

基于非线性干扰观测器永磁同步电机逆变器 扰动误差补偿的研究

金宁治^{1,2}, 邢杰^{1,2*}, 王令^{1,2}, 丁一丁^{1,2}

(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080;

2. 汽车电子驱动控制与系统集成教育部工程研究中心, 黑龙江 哈尔滨 150080)

Research of Inverter Disturbance Error Compensation Based on Nonlinear Disturbance Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor

JIN Ningzhi^{1,2}, XING Jie^{1,2*}, WANG Ling^{1,2}, DING Yiding^{1,2}

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology,
Harbin 150080, China;

2. Automotive Electronic Drive Control and System Integration Engineering Research Center,
Ministry of Education, Harbin 150080, China)

Abstract: [Objective] The nonlinear characteristic of voltage source inverter causes output current distortion, which in turn leads to motor output torque pulsation and affects the control accuracy and stability of permanent magnet synchronous motor drive system. To solve this problem, an online compensation strategy based on the nonlinear disturbance observer (NDO) is proposed at the paper. [Methods] Firstly, the nonlinear factors such as inverter dead time and switching tube voltage drop were quantitatively analyzed. Then the NDO was constructed based on the synchronous rotating coordinate system current equation, the saturation gain function was designed, and the dq axis reference voltages were corrected by the feed-forward compensation channel. However, the NDO was highly sensitive to parameters. Thus, a cascade model reference adaptive parameter identification (CMRAPI) scheme was proposed. And the cascade module parameter identification task was decomposed into two groups of mutually independent identification tasks of stator resistance and permanent magnet magnetic chain as well as stator inductance, and each group of tasks realizes parameter identification through the model-referenced adaptive structure, and then realizes the transmission of the identification results through the cascade module. The proposed scheme could simultaneously identify

three motor parameters such as stator resistance, permanent magnet chain and stator inductance, so as to provide parameter support for the NDO, and to reduce the compensation error caused by parameter deviation. [Results] The NDO was capable of high-precision error observation. In addition, the CMRAPI scheme can achieve accurate identification of resistance, magnetic chain and inductance. [Conclusion] The simulation results show that the NDO is able to accurately compensate the disturbance voltage caused by the nonlinear characteristics of the inverter during the long-time operation of the motor, thus effectively suppressing the output current distortion and torque pulsation.

Key words: permanent magnet synchronous motor; nonlinearity compensation; nonlinear disturbance observer; cascaded model reference adaptive parameters identification

摘要: [目的] 电压源逆变器的非线性特性引起输出电流畸变, 进而导致电机输出转矩脉动, 影响永磁同步电机驱动系统的控制精度和稳定性。为解决该问题, 本文提出一种基于非线性干扰观测器(NDO)的在线补偿策略。[方法] 首先定量分析逆变器死区时间、开关管压降等非线性因素; 继而基于同步旋转坐标系电流方程构建 NDO, 设计饱和增益函数, 并通过前馈补偿通道修正 dq 轴参考电压。然而, NDO 对参数敏感性较高。因此, 本文采用级联模型参考自适应参数辨识(CMRAPI)方案, 先将级联模块参数辨识任务分解为定子电阻和永磁体磁链以及定子电感两组相互独立的辨识任务, 每组任务通过模型参考

基金项目: 黑龙江省自然科学基金(LH2024E092)

Natural Science Foundation of Heilongjiang Province, China
(LH2024E092)

自适应结构实现参数辨识,之后通过级联模块实现辨识结果的传递。该方案可同步辨识定子电阻、永磁体磁链和定子电感等 3 个电机参数,从而为 NDO 提供参数支持,减小因参数偏差引起的补偿误差。【结果】NDO 能够实现高精度误差观测。此外,CMRAPI 方案能够实现电阻、磁链和电感的准确辨识。【结论】仿真结果表明,电机长时间运行时 NDO 能够精确补偿由逆变器非线性特性引起的扰动电压,从而有效抑制输出电流畸变和转矩脉动。

关键词: 永磁同步电机; 非线性补偿; 非线性干扰观测器; 级联模型参考自适应参数辨识

0 引言

在永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 控制系统中,电压源型逆变器 (Voltage Source Inverter, VSI) 的非线性因素会导致参考电压与输出实际电压之间存在误差,引起 PMSM 驱动器控制性能下降,特别是无位置传感器控制。由于测量电压需要增加额外的硬件电路,通常采用参考电压来估计转子位置,但这种方法会在逆变器非线性误差的影响下使得位置估计的准确性降低。此外,VSI 的非线性因素会导致输出电流产生严重畸变,尤其是在低速轻载工况下,且此畸变会产生严重转矩脉动^[1,4]。因此,研究 VSI 的非线性在线补偿方法具有重要意义。

现有 VSI 的非线性补偿方法主要有离线测试和在线估计两种补偿方案。离线测试法通过考虑逆变器的非理想特性如死区时间、导通/关断延时、功率器件的导通压降和寄生电容来构建 VSI 的物理模型^[5]。为实现逆变器精确建模,需要进一步考虑直流母线电压和载波频率变化对逆变器非线性扰动电压的影响^[6]。文献[7]对逆变器进行了精确的数学建模,通过高精度数学模型实现逆变器非线性补偿。逆变器模型的离线补偿方法可以实现较高的补偿精度。然而,离线方案的实施需要对逆变器的寄生电容、导通/关断延时等参数进行高精度建模,这不仅增加了实施难度,还限制了其通用性。

为保证补偿方案的准确性与通用性,诸多学者提出基于系统模型与辨识算法的在线补偿方式。文献[8]通过电流采样实现逆变器非线性补偿,但该方案在低速轻载条件下难以精确补偿误

差。文献[9]提出多次高频谐波注入方式实现非线性补偿,但该方案计算量较大,具有较大的补偿延时。诸多学者将 VSI 非线性电压误差等效为同步轴系中的扰动电压误差,在同步坐标系中进行非线性扰动电压补偿^[10-16]。上述在线补偿方案在短期运行中能够实现高精度的非线性误差补偿,但受限于电机参数的精度。当电机长时间运行时,由于温度变化、磁饱和等因素,电机实际参数会与给定参数产生偏差,导致采用给定参数进行扰动估计时误差较大,补偿性能下降。

为了提高补偿性能,许多学者提出基于定子电压方程的在线参数辨识方法,以实时更新电机参数。然而,由于电机参数较多且相互耦合,全参数辨识面临诸多挑战。针对这些问题,学者们提出了多种解决方案:一种方法是对部分参数进行辨识,同时假定其余参数保持不变。文献[17]通过在 $\alpha\beta$ 轴系中构建模型参考自适应参数辨识 (Model Reference Adaptive Parameter Identification, MRAPI) 方案,假设永磁体磁链值保持不变,用于辨识电阻与电感。文献[18]采用级联模型参考自适应辨识方案实现电机全参数的辨识。然而,该方案仅简单组合了辨识方案,未设计合理的级联结构,导致电机在长时间运行时产生较大的辨识误差。另一种方法是通过引入额外变量来构建状态方程。文献[19]通过向同步坐标系注入高频信号实现电感参数辨识,但注入的高频信号会与逆变器非线性扰动产生的谐波混叠,导致辨识误差较大。此外,最小二乘法可实现全电机参数辨识,但其误差较大,难以满足非线性干扰观测器 (Nonlinear Disturbance Observer, NDO) 的精度要求^[20-21]。为此,一些学者提出利用智能算法实现全参数辨识,例如粒子群优化算法、蜘蛛猴算法和混合粒子群优化算法等。这些方法已在电机多参数离线辨识中取得良好效果^[22-32]。

尽管 NDO 能补偿逆变器的非线性特性,但现有观测器应对时变干扰的估计难以同时满足快速性和准确性。为此,本文提出一种基于自适应增益的 NDO 补偿方案。基于 dq 轴电压方程构建 NDO,利用扰动估计值设计饱和增益函数,进而采用前馈补偿方式修正 dq 轴参考电压,以实现电压误差补偿。该补偿策略能够有效抑制逆变器非线性扰动导致的输出电流畸变,从而增强控制系统

