的扰动进行观测估计, 通过前馈对扰动进行补偿, 从而抑制扰动对系统的影响。建立 ESO 方程, 如式(8)所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} (x_1 - \hat{x}_1) = \underbrace{\begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{M}} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} x_1 \quad (8)$$

根据文献[26]所提到的极点配置法对 ESO 中 β_1 和 β_2 进行参数整定, 结合式(6), 可推导出观测器的特征方程为

$$|sI - \tilde{M}| = s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_{\text{eso}})^2 \quad (9)$$

式中: I 为单位矩阵; ω_{eso} 为 ESO 观测带宽。

由式(9)可知, ESO 的两个增益需满足 $\beta_1 = 2\omega_{\text{eso}}$, $\beta_2 = \omega_{\text{eso}}^2$, 且 $\beta_1 > 0$, $\beta_2 > 0$ 。根据图 2 所示的结构, 可推导出 ESO 输出电流估计与实际电机电流之间的传递函数为

$$G_{i_s}^{\text{eso}}(s) = \frac{\hat{x}_1}{x_1} = \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \quad (10)$$

根据图 2 可推导出 ESO 扰动估计与实际扰动的传递函数为

$$G_d^{\text{eso}}(s) = \frac{\hat{x}_2}{x_2} = \frac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} \quad (11)$$

式(10)和式(11)对应的 Bode 图如图 3、4 所示。图 3 反映了 ESO 动态跟踪电机电流的性能, 其带宽大小直接影响观测器对实际电流变化的响应速度与幅值精度。随着 ESO 观测带宽的提高, 系统对实际电机电流的跟踪能力逐渐增强, 但过宽的带宽会引入明显的噪声与谐波干扰, 反而导致观测

性能下降。图4展示了ESO对系统总扰动的估计能力,其性能决定观测器能否准确识别,并补偿由模型不确定性与外部扰动引起的动态偏差。

ESO能够实现直流扰动及缓变交流扰动的无稳态误差估计,从而实现对系统扰动的有效补偿,对快速变化的高频交流扰动信号无法实现准确的观测与补偿。因此,ESO带宽的选择需要在系统稳定性与动态响应之间取得平衡。理论上,增加带宽可提升对实际状态的跟踪速度与扰动估计精度,但过宽的带宽也会引入高频噪声。文献[27-29]基于稳定性判据指出,为保持观测器系统稳定,其带宽通常与系统采样频率相关,并满足约束条件 $0 < \omega_{eso} < 2/T_s$ 。综合考虑跟踪性能与噪声干扰,本文最终选取观测带宽 $\omega_{eso} = 2000 \text{ rad/s}$, 电流观测回路增益 $\beta_1 = 4000$, 扰动观测回路增益 $\beta_2 = 4 \times 10^6$ 。

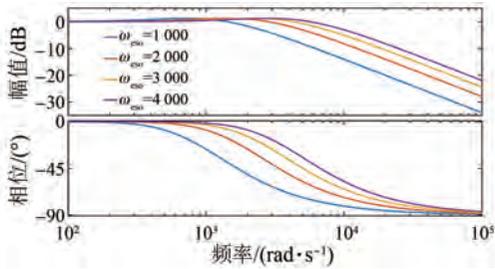


图3 ESO 电流观测性能

Fig. 3 The current observation performance of ESO

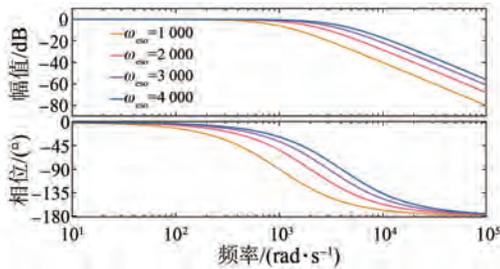


图4 ESO 扰动观测性能

Fig. 4 The disturbance observation performance of ESO

2.2 LSO 设计

上述ESO虽能实现强鲁棒性的电流观测,但其输入需依赖电机侧电流与电压信息。相比之下,适用于传统LC滤波器的LSO相对结构简单、阶数较低,而LCT滤波器系统由于观测变量增多,所需LSO的阶数也相应更高。

