

船舶推进永磁同步电机参数在线辨识方法研究*

陈再发^{1,2}, 刘彦呈¹, 卢亨宇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: 永磁同步电机(PMSM)因其优良的转矩特性和宽广的调速范围而广泛应用于船舶电力推进领域。无位置传感器控制是系统可靠运行的重要保障。然而由于温度变化、磁场饱和效应和磁路交叉耦合作用,电机参数会随运行工况而发生变化,因此实时掌握 PMSM 运行参数是决定系统控制质量的重要保障。针对以上问题,将模型参考自适应法用于 PMSM 参数的在线辨识,运用 Runge-Kutta 方法建立满秩可调模型,依据 Popov 超稳定性定理推导出自适应律,最后利用搭建的试验测试平台进行算法的试验验证。仿真和试验结果表明提出的在线参数辨识算法可以准确、实时地辨识出电机参数。

关键词: 船舶永磁同步电机; 无位置传感器控制; 参数辨识; 模型参考自适应系统

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)10-0066-07

Research on On-Line Parameters Identification Method of Permanent Magnet Synchronous Motor for Ship Propulsion

CHEN Zaifa^{1,2}, LIU Yancheng¹, LU Hengyu¹

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

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

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) was widely used in the field of ship electric propulsion because of its excellent torque characteristics and wide speed range. The sensorless control was an important guarantee for the reliable operation of the system. However, the parameters of the motor would change with the operating conditions due to the temperature change, the magnetic saturation effect and the cross coupling of the magnetic circuit. Therefore, real-time control of operating parameters of PMSM was an important guarantee for the control quality of the system. In view of the above problems, the model reference adaptive system was used to identify the parameters of PMSM. The full rank adjustable model was established by using the Runge-Kutta method. The adaptive law was derived based on the Popov super stability theorem. Finally, the experimental test platform was used to verify the algorithm. The simulation and experimental results showed that the on-line parameter identification algorithm could identify the motor parameters accurately in real time.

Key words: marine permanent magnet synchronous motor; sensorless control; parameter identification; model reference adaptive system

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet

Synchronous Motor, PMSM) 具有优良的低速性能, 可实现弱磁高速控制, 且调速范围宽广、动态特性好、效率高。基于 PMSM 矢量控制方案的电驱动

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51479018); 浙江省教育厅科研项目(Y201840237); 舟山市公益类科技项目(2017C33110)

作者简介: 陈再发(1982—), 男, 博士, 研究方向为交流电机控制技术。

刘彦呈(1963—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为船舶电力推进技术、船舶机电检测与控制等。

卢亨宇(1992—), 男, 博士, 研究方向为永磁同步电机控制。

系统在船舶电力推进领域具有广阔的应用前景。无位置传感器控制是系统可靠运行的重要保障,逐渐成为国内外研究的热点之一^[1-3]。在无位置传感器控制中,为了实现高动态响应和高精度的控制目标,在线获取精确的电机参数成为关键。然而由于 PMSM 具有磁饱和和磁路交叉耦合的特点,不同工况下电机参数会产生变化,从而影响控制精度,因此需要在工程实际中对参数进行实时辨识^[4-5]。

常见的参数辨识方法主要包括:最小二乘法、随机梯度辨识法、模型逼近法、人工智能进化计算等^[6-10]。文献[8]提出一种基于扩展卡尔曼滤波器的参数辨识方法,是一种高效率的递归滤波方法,能够从一系列不完全噪声的测量中估计动态系统的状态,从而提高系统的辨识精度和泛化能力,但其中的 P 、 Q 矩阵较难确定且与系统状态关系密切。文献[9]采用最小二乘法实时获取电机参数,并设计了基于参数辨识的自适应 PI 调节器,说明了参数估计的准确性对提高控制系统鲁棒性有效。文献[10]将基于最小二乘原理的辨识算法应用在直线伺服系统的模型参数辨识中,从而求出精确的系统模型参数。文献[11]提出针对表贴式 PMSM 的准稳态辨识新方法,利用遗忘因子递推最小二乘算法 (Recursive Least Squares with a Forgetting Factor, FF-RLS), 实现参数的在线辨识,然而该参数辨识算法对噪声的鲁棒性较差,会影响控制系统的稳定性和控制效果。文献[12]提出一种感应电机参数辨识方案,其关键特点是引入一个非线性过程,能够在嘈杂的环境中准确地估计控制器所需的参数,提高无传感器电机驱动器的性能。文献[13]采用自适应线性神经网络在线识别电机参数,为简化识别过程,将电机模型近似分为 2 个一阶子系统,通过 2 个神经网络确定 2 个子系统中的参数值。文献[14]提出一种内置式 PMSM 自适应反步控制方法,能够根据自适应参数估计器实时估计出负载转矩和定子电阻,并对控制器输出进行动态校正。