的稳定性。为解决参数敏感性引起的补偿误差问题,本文采用级联模型参考自适应参数辨识(Cascade MRAP, CMRAP)方案,实现全电机参数高精度辨识。

1 逆变器非线性误差分析

通常 PMSM 驱动电路中三相逆变器如图 1 所示。图 1 中, i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} 分别为 ABC 三相定子电流; U_{dc} 为直流母线电压实际值。为分析方便,对 A 相桥臂进行分析。在死区时间 T_{dead} 内,桥臂中 S_1 和 S_4 两个功率器件同时关断,并且只有一个体二极管导通。若瞬时电流流向负载,则体二极管 VD_4 导通,反之是体二极管 VD_1 导通,在死区时间内由于处于同一桥臂的功率器件同时关断导致逆变器 A 相输出电压被钳位至零。

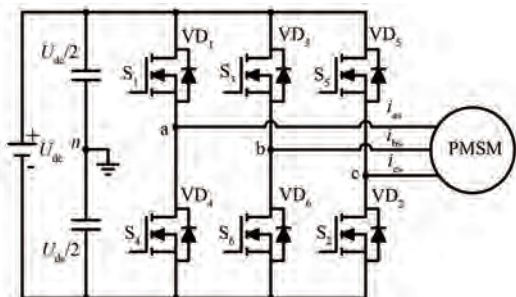


图 1 PMSM 三相逆变器主电路

Fig. 1 Main circuit of three-phase inverter of PMSM

以电流流向负载为例进行详细分析,如图 2 (a)为理想门极驱动信号,通过空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)计算。图 2(a)中, T_{dead} 、 T_{on} 和 T_{off} 分别为死区时间、导通延时和关断延时。

在理想状态下, S_1 在 T_1 时刻开通,在 T_2 时刻关断; S_4 在 T_1 时刻关断,在 T_2 时刻导通。在考虑死区时间 T_{dead} 、导通延时 T_{on} 和关断延时 T_{off} 后, S_1 在 $T_1 + T_{dead} + T_{on}$ 时刻导通,在 $T_2 + T_{off}$ 时刻关断; S_4 在 $T_1 + T_{off}$ 时刻关断,在 $T_2 + T_{dead} + T_{on}$ 时刻导通,如图 2(b)所示。图 2(c)中,虚线为理想输出电压;实线为实际输出电压;阴影部分为理想输出电压与实际输出电压之间的偏差。

因此,由死区时间、导通/关断延时引起的导通时间误差在电流流向负载时为

$$T_{err}^+ = T_{dead} + T_{on} - T_{off} \quad (1)$$

当电流流出负载时的导通时间误差为

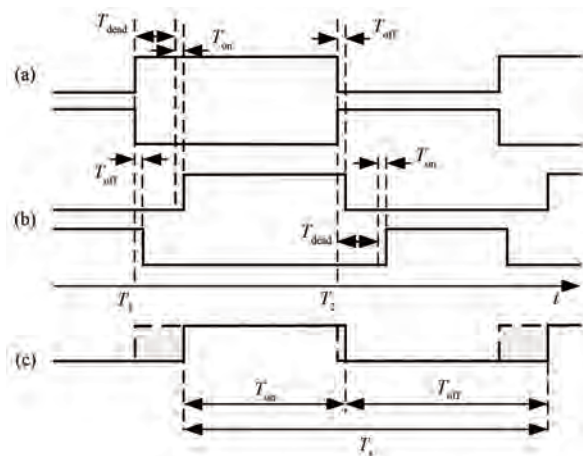


图 2 驱动信号与输出电压波形

Fig. 2 Drive signal and output voltage waveforms

$$T_{err}^- = -(T_{dead} + T_{on} - T_{off}) \quad (2)$$

根据式(1)和式(2)分析, T_{err} 不仅与 T_{dead} 、 T_{on} 和 T_{off} 有关,还与输出电流极性有关。当输出电流流向负载时,开关管实际导通时间小于理论导通时间;反之,实际导通时间要大于理论导通时间。因此,实际导通时间和理论导通时间之间的误差关系为

$$T_a = T_a^* - \text{sign}(i_{as})(T_{dead} + T_{on} - T_{off}) \quad (3)$$

式中: T_a 、 T_a^* 分别为实际导通时间、理论导通时间; $\text{sign}(x)$ 为符号函数。

逆变器的非线性因素不仅包括 T_{dead} 和 T_{on} ,还包含功率管导通管压降和体二极管导通压降,这些因素都会对逆变器输出电压产生较大影响。通常功率器件和体二极管的管压降在运行过程中并不是定值,而是随着输出电流变化。因此,假设管压降由导通阈值电压和通态阻抗构成。基于以上假设,进行如式(4)所示的建模:

$$\begin{cases} U_{ce} = U_{ce0} + r_{ce} |i_{as}| \\ U_d = U_{d0} + r_d |i_{as}| \end{cases} \quad (4)$$

式中: U_{ce0} 为功率器件导通阈值电压; r_{ce} 为功率管通态等效阻抗; U_{d0} 为体二极管导通阈值电压; r_d 为体二极管通态等效阻抗; U_{ce} 、 U_d 分别为功率管、续流二极管导通动态压降。

逆变器输出电压不仅与逆变器的非线性因素有关,还与直流母线电压的稳定性有关。作出假设,实际母线电压与理论母线电压之间的偏差为 ΔU ,则:

$$U_{dc} = U_{dc}^* + \Delta U \quad (5)$$

式中: U_{dc}^* 为母线电压理论值; U_{dc} 为母线电压实际值。

A 相对中点的输出电压为

$$U_{an} = (U_{dc}^* + \Delta U - U_e)(S_a - 0.5) - 0.5\text{sign}(i_{as})(U_{ce0} + U_{d0}) - 0.5(r_{ce} + r_d)i_{as} \quad (6)$$

式中: $U_e = U_{ce} + U_d$; S_a 为上管的占空比。

因此, A 相定子电压实际值为

$$U_{as} = \frac{1}{3}(U_{dc}^* + \Delta U - U_e) \left(\frac{2T_a - T_b - T_c}{T_s} \right) - \frac{1}{6}U_e T \quad (7)$$

式中: $T = 2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})$; T_a 、 T_b 和 T_c 分别为 ABC 三相上管实际导通时间。

A 相定子电压的理论值为

$$U_{as}^* = \frac{U_{dc}^*}{3} \left(\frac{2T_a^* - T_b^* - T_c^*}{T_s} \right) \quad (8)$$

式中: T_s 为 PWM 周期; T_a^* 、 T_b^* 和 T_c^* 分别为 ABC 三相上管理论导通时间。

A 相定子电压理论值与实际值间的误差为

$$U_{as}^{\text{err}} = \frac{\Delta U + U_{ce} - U_d}{3} \left(\frac{2T_a - T_b - T_c}{T_s} \right) + \left[\frac{(U_{dc} + \Delta U)M}{3T_s} + \frac{\Delta U + U_e}{6} \right] T \quad (9)$$

式中: $M = T_{\text{dead}} + T_{\text{on}} - T_{\text{off}}$ 。

根据式(9)分析, 误差电压在三相静止坐标系中可表示为相电流的符号函数。为实现 NDO 的搭建, 需将三相静止坐标系下非线性误差模型通过等幅值变换到旋转同步参考系中, 如式(10)所示:

$$\begin{bmatrix} u_d^{\text{err}} \\ u_q^{\text{err}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta + \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} & \frac{2\sin \theta}{\sqrt{3}} \\ \frac{\cos \theta}{\sqrt{3}} - \sin \theta & \frac{2\cos \theta}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{as}^{\text{err}} \\ U_{bs}^{\text{err}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: θ 为 PMSM 的电角度; u_d^{err} 、 u_q^{err} 为逆变器非线性产生的扰动电压在转子同步坐标系中的等效值; U_{as}^{err} 、 U_{bs}^{err} 分别为 A 相、B 相扰动电压误差。

2 PMSM 非线性补偿策略

2.1 NDO

逆变器非线性因素引起的扰动电压会直接导

致输出电压畸变, 进而引起相电流畸变和转矩脉动。根据式(10)的分析, 扰动电压是 T_{dead} 、 T_{on} 、管压降以及直流母线电压与逆变器输出电流方向的函数。其中, T_{dead} 设定为常数, 直流母线电压偏差可准确测量, 但功率器件延时和管压降会随输出电流变化而变化, 因此难以通过离线方式实现精准的非线性补偿。此外, 电流钳位时间与输出电流幅值密切相关, 传统基于电流方向的非线性误差补偿方法在轻载时难以实现精确补偿。