本文引入LSO,对ESO所需全部状态变量进行实时估计,无需电机侧的额外传感器,由此简化

系统结构并降低硬件成本,结构框图如图5所示。

建立LSO方程,如式(12)所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A\hat{z} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ y = C \cdot \hat{z} \end{cases} \quad (12)$$

$$\hat{z} = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2 \ \hat{z}_3 \ \hat{z}_4 \ \hat{z}_5 \ \hat{z}_6]^T \quad (13)$$

式中: $z_1 = i_{inv\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系逆变器侧电流; $z_2 = i_{T\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系陷波支路电流; $z_3 = i_{s\alpha,\beta}$; $z_4 = u_{s\alpha,\beta}$; $z_5 = u_{T\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系陷波支路电压; $z_6 = \Delta u_{inv\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系逆变器侧电压误差; $u = [u_{inv\alpha,\beta} \ e_{s\alpha,\beta}]$, $u_{inv\alpha,\beta}$ 为 α - β 轴系逆变器侧电压; \hat{y} 对 y 进行观测; L 为误差反馈增益矩阵, $L = [L_1 \ L_2 \ L_3 \ L_4 \ L_5 \ L_6]^T$; C 为输出矩阵, $C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_T} & -\frac{1}{L_T} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{C_T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

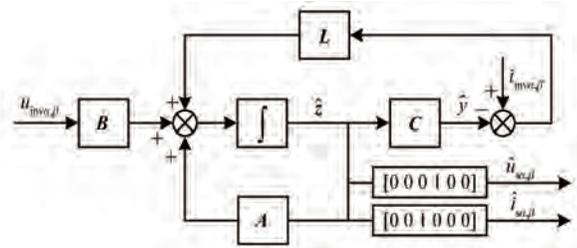


图5 LSO 结构

Fig. 5 Structure of LSO

α - β 轴系逆变器侧电压 $u_{inv\alpha,\beta}$ 可由三相静止坐标系电压计算,再经坐标变换得到:

$$\begin{cases} u_{inva} = (2T_a - T_b - T_c)U_{dc}/3 \\ u_{invb} = (-T_a + 2T_b - T_c)U_{dc}/3 \\ u_{invc} = (-T_a - T_b + 2T_c)U_{dc}/3 \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} u_{inv\alpha} = (2u_{inva} - u_{invb} - u_{invc})/\sqrt{3} \\ u_{inv\beta} = (u_{invb} - u_{invc})/\sqrt{3} \end{cases} \quad (15)$$

式中: T_a 、 T_b 和 T_c 为逆变器输出脉宽调制占空比。

为满足实际控制要求, 对式 (12) 进行离散化, 可得:

$$\begin{cases} \hat{z}(k+1) = \mathbf{G}\hat{z}(k) + \mathbf{H}u(k) + \mathbf{L}[y(k) - \hat{y}(k)] \\ y = \mathbf{C} \cdot \hat{z}(k) \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \mathbf{G} = \mathbf{I} + T_s \mathbf{A} \\ \mathbf{H} = T_s \mathbf{B} \end{cases} \quad (17)$$

式 中:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0.9615 & -0.9615 & 0 \\ 0 & 0 & 0.996 & 0.0125 & 0 & 0 \\ 3 & -3 & -3 & 1 & 0 & 3 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0125 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

式(16)中的增益矩阵 \mathbf{L} 决定了状态观测的有效性和观测器的动态响应速度。因此, 当观测器系统矩阵 $(\mathbf{G}-\mathbf{L}\mathbf{C})$ 的特征值位于 z 平面的单位圆内时, 观测器误差趋向于零。由于系统矩阵特征值越靠近原点, 观测器的动态性能