本文以表贴式 PMSM 为研究对象,选择模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 作为参数辨识的方法对定子电阻及电感进行辨识。分析了电机运行时的参数变化及其对无位置传感器算法的影响,在此基础上运

用 Runge-Kutta 方法建立了多电机参数辨识满秩的可调模型,采用 Popov 超稳定理论设计了自适应律,通过分步辨识的方式完成对电阻和电感参数的辨识,用于修正参数变化对 PMSM 转子位置估算造成的影响。

1 PMSM 无位置传感器控制理论

1.1 PMSM 数学模型及矢量控制

在同步 dq 旋转坐标系下, PMSM 数学模型可表示为

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q ——定子电压在直轴和交轴的投影;
 R_s ——定子电阻;
 i_d 、 i_q ——定子电流在直轴和交轴的投影;
 ψ_d 、 ψ_q ——磁链在直轴和交轴的投影;
 ω_e ——电机角速度。

磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_d 、 L_q ——直轴和交轴电感;
 ψ_f ——永磁体磁链。

电磁转矩方程为:

$$T_e = 1.5p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4)$$

将式(3)代入可得:

$$T_e = 1.5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (5)$$

式中: T_e ——电磁转矩;
 p ——磁极对数。

船舶电力推进系统工况复杂,为了追求控制精度和响应速度,一般采用基于 $i_d^* = 0$ 的闭环高性能矢量控制策略,控制结构如图 1 所示。考虑到船舶机舱环境恶劣,位置传感器极易受到温度和电磁干扰的影响,装置可靠性难以保证。无位置传感器控制技术成为了电机控制领域的一个研究热点^[15]。

1.2 无位置传感器控制理论分析

反电动势积分法是使用最为广泛的无位置传感器算法,其在永磁电机运行的中高速段能获得精确可靠的估算结果,结合矢量控制能获得良好

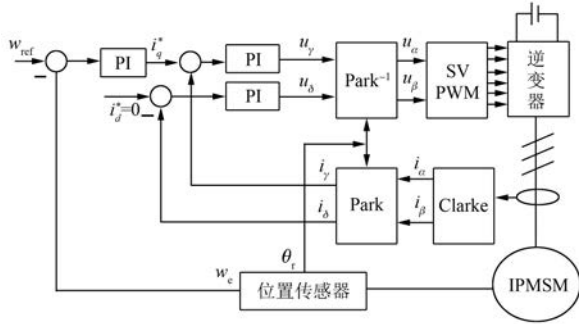


图1 矢量控制框图

的动态性能^[16]。为便于分析,给出 \$\alpha\beta\$ 坐标系下 PMSM 电机数学模型:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: \$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}\$ ——磁链在 \$\alpha\$ 轴和 \$\beta\$ 轴的分量;
 \$u_{s\alpha}, u_{s\beta}\$ ——定子电压在 \$\alpha\$ 轴和 \$\beta\$ 轴的分量;
 \$i_{s\alpha}, i_{s\beta}\$ ——定子电流在 \$\alpha\$ 轴和 \$\beta\$ 轴的分量;
 \$R_s\$ ——定子电阻。

磁链方程在 \$\alpha\beta\$ 坐标系下表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & L_2 \sin 2\theta_r \\ L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \psi_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: \$\theta_r\$ ——转子位置角;
 \$\psi_r\$ ——永磁体磁链;

$$L_1 = \frac{L_d + L_q}{2};$$

$$L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}。$$

对于表贴式 PMSM, \$L_d \approx L_q\$, 整理可得:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \psi_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

联立式(6)、式(8)可得:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \end{aligned} \quad (9)$$

进而可得转子位置为

$$\theta_r = \arctan^{-1} \frac{\psi_{s\beta} - L_1 i_{s\beta}}{\psi_{s\alpha} - L_1 i_{s\alpha}}$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (10)$$

由式(9)、式(10)可知,基于反电动势积分算法通过获取磁链数值可估算电机转子位置,从而实现无位置传感器控制。在实际运行过程中,电机定子电阻、电感值会受到多种因素干扰作用,基于反电动势积分法估算的电机转子位置要偏离实际转子位置,从而影响无位置传感器控制算法的精度。