为解决上述问题, 本文提出一种基于 NDO 的在线补偿方案。该方案由同步坐标系中 NDO 和前馈补偿回路构成, 无需借助额外的硬件电路与离线数据, 即可准确实现非线性补偿。所提方案基于同步轴系电压方程构建 NDO, 估计非线性扰动电压在同步轴系中的等效值, 并通过前馈通道将扰动电压估计值补偿到同步参考电压中。

考虑 VSI 非线性产生的误差, 在同步坐标系中隐极式 PMSM 的电压方程为

$$\begin{cases} u_d^{\text{ref}} = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s \omega_e i_q + u_d^{\text{err}} \\ u_q^{\text{ref}} = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s \omega_e i_d + \omega_e \psi_f + u_q^{\text{err}} \end{cases} \quad (11)$$

式中: u_d^{ref} 、 u_q^{ref} 和 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴参考电压和电流; R_s 、 L_s 和 ψ_f 分别为定子电阻、定子电感和永磁体磁链。

对式(11)进行离散化, 得到方程:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_1 \quad (12)$$

$$\mathbf{y} = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} u_d^{\text{err}} \\ u_q^{\text{err}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_1 =$$

$$\begin{bmatrix} u_d L_s^{-1} + \omega_e i_q & L_s^{-1}(u_q - \omega_e \psi_f) - \omega_e i_d & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad \mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s L_s^{-1} & 0 \\ 0 & 1 - T_s R_s L_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1 = T_s L_s^{-1}; \quad \mathbf{A}_{21} = \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

通过式(12)、式(13)与文献[33], 可推导出非线性干扰电压观测器的模型为

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}}_2 = \boldsymbol{Z} + \boldsymbol{F}\boldsymbol{x}_1 \\ \boldsymbol{Z} = \boldsymbol{D}\boldsymbol{Z} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_1 + \boldsymbol{K}\boldsymbol{x}_1 \end{cases} \quad (14)$$

式中: \boldsymbol{F} 为干扰观测器增益函数; \boldsymbol{Z} 为虚拟矢量,

$$\boldsymbol{Z} = \begin{bmatrix} Z_d & Z_q \end{bmatrix}^T; \quad \boldsymbol{K} =$$

$$\begin{bmatrix} FT_s(F+R_s)L_s^{-1} & 0 \\ 0 & FT_s(F+R_s)L_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{B} =$$

$$\begin{bmatrix} -FT_sL_s^{-1} & 0 \\ 0 & -FT_sL_s^{-1} \end{bmatrix}; \boldsymbol{D} = \boldsymbol{A}_{22} - \boldsymbol{B}。$$

NDO 稳态误差为

$$\dot{\boldsymbol{e}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{x}}_2(k+1) - \boldsymbol{x}_2(k+1) = \boldsymbol{D}\boldsymbol{e}(k) \quad (15)$$

式中: $\boldsymbol{e}(k) = [e_d(k) \quad e_q(k)]^T$ 。

式(15)的特征值决定了 NDO 的稳定性,为保证 NDO 在 d, q 轴上观测误差精度一致且独立,矩阵 \boldsymbol{D} 特征值为

$$\lambda = 1 + FT_sL_s^{-1}, \quad 0 \leq \lambda < 1 \quad (16)$$

λ 趋近于 0,系统补偿延时减小,但电流检测噪声增益增大; λ 趋近于 1,系统稳定性增强但会引入较大延时。

固定增益的观测器能够快速准确地观测非时变扰动,但在观测时变扰动时,收敛速度较慢且误差较大,难以实现非线性扰动的准确观测。因此,为提高时变扰动下的估计精度和收敛速度,本文提出饱和增益函数 F ,基于增益初始值 F_0 与上一周期扰动观测值 x_2 ,构建如式(17)所示的饱和增益函数。

$$F = F_0 + K \text{sat}\left(\frac{x_2}{\delta}\right) \quad (17)$$

式中: F_0 为增益初始值; K 为调节增益系数; $\text{sat}(x)$ 为标准饱和函数; δ 为边界厚度。

通过构造 Lyapunov 函数:

$$V(e, x_1) = \frac{1}{2}e^T e + \int_0^{\|x_1\|} \phi(s) ds \quad (18)$$

式中: $\phi(s) = \mu \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\delta}\right), \mu > 0$ 。

$$\dot{V} = e^T \dot{e} + \phi(\|x_1\|) \dot{x}_1 \quad (19)$$

将式(18)与式(19)代入误差动态方程,整理可得:

$$\dot{V} \leq \|e\| \left[\left\| \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \right\| + \rho \| \dot{x}_1 \| - l(x_1) \|e\| \right] +$$

$$\mu \left\| \frac{\dot{x}_1^T x_1}{\|x_1\|} \right\| \quad (20)$$

式中: $\rho = \left\| \frac{dx_2}{dx_1} - \frac{dF}{dx_1} \right\|$ 为状态变化通过干扰耦合带来的扰动。

为保证稳定,需要满足:

$$\begin{cases} F_0 > \sup \left\| \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \right\| \|e\| \\ K > \delta(\rho + \mu) \\ \delta \geq \frac{\|\dot{x}_2\|}{\omega_n} \end{cases} \quad (21)$$

式中: ω_n 为系统带宽, $\omega_n = 50 \text{ rad/s}; K = 0.8$ 。

2.2 NDO 参数敏感性分析

PMSM 在长时间运行后,由于温度变化、材料老化等因素,会导致电阻增大、电感减小以及永磁体退磁等问题。这些变化使得电机实际参数值与给定值之间产生偏差。若采用给定参数构建 NDO,参数偏差会导致估计值误差较大。因此,有必要对电机参数偏差引起的估计误差进行分析。

当电机参数产生偏差时,定义参数的给定值与实际值的关系为

$$\begin{cases} R_s = \lambda R_0 \\ L_s = \eta L_0 \\ \psi_f = \kappa \psi_{f0} \end{cases} \quad (22)$$

式中: R_0, L_0 和 ψ_{f0} 分别为电阻、电感和永磁体磁链的给定值; λ, η 和 κ 分别为对应参数实际值与铭牌值之间的偏差系数,其中 $\lambda > 1, 0 < \eta < 1$ 和 $0 < \kappa < 1$ 。

根据式(14)和式(22)可推导出由参数偏差产生的误差值为

$$\begin{cases} u_{de} = FT_s L_0^{-1} (\eta^{-1} - 1) (Z_d - u_d) + \\ FT_s L_0^{-1} [(F + \lambda R_0) \eta^{-1} - F - R_0] i_d \\ u_{qe} = FT_s L_0^{-1} (\eta^{-1} - 1) (Z_q - u_q) + \\ FT_s L_0^{-1} (1 - \kappa \eta^{-1}) \omega_e \psi_{f0} + \\ FT_s L_0^{-1} [(F + \lambda R_0) \eta^{-1} - F - R_0] i_q \end{cases} \quad (23)$$

式中: u_{de}, u_{qe} 分别为由参数偏差造成的 d, q 轴估计值的误差。

根据式(22)分析, NDO 对电感参数的敏感性较高,电感值偏差超过 10%,会显著降低 NDO 的观测精度。相比之下, NDO 对电阻参数和磁链参

数的敏感性相对较低,但由于电感与电阻、磁链之间存在相互作用,导致 NDO 对电阻与磁链的敏感性提高。

3 CMRAPI

针对电机参数偏差导致的补偿电压误差问题,本文采用 CMRAPI 方案。该方案能够同时准确辨识多个参数,为 NDO 提供参数支撑。CMRAPI 是由 2 个独立的 MRAPI 结构与级联结构组成,每个独立模型参考自适应结构负责辨识一组参数,级联结构实现辨识任务分配与辨识参数的交流。通过级联结构将待辨识的电阻、电感和磁链 3 个参数分为两组。由于热效应是引起电阻和永磁体磁链变化的主要因素,因此将电阻和永磁体磁链构成 A 组辨识模块;引起电感值变化的因素较复杂,因此电感单独构成 B 组辨识模块。A、B 两组模块按照级联结构指令执行,实现参数的同步准确辨识,并通过级联模块完成数据交换。

将包含逆变器非线性误差的 PMSM d 、 q 轴电流方程作为参考模型,如式(24)所示:

$$p\mathbf{i} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C} \quad (24)$$