越好, 本文选择将 $(\mathbf{G}-\mathbf{L}\mathbf{C})$ 的 6 个特征值配置为 0, 其观测器误差的特征多项式如式 (18) 所示:

$$\det(z\mathbf{I} - \mathbf{G} + \mathbf{L}\mathbf{C}) = (z - 0)^6 \quad (18)$$

将 \mathbf{G} 、 \mathbf{L} 、 \mathbf{C} 代入式 (17), 计算得到增益矩阵 $\mathbf{L} = [6.00 \quad -111.29 \quad -276.27 \quad -180.39 \quad 92.36 \quad -285.00]^T$ 。

2.3 电机电流级联观测控制系统

基于级联观测器的 LCT 高阶滤波型 PMSM 系统控制框图如图 6 所示。电流环采用 $i_d = 0$ 的控制策略, 将转速环输出 i_{qref} 作为 q 轴电流参考值, 基于逆变器电流进行级联观测, 并经坐标变换得到电机电流 $\hat{i}_{sd,q}^{eso}$, 与给定电流 $i_{d,qref}$ 比较的差值经 PI 控制器生成 d 轴和 q 轴的参考电压, 再经坐标变换和空间矢量脉宽调制驱动逆变器。

将图 2 (ESO 结构) 与图 5 (LSO 结构) 级联, 即构成完整的电机电流复合观测器。该观测器以采样的逆变器电流 $i_{inv\alpha,\beta}$ 与计算的逆变器电压 $u_{inv\alpha,\beta}$ 作为输入, 通过 LSO 获取虚拟观测的电机电流 $\hat{i}_{s\alpha,\beta}$ 与电压 $\hat{u}_{s\alpha,\beta}$ 。ESO 以上述虚拟观测信号作为输入, 实时估计系统扰动 \hat{x}_2 , 并前馈至电流观测支路进行动态补偿, 从而实现电机电流信号 \hat{x}_1 的准确观测。由此可知, 该级联观测方法无需电机侧的额外传感器。

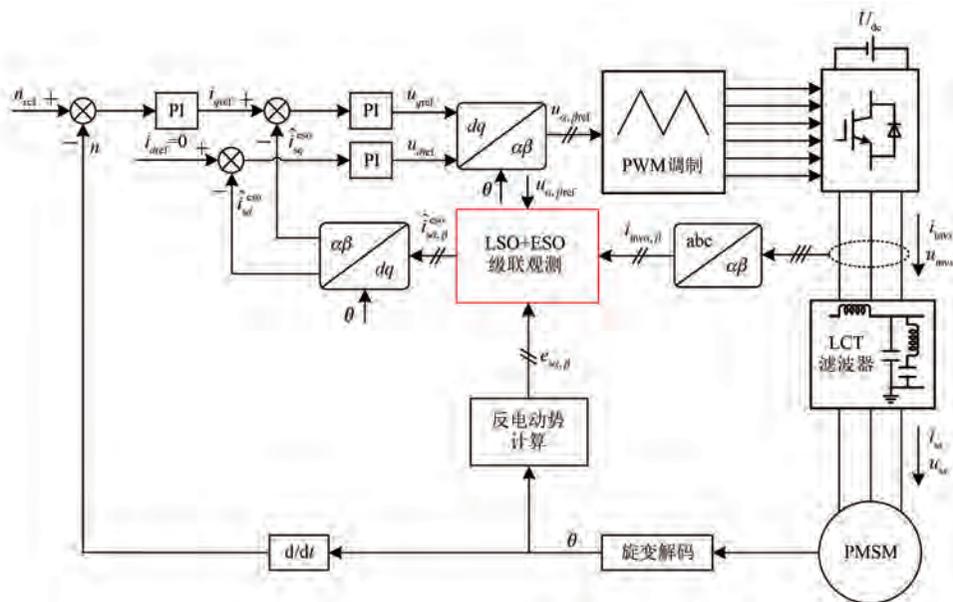


图 6 LCT 高阶滤波型 PMSM 级联观测器控制框图

Fig. 6 Control block diagram of LCT high-order filtered PMSM with cascaded observation