2 PMSM 参数在线辨识

由上述分析可知,获得准确的电机定子电阻和电感信息对算法实时修正无位置传感器控制的根本保证,因此具有在线辨识参数功能的驱动器非常重要。

2.1 自适应参数在线辨识模型构建

MRAS 的思想是建立一个含有待估计参数的可调数学模型,结构与参考模型相同;给参考模型和可调模型相同的输入,比较 2 个模型的输出,根据输出误差选择合适的自适应率从而调节可调模型的参数,最终使得可调模型与参考模型具有相同的输出,待估计参数就可以收敛到正确的估计值。模型参考自适应辨识系统框图如图 2 所示。



图2 模型参考自适应辨识系统

以电流为状态变量, \$dq\$ 坐标系下电机数学模型可改写为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d - \frac{\psi_f}{L_q} \omega_e \end{cases} \quad (11)$$

以上方程可以简写为

$$\dot{i} = Ai + Bu + Cl \quad (12)$$

其中: \$L_d = L_q = L_s; i = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}; B =

$$\frac{1}{L_s}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}; C = -\frac{\psi_f}{L_s}; \mathbf{l} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix}.$$

可建立观测模型,其表达式为

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}}\mathbf{l} \quad (13)$$

模型观测误差方程可表示为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} - \dot{\hat{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}\mathbf{i} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{C}\mathbf{l} - \hat{\mathbf{C}}\mathbf{l} = \\ & \mathbf{A}\mathbf{i} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{C}\mathbf{l} - \hat{\mathbf{C}}\mathbf{l} = \\ & (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{A}(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}) + (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u} + (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})\mathbf{l} \end{aligned} \quad (14)$$

由模型参考自适应理论可知,当可调模型输出的交直流电流和参考模型的交直流电流误差趋于零时,可调模型的参数可认为与参考模型的参数一致。

2.2 基于 Popov 超稳定理论的自适应律设计

本文采用 Popov 超稳定理论来设计自适应律,通过分步辨识法完成对电阻和电感参数的辨识。设计步骤如下:(1)用一个由前馈方框及反馈方框组成的等价反馈系统去替换模型参考自适应系统;(2)求出一大族自适应律的解,使得其反馈方框能够满足 Popov 积分不等式;(3)求得满足前馈方框的传递函数矩阵严格正实的条件,从而保证系统的超稳定性;(4)最后把满足上述条件的等价反馈系统变换为原有的模型参考自适应系统,并确定其自适应机构的结构。

非线性时变反馈系统框图如图 3 所示。

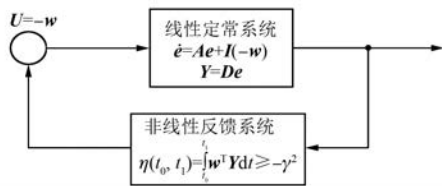


图 3 非线性时变反馈系统框图

将误差状态方程转换成前向定常模块:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{l}(-\mathbf{w}) \\ \mathbf{Y} = \mathbf{D}\mathbf{e} \end{cases} \quad (15)$$

其中: $\mathbf{e} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}; \mathbf{l}(-\mathbf{w}) = (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}} + (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u} + (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})\mathbf{l}$ 。

Popov 积分不等式表示如下:

$$\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \mathbf{w}^T \mathbf{Y} dt \ge -\gamma^2 \quad (16)$$

非线性时变模块需要满足以上不等式,将式(15)代入式(16),可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{w}^T \mathbf{Y} dt = \int_0^{t_1} \mathbf{w}^T (\mathbf{D}\mathbf{e}) dt \ge -\gamma^2 \quad (17)$$

要使前向模块严格正实,文献[17]引入了正实引理,来确保前向模块正实。

一个线性定常多变量系统可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{J}\mathbf{u} \end{cases} \quad (18)$$

其中, (\mathbf{A}, \mathbf{B}) 完全可控, (\mathbf{A}, \mathbf{C}) 完全可观。

式(18)的传递函数可写为

$$H(s) = \mathbf{J} + \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (19)$$

如果存在一个对称正定矩阵 \mathbf{P} , 及非奇异矩阵 \mathbf{K} 和 \mathbf{L} , 满足以下关系:

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{L}\mathbf{L}^T \\ \mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{K}^T\mathbf{L}^T = \mathbf{C} \\ \mathbf{K}^T\mathbf{K} = \mathbf{J} + \mathbf{J}^T \end{cases} \quad (20)$$