式中: p 为微分算子; \mathbf{i} 为电机定子电流, $\mathbf{i} = [i_d \ i_q]^T$; \mathbf{u} 为电机定子参考电压, $\mathbf{u} = [u_d^{\text{ref}} \ u_q^{\text{ref}}]^T$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s L_s^{-1} & \omega_e \\ -\omega_e & -R_s L_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} =$$

$$\begin{bmatrix} -L_s^{-1} & 0 \\ 0 & -L_s^{-1} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} -L_s^{-1} u_d^{\text{err}} \\ -L_s^{-1} (\omega_e \hat{\psi}_f + u_q^{\text{err}}) \end{bmatrix}。$$

3.1 A 组辨识结构

L_s 源于 B 组的辨识结果, A 组辨识过程记为 L'_s , L'_s 的精确度将会影响 A 组参数辨识的精确度, A 组参数辨识结构如图 3 所示。

由式(24)推导出可用于电阻与磁链辨识的调整模型表达式为

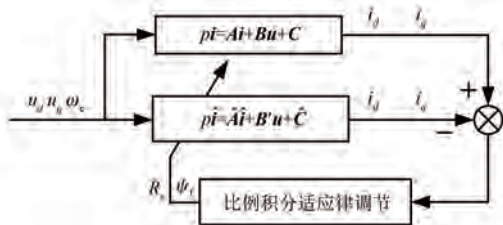


图 3 电阻与磁链辨识结构

Fig. 3 Resistance and flux linkage identification structure

$$p\hat{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}'\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}} \quad (25)$$

$$\text{式中: } \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{R}_s}{L'} & \omega_e \\ -\omega_e & \frac{\hat{R}_s}{L'} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} -L_s'^{-1} & 0 \\ 0 & -L_s'^{-1} \end{bmatrix}; \quad \hat{\mathbf{C}} =$$

$$\begin{bmatrix} -u_d^{\text{err}} L_s'^{-1} \\ \omega_e \hat{\psi}_f + u_q^{\text{err}} \\ -L_s' \end{bmatrix}。$$

矩阵 $\hat{\mathbf{A}}$ 和 $\hat{\mathbf{C}}$ 包含待估计的电阻与磁链,通过观测 \hat{R}_s 和 $\hat{\psi}_f$ 即可获得电阻与磁链的实际值。

依据 Popov 超稳定性理论设计自适应律需要满足传递函数矩阵 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}$ 为正实矩阵、非线性时变环节应满足 Popov 不等式两个条件。在进行自适应律设计时,误差定义为

$$\mathbf{e} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (26)$$

由式(24)和式(25)推导出的误差状态方程为

$$p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C} - (\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}'\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}}) = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{W} \quad (27)$$

$$\text{式中: } \mathbf{W} = \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{B} + \Delta\mathbf{C}, \quad \Delta\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \hat{R} - R & 0 \\ 0 & \hat{R} - R \\ 0 & \frac{\hat{R} - R}{L'_s} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{B} =$$

$$\begin{bmatrix} L_s^{-1} - L_s'^{-1} \\ L_s^{-1} - L_s'^{-1} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{C} = \begin{bmatrix} (L_s'^{-1} - L_s^{-1}) u_d^{\text{err}} \\ (\hat{\psi}_f - \psi_f) \omega_e \\ L_s' \end{bmatrix}。$$

引入线性补偿矩阵 \mathbf{D} , 将 MRAPI 系统转化为等效的反馈系统,则:

$$\begin{cases} p\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{I}(\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{B} + \Delta\mathbf{C}) \\ \mathbf{Y} = \mathbf{D}\mathbf{e} \end{cases} \quad (28)$$

取 \mathbf{D} 为单位矩阵 \mathbf{E} , 保证反馈线性模型的严格正实。考虑 Popov 积分不等式:

$$\begin{cases} \xi_{R_s} = \int_0^t (e_{i_d} \hat{i}_{i_d} + e_{i_q} \hat{i}_{i_q}) (\hat{R}_s - R_s) L_s'^{-1} dt \leq \gamma_1^2 \\ \xi_{\psi_f} = \int_0^t e_{i_q} \hat{i}_{i_q} (\hat{\psi}_f - \psi_f) \omega_e L_s'^{-1} dt \leq \gamma_2^2 \end{cases} \quad (29)$$

选用比例积分结构的自适应律,由式(29)推导出电阻和磁链的适应律为

$$\begin{cases} \hat{R}_s = L'_s \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) (e_{i_d} \dot{i}_d + e_{i_q} \dot{i}_q) + L'_s R_{s0} \\ \hat{\psi}_f = L'_s \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) e_{i_q} \omega_e + L'_s \psi_{f0} \end{cases} \quad (30)$$

3.2 B组辨识结构

电阻和电感源与A组的辨识结果,在B组辨识过程中分别记为 R'_s 和 ψ'_f 。同样使用 MRAPI 结构实现 B 组参数辨识,与 A 组所使用的调整模型不同,需为 B 组单独设计调整模型与自适应律。B 组参数辨识结构如图 4 所示。

由式(24)推导出电感辨识的调整模型表达式为

$$p\hat{i} = \hat{A}'\hat{i} + \hat{B}u + \hat{C}' \quad (31)$$

式中: $\hat{A}' = \begin{bmatrix} -R'_s \hat{L}_s^{-1} & \omega_e \\ -\omega_e & -R'_s \hat{L}_s^{-1} \end{bmatrix}; \hat{B} = \begin{bmatrix} -\hat{L}_s^{-1} & 0 \\ 0 & -\hat{L}_s^{-1} \end{bmatrix};$

$$\hat{C}' = \begin{bmatrix} -\hat{L}_s^{-1} u_d^{err} \\ -\hat{L}_s^{-1} (\omega_e \psi'_f + u_q^{err}) \end{bmatrix}。$$

矩阵 \hat{A}' 、 \hat{B} 和 \hat{C}' 中包含待估计 L_s ,通过观测 \hat{L}_s^{-1} 即可获得参数 L_s 。

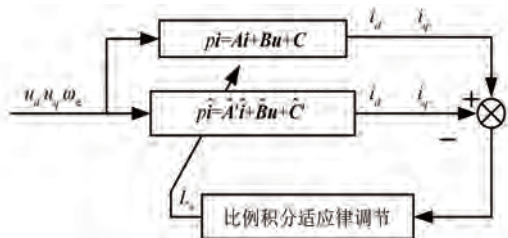


图4 电感参数辨识结构

Fig. 4 Inductance parameter identification structure

由式(24)和式(31)得到误差状态方程为 $pe = Ai + Bu + C - (\hat{A}'i + \hat{B}u + \hat{C}') = A'e + W$ (32)

式中: $W = \Delta A' \hat{i} + \Delta B' + \Delta C'$, $\Delta A' = \begin{bmatrix} R'_s(L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1}) & 0 \\ 0 & R'_s(L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1}) \end{bmatrix}$, $\Delta B' = \begin{bmatrix} L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1} & \\ & L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1} \end{bmatrix}^T$, $\Delta C' = \begin{bmatrix} 0 & \psi'_f \omega_e (L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1}) \end{bmatrix}^T$ 。

引入线性补偿矩阵 D ,将 MRAPI 系统转化为等效的反馈系统,则:

$$\begin{cases} pe = Ae + I(\Delta A' \hat{i} + \Delta B' + \Delta C') \\ Y = De \end{cases} \quad (33)$$

考虑 Popov 积分不等式:

$$\xi_{L_s} = \int_0^t (e_{i_d} \hat{i}_d + e_{i_q} \hat{i}_q) R'_s (L_s^{-1} - \hat{L}_s^{-1}) dt \leq \gamma_3^2 \quad (34)$$

选用比例积分结构的自适应律,由式(34)推导出电感的适应律为

$$\frac{1}{\hat{L}_s} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) (e_{i_d} \dot{i}_d + e_{i_q} \dot{i}_q) + \frac{1}{L_{s0}} \quad (35)$$