3 试验结果

基于级联观测 LCT 高阶滤波型 PMSM 系统模拟试验平台,如图 7 所示,该平台主要由三相 PMSM、LCT 滤波器、基于 TMS320F28335 主控芯片的自主研发控制器、北京三晶创业公司 JN338 型转速转矩传感器、JN338 型转速转矩仪、Tek-MDO3024 示波器以及兰陵机电 FZ100J/Y 磁粉制动器等关键部件组成。电机控制器内电流传感器测量逆变器侧相电流,而用于校验观测精度的电机实际相电流通过另外的电流传感器测得。电机系统参数如表 1 所示。选取额定(500 r/min、21 N·m)与半速半载(200 r/min、10 N·m)两种典型工况进行测试,通过对比观测电流与实际电流的幅值差异,评估电流观测的准确性。

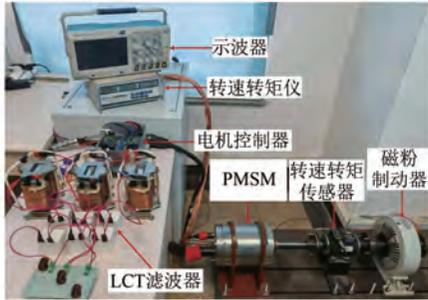


图 7 试验台架

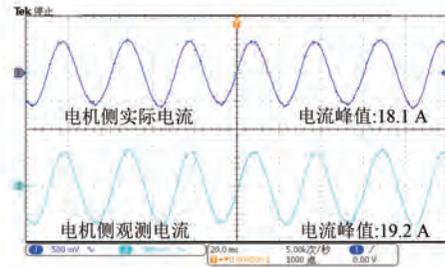
Fig. 7 Experimental test platform

表 1 PMSM 系统参数

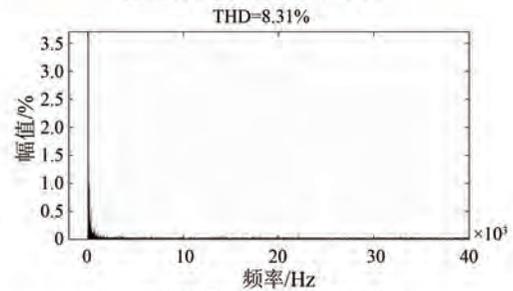
Tab. 1 Parameters of PMSM system

参数名称	参数值
额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	500
额定转矩 $T/(N \cdot m)$	21
滤波电感 L_f/mH	0.3
滤波电容 $C_f/\mu F$	5
陷波电感 $L_T/\mu H$	15.6
陷波电容 $C_T/\mu F$	5
定子电感 L_s/mH	1.2
定子电阻 R_s/Ω	0.32
开关频率 f_{sw}/kHz	18
采样时间 $T_s/\mu s$	15
观测带宽 $\omega_{eso}/(rad \cdot s^{-1})$	2 000
电流观测回路增益 β_1	4 000
扰动观测回路增益 β_2	4×10^6

额定工况(500 r/min、21 N·m)、半速半载工况(200 r/min、10 N·m)传统 LSO 观测电机相电流试验结果分别如图 8、9 所示,额定工况、半载工况新型 ESO 级联观测电机相电流试验结果如图 10、11 所示。将峰值观测电流误差和实际电机电流的比值定义为观测相对误差,并对两种方法的观测电流进行了谐波快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析。试验数据如表 2 所示。