那么系统将是正实的,传递函数 $H(s)$ 也是正实的。

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{I}^T\mathbf{P} = \mathbf{D} \end{cases} \quad (21)$$

$$H(s) = \mathbf{D}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{I} \quad (22)$$

假设 $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 代入式(22)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} -\frac{2R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{2R_s}{L_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{I}^T\mathbf{P} = \mathbf{D} = \mathbf{I} & \end{aligned} \quad (23)$$

可以看出 (\mathbf{A}, \mathbf{I}) 能控, (\mathbf{A}, \mathbf{D}) 能观,且矩阵 \mathbf{Q} 是一个正定对称矩阵,因此式(22)是严格正实的,进而便能够得出前馈线性模型也是正实的。得出以上结论后便可对自适应规则进行推导。

将式(17)分解为

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) &= \int_0^{t_1} \mathbf{w}^T \mathbf{Y} dt = \int_0^{t_1} \mathbf{w}^T (\mathbf{D}\mathbf{e}) dt = \int_0^{t_1} \mathbf{w}^T \mathbf{e} dt = \\ & \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{w} dt = - \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T [(\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}} + (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u} + \\ & (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})\mathbf{l}] dt \ge -\gamma^2 \end{aligned} \quad (24)$$

可得:

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) &= - \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}} dt - \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u} dt - \\ & \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})\mathbf{l} dt \ge -\gamma_1^2 - \gamma_2^2 - \gamma_3^2 \end{aligned} \quad (25)$$

$$\eta_1(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T(\hat{A} - A)\hat{i} dt \geq -\gamma_1^2 \quad (26)$$

$$\eta_2(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T(\hat{B} - B)u dt \geq -\gamma_2^2 \quad (27)$$

$$\eta_3(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T(\hat{C} - C)Idt \geq -\gamma_3^2 \quad (28)$$

可得:

$$\begin{aligned} \eta_1(0, t_1) &= \int_0^{t_1} e^T(\hat{A} - A)\hat{i} dt = \\ & \int_0^{t_1} [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] \cdot \\ & \left(\frac{R_s}{L_s} - \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} \right) dt \geq -\gamma_1^2 \end{aligned} \quad (29)$$

将自适应律设计为 PI 形式: 令

$$-\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} = -\frac{R_s}{L_s} + \int_0^t G_1(\tau) d\tau + G_2(\tau)$$

以上公式可以分解为

$$\begin{aligned} \eta_{11}(0, t_1) &= \int_0^{t_1} [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] \cdot \\ & \left[\int_0^t G_1(\tau) d\tau \right] dt \geq -\gamma_{11}^2 \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \eta_{12}(0, t_1) &= \int_0^{t_1} [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] G_2(\tau) dt \geq \\ & -\gamma_{12}^2 \end{aligned} \quad (31)$$

由于不等式:

$$\begin{aligned} \int_0^t f(t)f(t) dt &= \frac{1}{2}[f^2(t) - f^2(0)] \geq \\ & -\frac{1}{2}f^2(0) \end{aligned} \quad (32)$$

因此可得自适应律:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} &= \frac{R_s}{L_s} - K_1 \int_0^t [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] dt - \\ & K_2 [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] \end{aligned} \quad (33)$$

同理可得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\hat{L}_s} &= \frac{1}{L_s} + K_1 \int_0^t [(i_d - \hat{i}_d)u_d + (i_q - \hat{i}_q)u_q] dt - \\ & K_2 [(i_d - \hat{i}_d)u_d + (i_q - \hat{i}_q)u_q] \end{aligned} \quad (34)$$

最终可得定子电阻、电感自适应律:

$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= R_{s0} - K_1 \int_0^t [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] dt - \\ & K_2 [(i_d - \hat{i}_d)i_d + (i_q - \hat{i}_q)i_q] \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\hat{L}_s} &= \frac{1}{L_{s0}} + K_1 \int_0^t [(i_d - \hat{i}_d)u_d + (i_q - \hat{i}_q)u_q] dt - \\ & K_2 [(i_d - \hat{i}_d)u_d + (i_q - \hat{i}_q)u_q] \end{aligned} \quad (36)$$

式中: R_{s0} 、 L_{s0} ——定子电阻、电感初值, 选取为静态测量值即可, 不会影响观测值收敛于实际值。

3 参数辨识仿真

本文通过 MATLAB/Simulink 对参数辨识方案进行验证。其中电机模型和控制算法用 S-Function 模块编写, 模型采用图 1 所建立的双闭环矢量控制模型。Simulink 矢量控制仿真建模如图 4 所示。