3.3 级联模块设计

CMRAPI 算法的结构如图 5 所示。

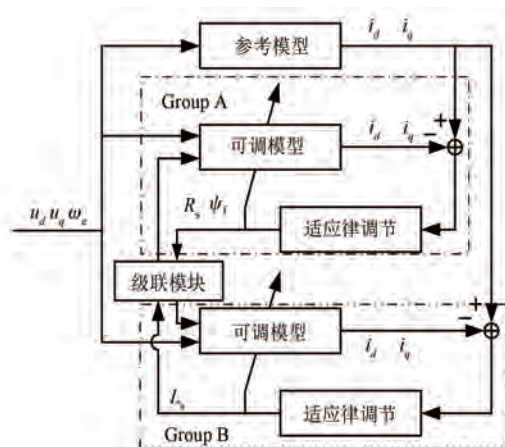


图5 CMRAPI 算法框图

Fig. 5 CMRAPI algorithm block diagram

级联模块将整个参数辨识任务按照参数的特性与控制系统对参数的敏感性分为两级。由于 NDO 对电感参数的敏感性较高,且在电感的辨识过程中需要用到电阻和磁链的参数值,因此,为了确保电感辨识的精确性,需要先完成电阻与磁链的辨识,然后再进行电感的辨识。

由于参数变换周期远远大于参数辨识周期,整个辨识过程能够在 0.1 s 内实现稳定的参数辨识,因此可以假设在一个辨识周期内电机参数保持不变。基于以上假设,在参数辨识流程中,第一次进行电阻和磁链辨识时,电感值采用其额定值。通过调整自适应控制律,最小化可调模型输出与参考模型输出之间的误差,使电阻与磁链的辨识结果趋近于实际值。在电感辨识过程中采用电阻与磁链的辨识构建可调模型,实现电感值的准确辨识。

4 仿真结果与分析

本文提出的非线性补偿方案与参数辨识方案在 Matlab/Simulink 仿真环境中通过不同转速与负载仿真进行了验证, 结果表明逆变器非线性补偿方案和 CMRAPI 方案的准确性。仿真所用的电机与逆变器参数分别如表 1、表 2 所示。

表 1 电机参数

Tab. 1 PMSM parameters

参数名称	参数值
U_{dc}/V	36
极对数 p	4
额定转速 $n_n/(\text{rad} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
额定功率 P_n/W	100
R_s/Ω	0.233
L_s/mH	0.636
ψ_f/Wb	0.011
$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.102×10^{-4}

NDO 增益初始值由试验系统和测试电机确定。由式 (16) NDO 稳定的必要条件可推导出观测器增益的稳定范围为

$$-6.36 \leq F_0 \leq 0 \quad (36)$$

在式 (16) 中, 当特征值 $\lambda = 0$ 时, 即 $F_0 = -0.0636$, 非线性补偿延时为 0。然而, 在实际系统中因 NDO 会将检测电流中的噪声放大, 因此难以实现无差拍补偿。在离散模型中 NDO 等同于一阶低通滤波器, 带宽由观测增益决定, 当观测增益趋近 0 时, 观测器的时间延时为 0, 但是观测器稳定性难以得到保证。当观测增益趋近于 -6.36 时, 观测器稳定性较好, 但是观测延时较大。因此, 观测器增益通过权衡时间延时和观测器的稳定性来确定。在本文中, 观测器初始增益 $F_0 = -4$ 时, 即 $\lambda = 0.99$ 时, 此时观测延时为 $50 \mu\text{s}$ 。

表 2 逆变器参数

Tab. 2 Inverter parameters

参数名称	参数值
$T_{\text{dead}}/\mu\text{s}$	5
T_{on}/ns	12~25
T_{off}/ns	55~85
饱和管压降/V	1.5~2
二极管压降/V	1.0~1.5

4.1 低速仿真验证

低速试验时转速设置为 300 rad/min , 此时输出电流的频率为 20 Hz 。逆变器非线性因素导致相电流幅值和相位都产生严重畸变, 如图 6 所示。

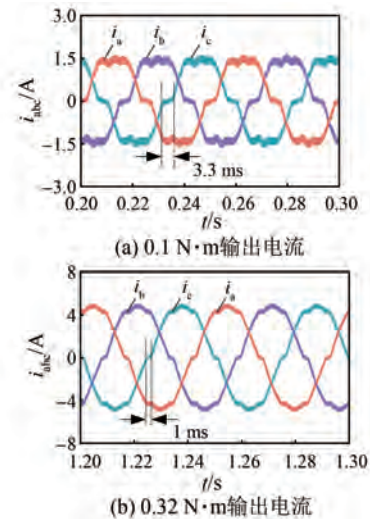


图 6 补偿前三相输出电流

Fig. 6 Pre-compensated three-phase output current

图 6 中, 在 ABC 三相中任意相电流过零输出电流均会在该时刻存在明显的电流钳位现象, 并且电流钳位时间随着负载的增大而缩短, 如图 6 (a) 和图 6 (b) 所示。输出转矩为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时输出电流为 1.5 A , 此时零电流钳位时间为 3.3 ms ; 输出转矩为 $0.32 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时输出电流为 4 A , 此时零电流钳位时间为 1 ms 。

采用自适应饱和增益 NDO 的非线性误差估计值在同步轴系中的等效值如图 7 所示, 可以明显看出在电流钳位期间内扰动电压在 d, q 轴上的分量会产生突变, 因此传统基于电流方向非线性补偿方案效果受到电流方向检测精度的限制, 难以实现扰动误差精确补偿。

采用固定增益 NDO 在不同负载下补偿输出电流如图 8 所示, 图中电流在过零处仍存在畸变。采用自适应增益非线性观测器补偿方案实现逆变器非线性误差补偿后, 逆变器的输出电流如图 9 所示, 经过补偿后在不同负载下的输出电流已经消除相电流过零畸变。

未经补偿时电机输出转矩如图 10 所示, 电机输出转矩产生高频脉动。采用固定增益补偿电机输出转矩如图 11 所示, 输出转矩出现周期性脉动, 导致无法实现准确的转矩输出。采用自适应

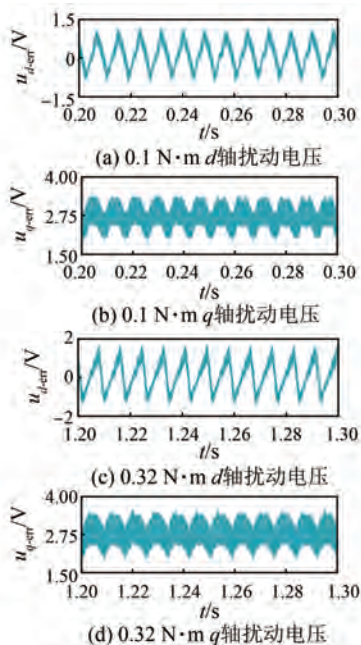


图7 同步坐标系中的非线性电压扰动分量

Fig.7 Nonlinear voltage disturbance component in synchronous coordinate system

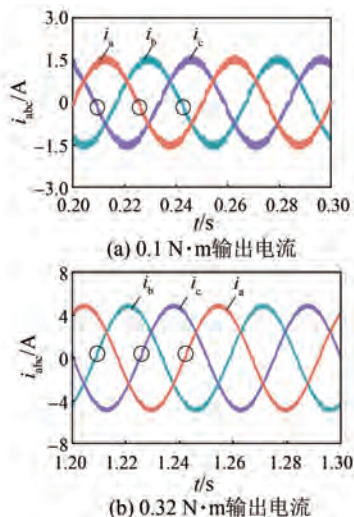


图8 低速时固定增益NDO补偿输出电流

Fig.8 Fixed gain NDO compensated output current at low speeds

增益补偿后的输出转矩如图12所示,已经消除高频脉动,能够输出所需要的恒定转矩。

图13为补偿前后频率对比结果。图13(a)为采用固定增益补偿前输出电流频率分析结果,谐波含量高达13.61%,其中5次、7次、11次和13次谐波占据主要部分,尤其是5次谐波含量超过11%;图13(b)为采用固定增益补偿后频率分析