(a)电机实际电流与观测电流



(b)电机侧观测电流FFT分析

图 8 额定工况传统 LSO 观测试验结果

Fig. 8 Experimental results under traditional LSO observation at rated condition

由图 8~11 和表 2 可知,在两种测试工况下,本文所提新型 ESO 级联方法的电流观测精度均优于传统 LSO 及高阶 ESO^[19]方法。相比于传统 LSO,本文所提新型 ESO 级联方法的电流观测相对误差明显降低:在 500 r/min、21 N·m 的额定工况下可降低 3.2%,在 200 r/min、10 N·m 的半速半载工况下可降低 2.2%。相较高阶 ESO 的 6% 观测精度^[19],本文所提方法观测误差进一步减小,表明本文所提 ESO 级联观测方法具有较高的观测精度。此外,由观测电流谐波可知,新型 ESO 级联方法具有较强的扰动观测与抑制能力,不同运行工况下的观测电流总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)均低于传统 LSO,表明该方法在实现高精度观测的同时,能有效改善电流波形质量。

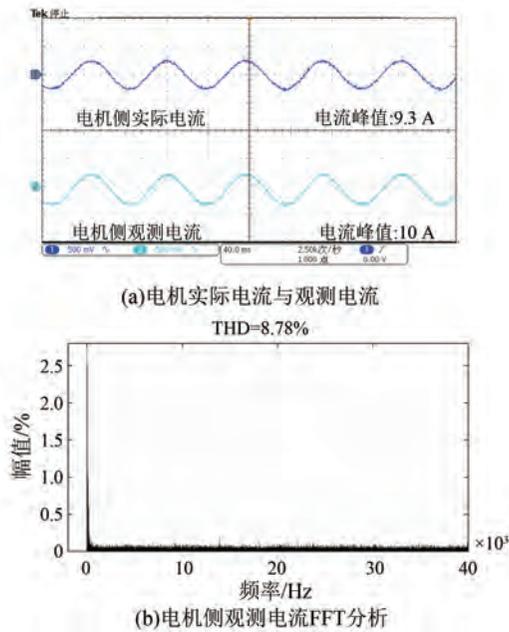


图 9 半速半载工况传统 LSO 观测试验结果
 Fig. 9 Experimental results under traditional LSO observation at half-speed and half-load condition

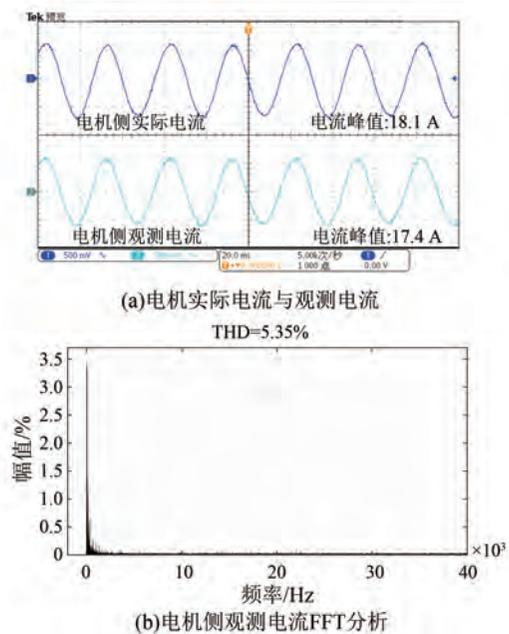


图 10 额定工况新型 ESO 级联观测试验结果
 Fig. 10 Experimental results under novel ESO cascaded observation at rated condition

在电机电感参数设置为实际值 0.5 倍的失配条件下, 两种工况观测电流波形及其 FFT 结果如图 12、13 所示。试验结果表明, 参数失配情况下本文所提 ESO 级联观测方法在 500 r/min、21 N·m 的额定工况下观测误差为 4.42%, 在 200 r/min、10 N·m