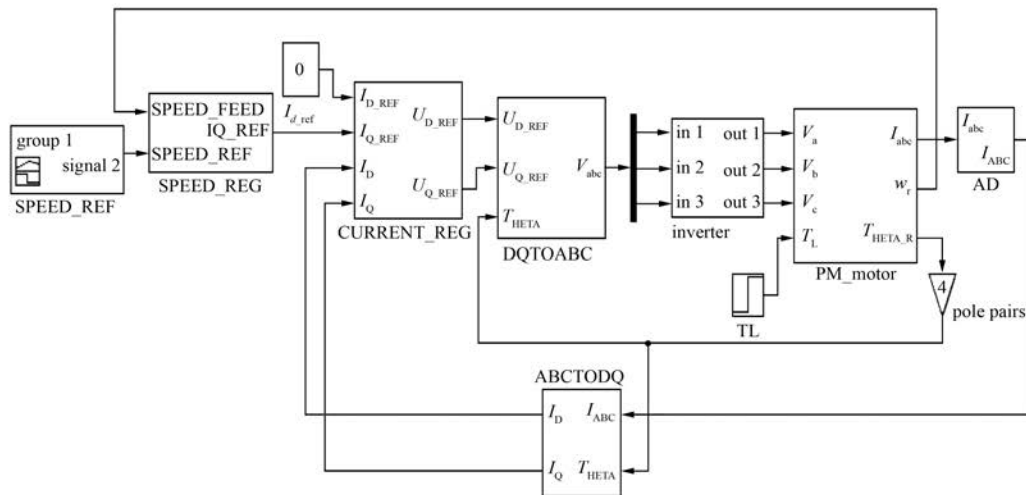


图 4 Simulink 矢量控制仿真建模

速度调节器和电流调节器采用 PI 调节器形式。速度调节器比例系数为 0.4, 积分系数为 7; 电流调节器比例系数为 0.3, 积分系数为 300。本文在建模时未考虑逆变器非理想特性, 不考虑死区的存在。PMSM 初始参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 初始参数

母线电压/V	300
极对数	4
电阻/ Ω	1.6
电感/mH	0.835
转子磁链/Wb	2 000
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.000 185 4

为了确保辨识结果能够收敛, 在 d 轴加入 0.1 A 的电流, 图 5 和图 6 分别为电阻和电感的辨识结果。为了验证算法对辨识参数变化的响应, 在 2.5 s 时刻电阻从 1.6 Ω 变成 2.0 Ω , 电感从 0.835 mH 增至 1.000 mH。定子电阻电感初值也选择与实际电机参数不同, 以验证算法性能, 其中 $R_{s0} = 0 \Omega$ 、 $L_{s0} = 0.5 \text{ mH}$ 。

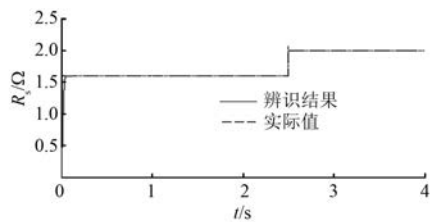


图 5 电阻辨识结果

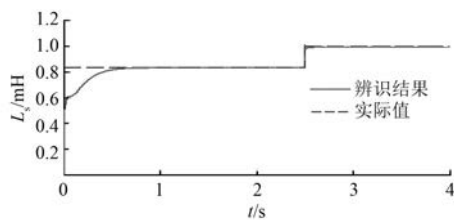


图 6 电感辨识结果

从仿真结果可看出, 基于模型参考自适应的参数辨识方案结果能够收敛于实际值, 并且能够跟随变化的电机参数, 电阻、电感的观测值与实际值相比误差小, 算法具有一定的实用价值, 可为后续试验提供理论依据和仿真支撑。

4 实物验证

为了验证本文所设计的在线辨识算法在实际系统中依然有效, 搭建了基于双闭环矢量控制系统的控制试验平台, 包括: PMSM、测功机、传感器、核心控制器 (DSP28335)、示波器和上位机 PC 等, 如图 7 所示。