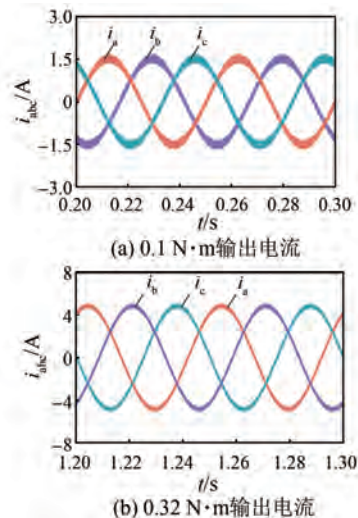


图9 低速时自适应增益NDO补偿输出电流

Fig.9 Adaptive gain NDO compensation output current at low speeds

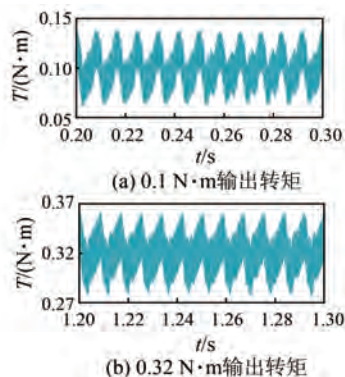


图10 补偿前电机输出转矩

Fig.10 Output torque of motor before compensation

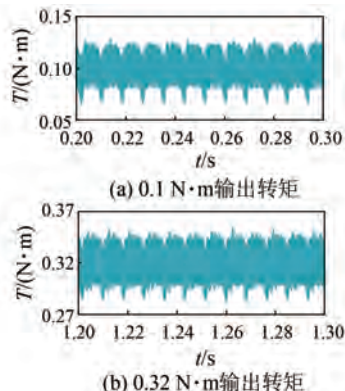


图11 低速时固定增益NDO补偿输出转矩

Fig.11 Fixed gain NDO compensated output torque at low speeds

结果,电流谐波含量降至4.95%,较补偿前显著降低,其中5次谐波含量小于1%。采用自适应增益

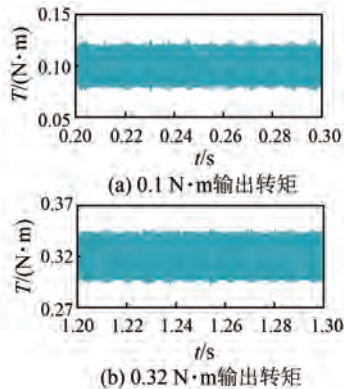


图 12 低速时自适应增益 NDO 补偿输出转矩
Fig. 12 Adaptive gain NDO compensated output torque at low speeds

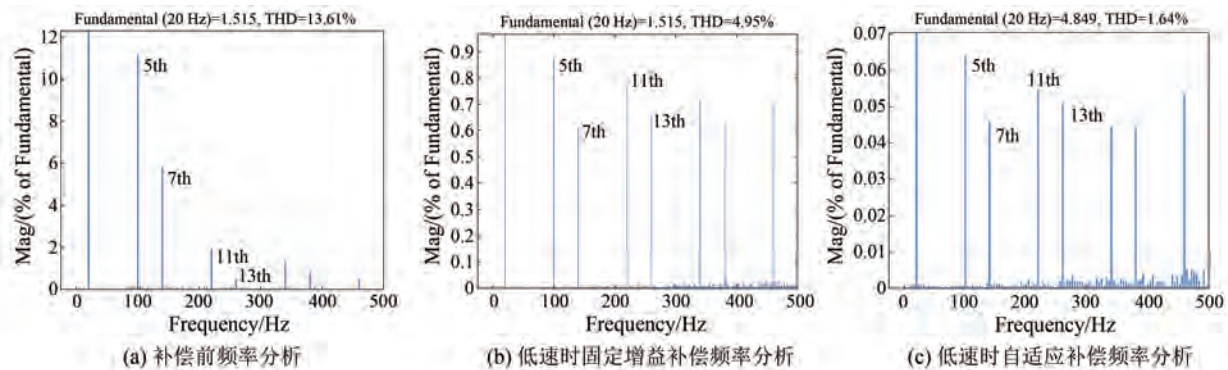


图 13 补偿前后频率分析对比

Fig. 13 Frequency analysis comparison before and after compensation

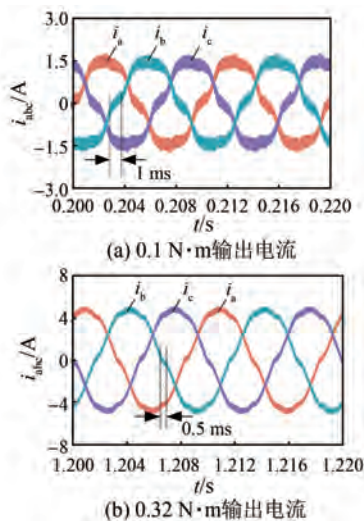


图 14 补偿前三相输出电流
Fig. 14 Pre-compensated three-phase distorted current

采用固定增益补偿时输出转矩如图 17 所示, 电机输出转矩不仅高频脉动, 还会产生较大的偏

补偿后的输出电流频谱分析如图 13(c) 所示, 总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 下降至 1.64%, 其中 5 次、7 次、11 次以及 13 次谐波含量均小于 0.07%。

4.2 高速仿真实证

高速试验时转速设置为 1 500 rad/min, 在转速较高时输出电流钳位时间较短, 如图 14 所示。采用固定增益非线性补偿方案在转速较高时补偿效果较差, 特别是在轻载时难以准确实现非线性误差补偿, 如图 15 所示。采用自适应增益补偿输出电流如图 16 所示, 不论是在轻载还是额定负载下都能够准确补偿由逆变器非线性扰动误差引起的电流畸变。

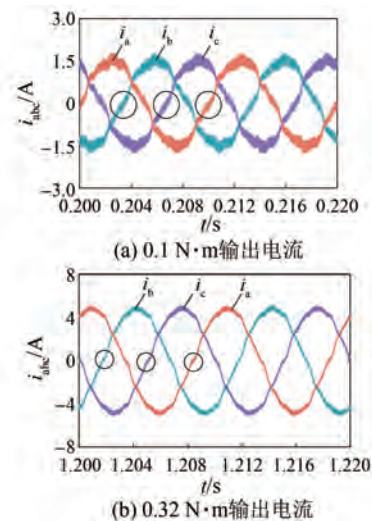


图 15 高速时固定增益 NDO 补偿输出电流
Fig. 15 Fixed gain NDO compensated output current at high speeds

差。采用自适应增益补偿时输出转矩不论是在轻载还是额定负载都能够实现逆变器非线性误差准

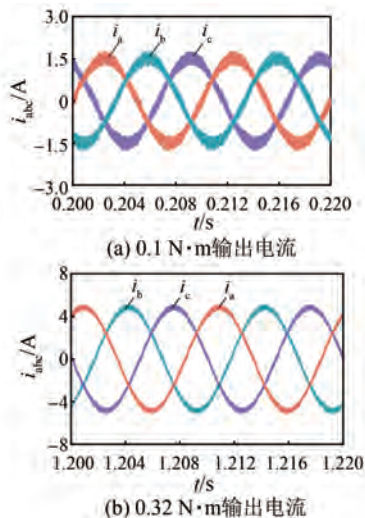


图 16 高速时自适应增益 NDO 补偿输出电流
Fig. 16 Adaptive gain NDO compensation output current at high speeds

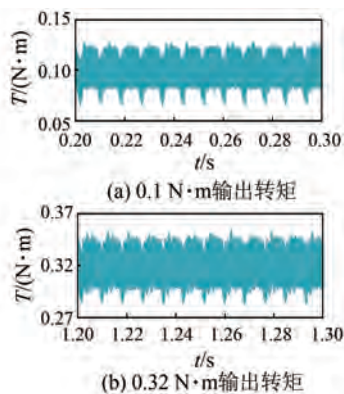


图 17 高速时固定增益 NDO 补偿输出转矩
Fig. 17 Fixed gain NDO compensated output torque at high speeds

确补偿,如图 18 所示。

图 19 所示为不同补偿方案下输出电流的频谱分析。采用固定增益补偿时的输出电流 THD 为 9.84%,其中 5 次谐波含量达到 2.8%,如图 19 (a) 所示。采用自适应增益补偿输出电流的频谱分析如图 19(b) 所示,补偿过后输出电流 THD 为 3.03%,其中 5 次、7 次、11 次以及 13 次谐波含量小于 0.35%。

4.3 参数偏差验证

PMSM 长时间运行时,电机参数因各种因素发生变化,当电机参数偏差大于 10% 时便会严重影响 NDO 的观测精度。300 rad/min 时电阻偏差 15%、电感偏差 8%、磁链偏差 1% 下扰动观测值的