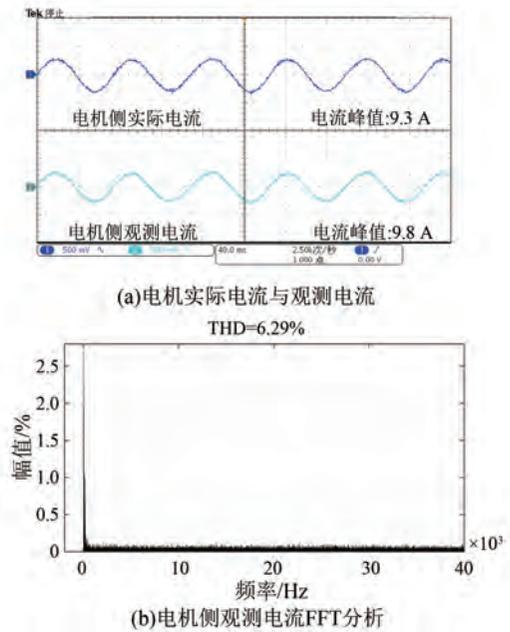


图 11 半速半载工况新型 ESO 级联观测试验结果
 Fig. 11 Experimental results under novel ESO cascaded observation at half-speed and half-load condition

半速半载工况下观测误差为 4.3%, 相比正常电感参数, 仍能保持较高的电流观测精度, 说明该方法对电机参数变化具有较强的鲁棒性。

表 2 电机电流观测结果

Tab. 2 Observation results of motor current

工况	观测方法	实际电流/A	观测误差/%	THD/%
500 r/min, 21 N·m	LSO	18.1	6.08	8.31
	ESO 级联	18.1	3.87	5.35
200 r/min, 10 N·m	LSO	9.3	7.53	8.78
	ESO 级联	9.3	5.38	6.29

4 结语

本文针对 LCT 高阶滤波型 PMSM 的电流观测问题, 提出了一种基于 ESO 与 LSO 的新型级联观测方案。该方法仅需要检测逆变器侧电流, 通过 LSO 获取系统中间状态, 并将其作为 ESO 的输入, 由 ESO 实时估计并补偿系统扰动, 从而实现电机电流的准确估计。试验结果表明, 本文所提新型 ESO 级联方法可实现高阶滤波型 PMSM 的电流观测, 相较于传统 LSO 具有更高的观测精度。与高阶 ESO 相比, 本文所提新型 ESO 级联方法在取得更优观测精度的同时, 仅需调节更少的 ESO 参数, 降低了设计与整

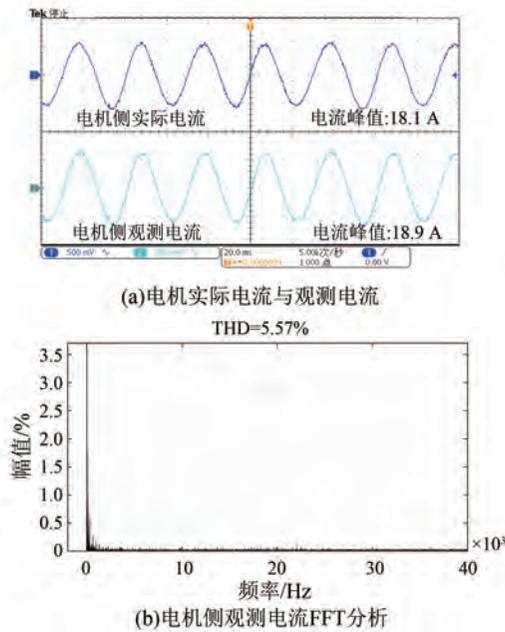


图 12 额定工况、电感参数失配时,新型 ESO 级联观测试验结果

Fig. 12 Experimental results under novel ESO cascaded observation at rated condition with inductance parameter mismatch