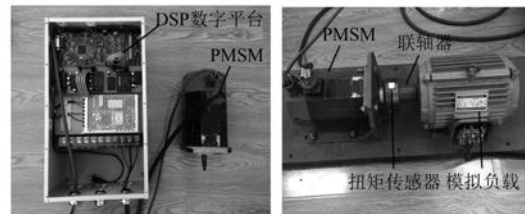


图 7 试验平台

试验中, 电机给定速度为 105 rad/s, 数据采样周期为 1.6 kHz, 负载设定为 1 N·m。图 8 和图 9 分别为电阻参数辨识结果和电感参数辨识结果。

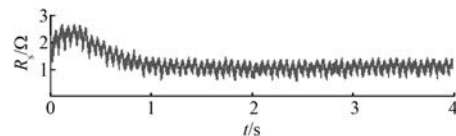


图 8 电阻辨识结果

从图 8 可以看出, 参数辨识结果收敛, 最终辨识结果定子电阻 R_s 约为 1.55 Ω , 与静态测量值相比, 误差约为 3.1%。

从图 9 可以看出, 辨识结果收敛良好但有一定的波动, 辨识的电感值 L_s 约为 28 mH, 与静态测量的电感值相比出现了较大偏差。

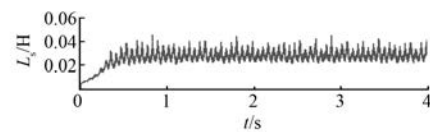


图 9 电感辨识结果

5 结 语

本文分析了电机运行时的参数变化及其对船舶推进 PMSM 无位置传感器算法的影响。对在线参数辨识算法展开了研究, 选定 MRAS 作为参数辨识的算法, 并进行了仿真及试验验证, 结果证实了算法的有效性, 可满足复杂环境下船舶电力推进系统无位置传感器控制需求。

进一步分析发现,在线辨识结果会由于电流采样存在增益误差和偏置误差而导致偏离真实值,并且程序中参与计算的电压值是通过占空比计算而来,并不是直接测量的相电压,而引入了逆变器带来的误差。下一步将设计相关算法对增益及偏置进行补偿,进一步提高参数在线辨识准确度。

【参考文献】

- [1] 刘计龙,肖飞,沈洋.永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2017,32(16):76-88.
- [2] 王高林,张国强.永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24):103-109.
- [3] 王子辉,叶云岳.反电势算法的永磁同步电机无位置传感器自启动过程[J].电机与控制学报,2011,15(10):36-42.
- [4] 刘颖,周波.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):139-145.
- [5] 张兴华,唐其太.考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机自适应反步控制[J].控制与决策,2016,31(8):1509-1512.
- [6] 刘朝华,章兢,李小花,等.免疫协同微粒群进化算法的永磁同步电机多参数辨识模型方法[J].自动化学报,2012,38(10):1698-1708.
- [7] 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): 570-576.
- [8] ZHAO L, HUANG J, CHEN J, et al. A parallel speed and rotor time constant identification scheme for indirect field oriented induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (9): 6494-6503.
- [9] 张今朝,刘国海,潘天红.基于新型转子磁链辨识方法的多电机系统同步控制[J].控制与决策,2010,25(12):1804-1809.
- [10] WANG Z, LU K, BLAABJERG F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (8): 3817-3825.
- [11] 刘金海,陈为.表贴式永磁同步电机准稳态多参数在线辨识[J].电工技术学报,2016,31(17):55-60.
- [12] 荀倩,王培良,李祖新,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):151-157.
- [13] DENG W, XIA C, YAN Y. Online multi-parameter identification of surface-mounted PMSM considering inverter disturbance voltage [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 32 (1): 1-6.
- [14] INOUE Y, YAMADA K, MORIMOTO S, et al. Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45 (1): 213-221.
- [15] MOHAMED A R I. Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (4): 1981-1988.
- [16] 王莉娜,杨宗军. SIMULINK 中 PMSM 模型的改进及在参数辨识中的应用 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16 (7): 77-85.
- [17] HOLTZ J, QUAN J. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless control eduction motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39 (4): 1052-1060.

收稿日期: 2018-05-31

(上接第 65 页)

- [8] PAUL S, BOBBA D, PAUDEL N, et al. Source field modeling in air using magnetic charge sheets [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48 (11): 3879-3882.
- [9] 黄学良,张前,周赣.一种无铁 Halbach 型永磁直线电机[J].电工技术学报,2010,25(6):1-6.
- [10] 张鲁,寇宝泉,赵斌超,等.新型 Halbach 次级结构永磁同步直线电机[J].电工技术学报,2013,28(7):39-45.

收稿日期: 2018-05-31