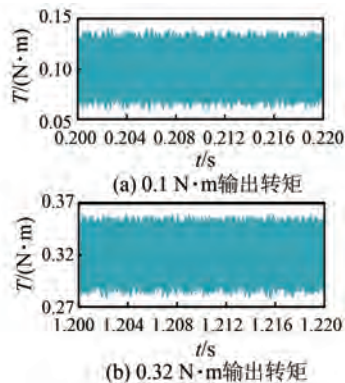


图 18 高速时自适应增益 NDO 补偿输出转矩
Fig. 18 Adaptive gain NDO compensated output torque at high speeds

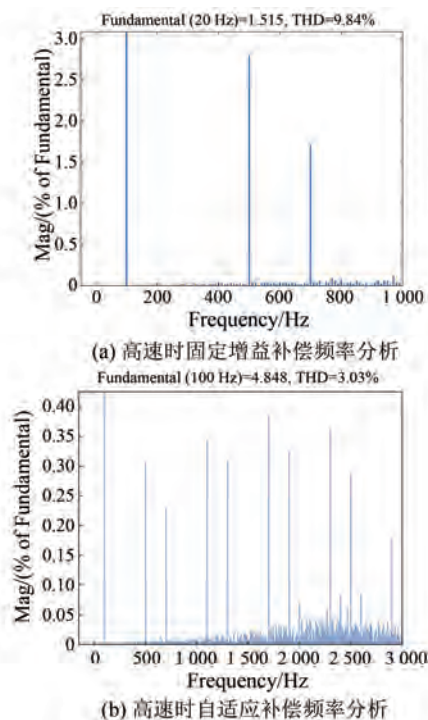


图 19 1500 rad/min 补偿后输出电流频率分析
Fig. 19 Output current frequency analysis after 1500 rpm compensation

误差如图 20 所示;此时逆变器输出电流含有大量高次谐波,如图 21 所示;电机输出转矩偏差较大,如图 22 所示。

CMRAPI 的参数辨识结果如图 23 所示,参数辨识误差小于 1%,满足 NDO 的参数需求。

采用级联模型参考值适应参数辨识方案将所辨识的结果给 NDO 使用,此时在不同转矩下的输出电流如图 24 所示,已经把因参数偏差引起的补偿误差消除。采用参数辨识后电机输出转矩如图

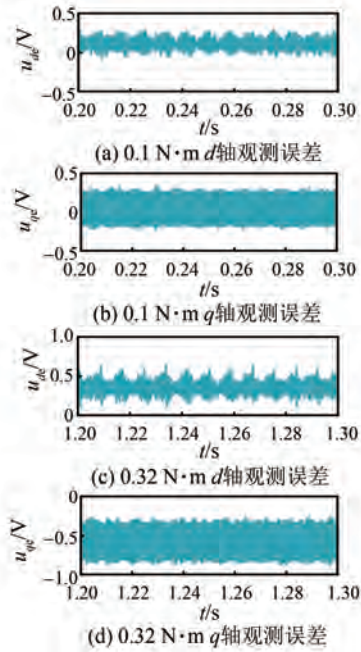


图 20 参数偏差时估计误差
 Fig. 20 Estimation error under parameter deviation

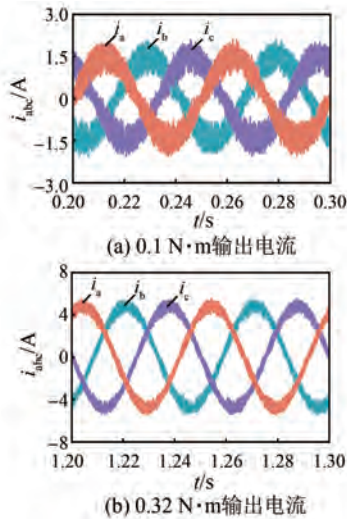


图 21 参数偏差时补偿不同负载输出电流
 Fig. 21 Compensation of different load output currents in case of parameter deviation

25 所示,已经把参数偏差引起的转矩高频脉动消除。

图 26 为不同参数补偿前后的频率对比结果。图 26(a) 显示,电机长时间运行时采用额定参数补偿会导致较大误差,谐波含量高达 22.34%;图 26(b) 为采用参数辨识结果补偿的输出电流谐波分析结果,电流谐波含量降至 2.43%。

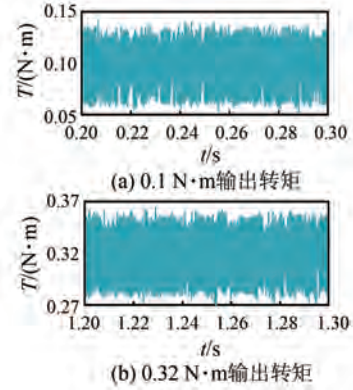


图 22 参数偏差时补偿输出转矩
 Fig. 22 Compensation of output torque in case of parameter deviation

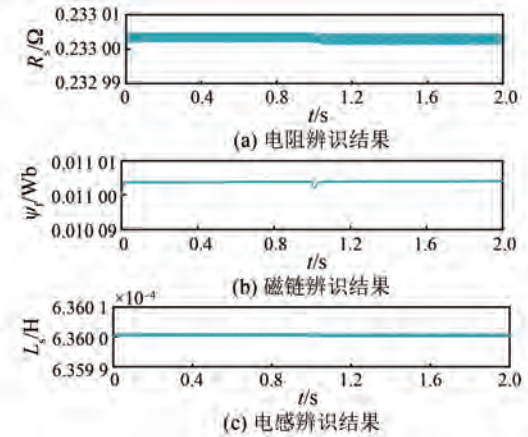


图 23 参数辨识结果
 Fig. 23 Results of parameters identified

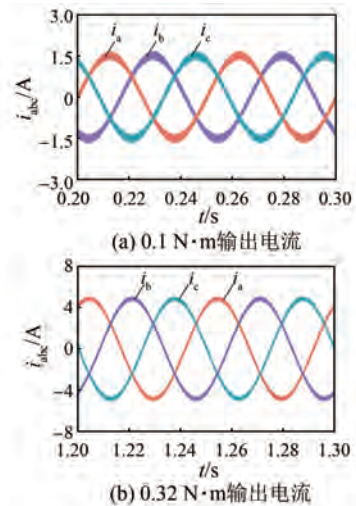


图 24 采用辨识参数补偿后的输出电流
 Fig. 24 Output current after compensation using identification parameters

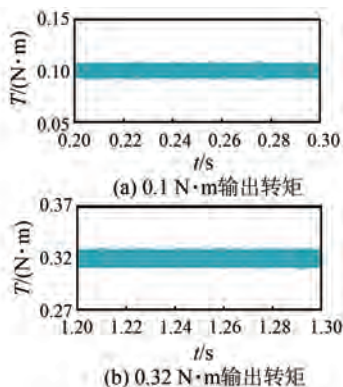


图 25 采用辨识参数补偿后的输出转矩

Fig. 25 Output torque after compensation using identification parameters

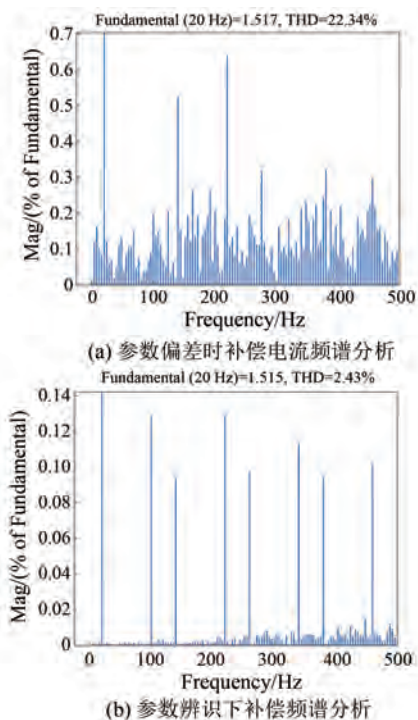


图 26 不同参数下的补偿电流频谱分析

Fig. 26 Spectral analysis of compensation current with different parameters

5 结语

本文详细分析了逆变器非线性因素对输出电流的影响,并采用 NDO 实现扰动误差在线补偿。仿真结果表明,该方案在不同运行工况下均能有效抑制输出电流的畸变。此外,在电机长时间运行的情况下,CMRAPI 方案仍能准确辨识电机电阻、电感和永磁体磁链,为 NDO 提供参数支持,进而确保补偿精度。