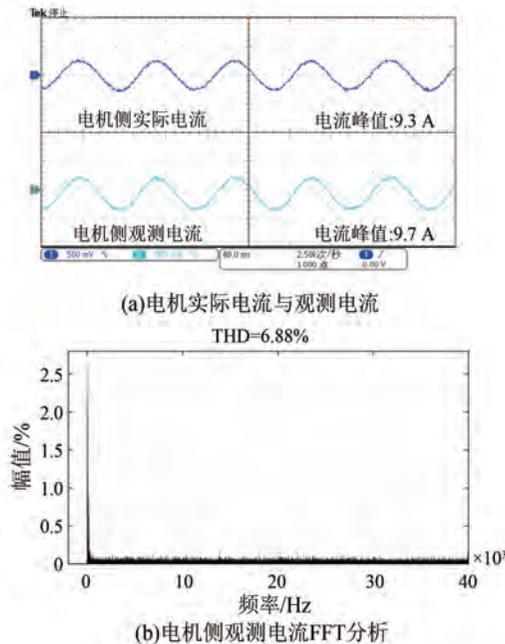


图 13 半速半载工况、电感参数失配时,新型 ESO 级联观测试验结果

Fig. 13 Experimental results under novel ESO cascaded observation at half-speed and half-load condition with inductance parameter mismatch

定负担。同时,因无需电机侧额外传感器或硬

胡陆阳,等:高阶滤波型永磁同步电机电流级联观测方法

件改动,本文所提方法可以有效降低电机系统复杂度和成本。

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

胡陆阳负责方案设计、试验研究及论文撰写,许家群对全文进行了审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experiment research, and paper writing were completed by Hu Luyang. The entire manuscript was reviewed and revised by Xu Jiaqun. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] Zheng C M, Xie M, Dong X X, et al. Modulated model predictive current control with active damping for LC-filtered PMSM drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4): 3848-3861.
- [2] 白学森. 电动汽车驱动用分数槽永磁同步电机电磁噪声优化[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(6): 60-65.
- [3] Bai X S. Electromagnetic noise optimization of fractional-slot permanent magnet synchronous motor for electric vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(6): 60-65.
- [4] 陈瑶, 张钊源, 冯鑫鹏, 等. 基于复合控制的永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 30-37.
- [5] Chen Y, Zhang Z Y, Feng X P, et al. Suppression strategy of current harmonic in permanent magnet synchronous motor based on compound control [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7): 30-37.
- [6] Zhu Z C, Deng J, Ouyang H M, et al. Optimized sampling mechanism for full-state feedback current control of LCL-equipped high speed PMSMs for fuel cell air compressor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 3386-