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

金宁治和邢杰进行了方案设计、内容总结与论文撰写,王令和丁一丁进行仿真优化,金宁治和邢杰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 Jin Ningzhi and Xing Jie. Simulation optimization was performed by Wang Ling and Ding Yiding. Critical revision of the manuscript for important intellectual content was conducted by Jin Ningzhi and Xing Jie. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, THOEGERSEN P. Improved modulation techniques for PWM-VSI drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(1): 87-95.
- [2] TANG Z, AKIN B. A new LMS algorithm based deadtime compensation method for PMSM FOC drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6472-6484.
- [3] ZHAO Y, QIAO W, WU L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2528-2535.
- [4] 宋建国, 李子豪, 刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 14-21.
- [5] SONG J G, LI Z H, LIU X Z. Improved full order sliding mode observer without sensing control of permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 14-21.
- [6] WANG D F, ZHANG P, JIN Y, et al. Influences on output distortion in voltage source inverter caused by power devices parasitic capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4261-

- 4273.
- [6] SEYYEDZADEH S M, SHOULAIE A. Accurate modeling of the nonlinear characteristic of a voltage source inverter for better performance in near zero currents [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(1): 71-78.
- [7] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Self-commissioning of inverter dead-time compensation by multiple linear regression based on a physical model [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(5): 3954-3964.
- [8] KIVANC O C, OZTURK S B, TOLIYAT H A. On-line dead time compensator for PMSM drive based on current observer [J]. *Engineering Science and Technology-An International Journal-JESTECH*, 2022, 25, 100987.
- [9] YU K, WANG Z. An online compensation method of VSI nonlinearity for dual three-phase PMSM drives using current injection [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(4): 3769-3774.
- [10] 王高林, 李熙伦, 王奇维, 等. 考虑零轴电压影响的永磁同步电机逆变器非线性自学习方法[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(10): 3585-3591+3682.
WANG G L, LI X L, WANG Q W, et al. Inverter nonlinearity self-learning method of PMSM drives considering the effect of zero-axis voltage [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(10): 3585-3591+3682.
- [11] 杨天. 永磁同步电机干扰抑制与补偿控制技术研究 [D]. 长春: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 2024.
YANG T. Research on disturbance suppression and compensation control technology of permanent magnet synchronous motor [D]. Changchun: Chinese Academy of Sciences, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, 2024.
- [12] DAI S J, WANG J B, SUN Z G, et al. Multiple current harmonics suppression for low-inductance PMSM drives with deadbeat predictive current control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(10): 9817-9826.
- [13] 甘辉, 孙乐, 丁一平. 永磁同步电机自适应逆变器非线性补偿[J]. *微特电机*, 2023, 51(9): 45-50+58.
GAN H, SUN L, DING Y P. Adaptive inverter non-linear compensation for permanent magnet synchronous motor [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2023, 51(9): 45-50+58.
- [14] 龙江, 杨明, 陈扬洋, 等. 基于误差电压精确计算的表贴式永磁同步电机逆变器非线性补偿方法[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(17): 6425-6436.
LONG J, YANG M, CHEN Y Y, et al. Inverter nonlinearity compensation method for SPMSM drives based on accurate voltage error calculation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(17): 6425-6436.
- [15] 洪俊杰, 赵明郎, 黄龙蛰, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. *电机与控制应用*, 2025, 52(1): 94-105.
HONG J J, ZHAO M L, HUANG L Z, et al. Predictive speed control for permanent magnet synchronous motors with disturbance compensation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(1): 94-105.
- [16] WANG Y R, XU Y X, ZOU J B. Sliding-mode sensorless control of PMSM with inverter nonlinearity compensation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 10206-10220.
- [17] PEI G, LIU J, LI L, et al. MRAS based online parameter identification for PMSM considering VSI nonlinearity [C] // 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shenzhen, 2018.
- [18] 李垣江, 董鑫, 魏海峰, 等. 基于改进模型参考自适应系统的永磁同步电机参数辨识[J]. *控制理论与应用*, 2020, 37(9): 1983-1988.
LI Y J, DONG X, WEI H F, et al. Parameter identification method of permanent magnet synchronous motor based on improved model reference adaptive system [J]. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(9): 1983-1988.
- [19] HU Z M, WANG G L, WANG Q W, et al. A random high-frequency voltage injection sensorless control strategy based on chaotic mapping for PMSM drives [C] // 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems, Chiang Mai, 2022.
- [20] ZHAO Y, XU B, DENG B, et al. Generality of nonparametric nonlinearity identification approach with improved extended Kalman filter using different polynomial models [J]. *Measurement*, 2024, 227: 114235.
- [21] 荀倩, 王培良, 李祖欣, 等. 基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(17): 161-169.
XUN Q, WANG P L, LI Z X, et al. PMSM parameters identification based on recursive least square method

- [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(17): 161-169.
- [22] LIU Z H, WEI H L, LI X H, et al. Global identification of electrical and mechanical parameters in PMSM drive based on dynamic self-learning PSO [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10858-10871.
- [23] 姜帅. 考虑逆变器非线性补偿的 PMSM 参数辨识研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2021.
JIANG S. Research on parameter identification of permanent magnet synchronous motor considering inverter nonlinear compensation [D]. Shenyang: Northeastern University, 2021.
- [24] 李婕, 杨淑英, 谢震, 等. 基于有效信息迭代快速粒子群优化算法的 PMSM 参数在线辨识[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4604-4613.
LI J, YANG S Y, XIE Z, et al. Online parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on fast particle swarm optimization algorithm with effective information iterated [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4604-4613.
- [25] 郭成龙, 张可畏, 韩旭, 等. 基于改进蜘蛛猴算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 71-80.
GUO C L, ZHANG K W, HAN X, et al. Parameter identification of PMSM based on improved spider monkey optimization algorithm [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 71-80.
- [26] 高森, 王康, 姜宏昌, 等. 基于改进花授粉算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 97-105.
GAO S, WANG K, JIANG H C, et al. Parameters identification of PMSM based on improved flower pollination algorithm [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 97-105.
- [27] 宋建国, 桓建文, 袁宇瑞. 新型分步式永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 34-39.
SONG J G, HUAN J W, YUAN Y R. Parameter identification of new step-by-step permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(10): 34-39.
- [28] 靳岚, 曾鑫磊. 永磁同步电机系统非线性动态特性分析[J]. 机械设计与制造工程, 2025, 54(1): 117-123.
JIN L, ZENG X L. Nonlinear dynamic characteristics analysis on the permanent magnet synchronous motor system [J]. Machine Design and Manufacturing Engineering, 2025, 54(1): 117-123.
- [29] 欧潇. 表贴式永磁电机高精度抗干扰在线参数辨识方法研究[D]. 南宁: 广西大学, 2024.
OU X. Research on high-precision and anti-interference online parameter identification methods for surface-mounted permanent magnet motors [D]. Nanning: Guangxi University, 2024.
- [30] 李强, 周士贵, 曹凤斌, 等. 基于混合粒子群优化算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 微特电机, 2024, 52(6): 55-61.
LI Q, ZHOU S G, CAO F B, et al. Parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on hybrid particle swarm optimization algorithm [J]. Small & Special Electrical Machines, 2024, 52(6): 55-61.
- [31] 黄科元, 周佳新, 刘思美, 等. 考虑逆变器非线性永磁同步电机高频注入电感辨识方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1607-1616.
HUANG K Y, ZHOU J X, LIU S M, et al. Inductance identification method of permanent magnet synchronous motor considering inverter nonlinearity based on high-frequency injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 36(8): 1607-1616.
- [32] 陈峥, 李镇伍, 申江卫, 等. 基于改进 WOA 优化 BP 神经网络的车用永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(5): 27-36.
CHEN Z, LI Z W, SHEN J W, et al. Vehicle PMSM parameter identification based on optimization of BP neural network by improved WOA [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(5): 27-36.
- [33] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods-an overview [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.

收稿日期:2025-03-14

收到修改稿日期:2025-04-09

作者简介:

金宁治(1980-),男,博士,副教授,研究方向为电机先进非线性控制理论及应用,sharon0716@126.com;

*通信作者:邢杰(1999-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机驱动,xinxing990126@163.com。