- 3397.
- [5] Zhang Y, Wang H J, Gerada C. Rotor eddy current loss and multiphysics fields analysis for a high-speed permanent magnet machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(6): 5100-5111.
- [6] Li S J, Lin H. A capacitor-current-feedback positive active damping control strategy for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(6): 6462-6474.
- [7] Geng W W, Zhang Z R, Li Q. Analysis and experimental verification of a conventional inverter with output LC filter to drive ironless stator axial-flux PM motor [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 7(4): 2600-2610.
- [8] 高大朋, 骆攀, 李杰, 等. 一种基于电容电流有源阻尼的带 LC 输出滤波器永磁同步电机驱动系统谐振抑制策略[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(6): 634-645.
- Gao D P, Luo P, Li J, et al. A resonant suppression strategy for permanent magnet synchronous motor drive system with LC output filter based on capacitive current active damping [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(6): 634-645.
- [9] Filho J D A O, Bressanini G L, Silva P F, et al. Active damping of LCL resonance in grid-connected inverters through capacitor-voltage feedback and the Parks-McClellan algorithm [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2025, 13(3): 3397-3410.
- [10] 杨旭红, 王阔妹. 一种改进的 LCL 并网逆变器控制方法的研究[J]. *电机与控制应用*, 2017, 44(9): 67-70.
- Yang X H, Wang T S. Research on improved control method of LCL grid connected inverter [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2017, 44(9): 67-70.
- [11] 周佳新, 姚宇, 彭飞, 等. 带 LLCL 滤波器的高速永磁同步电机低载波比电流阻尼控制器设计[J]. *中国电机工程学报*, 2025, 45(19): 7743-7755.
- Zhou J X, Yao Y, Peng F, et al. Current damping controller for high-speed permanent magnet synchronous motor with LLCL filter under low carrier ratio conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2025, 45(19): 7743-7755.
- [12] Yao Y, Zhou J X, Peng F, et al. Single current feedback active damping control for high-speed PMSM with LLCL filter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(8): 10034-10047.
- [13] Li F, Zhang X, Zhu H, et al. An LCL-LC filter for grid-connected converter: Topology, parameter, and analysis [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 30(9): 5067-5077.
- [14] Xu J B, Yang J, Ye J, et al. An LTCL filter for three-phase grid-connected converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 29(8): 4322-4338.
- [15] Mishra P, Maheshwari R. Design, analysis, and impacts of sinusoidal LC filter on pulse width modulated inverter fed-induction motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(4): 2678-2688.
- [16] Xu J Q, Zhang R T, Jia P F, et al. Multivariable feedback damping control of LC-filtered PMSM for resonance suppression with fast dynamic response [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2025, 13(3): 3618-3630.
- [17] Walz S, Liserre M. Hysteresis model predictive current control for PMSM with LC filter considering different error shapes [J]. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2020, 1: 190-197.
- [18] Wang M H, Xu Y X, Zou J B. Sliding mode control with open-switch fault diagnosis and sensorless estimation based on PI observer for PMSM drive connected with an LC filter [J]. *IET Power Electronics*, 2020, 13(11): 2334-2341.
- [19] Xu J Q, Jia P F, Zhang R T, et al. Active damping for LC-filtered PMSM based on low-pass filter capacitor current feedback and extended state observer [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(2): 3292-3304.
- [20] Song Z F, Zhang Z, Komucrugil H, et al. Controller-based periodic disturbance mitigation techniques for three-phase two-level voltage-source converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2021, 17(10): 6553-6568.
- [21] Zhou S C, Liu K, Hu W, et al. Inverter harmonic suppression for permanent magnet synchronous machine drives based on discontinuous SVPWM with variable switching frequency [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(2): 2419-2428.

- [22] Wang Y R, Xu Y X, Zou J B. ILC-based voltage compensation method for PMSM sensorless control considering inverter nonlinearity and sampling current DC bias [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(7): 5980-5989.
- [23] Wang B C, Xu Y X, Shen Z Y, et al. Current control of grid-connected inverter with LCL filter based on extended state observer estimations using single sensor and achieving improved robust observation dynamics [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(7): 5428-5439.
- [24] 刘晨炜, 李想, 孙兴法, 等. 基于自适应加速度补偿的改进 ESO 轨迹观测器[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(12): 51-59.
- Liu C W, Li X, Sun X F, et al. Improved ESO trajectory observer based on adaptive acceleration compensation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(12): 51-59.
- [25] Yuan J, Sun P P, Ding H, et al. Model-based and QRESO-based predictive compensation active damping with capacitor-voltage feedback for current source rectifier [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2025, 13(5): 6053-6065.
- [26] Qu L Z, Qiao W, Qu L Y. Active-disturbance-rejection-based sliding mode current control for permanent magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(1): 751-760.
- [27] Jiang F, Sun S J, Liu A M, et al. Robustness improvement of model-based sensorless SPMSM drivers based on an adaptive extended state observer and an enhanced quadrature PLL [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(4): 4802-4814.
- [28] Wang Z, Zhao J W, Wang L J, et al. Combined vector resonant and active disturbance rejection control for PMSLM current harmonic suppression [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(9): 5691-5702.
- [29] Xu J Q, Wei Z Q, Wang S K. Active disturbance rejection repetitive control for current harmonic suppression of PMSM [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(11): 14423-14437.

收稿日期:2025-11-19

收到修改稿日期:2025-12-11

作者简介:

胡陆阳(2001—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机谐波抑制,huly_23@emails.bjut.edu.cn;

*通信作者:许家群(1973—),男,博士,副教授,研究方向为电机及其控制技术,xjq@bjut.edu.cn。