

磁悬浮电励磁三相直线同步电机离线参数辨识^{*}

王 健, 蓝益鹏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 建立磁悬浮电励磁三相直线同步电机 (MSEE-TPLSM) 的连续时间参数型状态空间方程数学模型, 利用前向一阶差分方法将连续时间数学模型离散化成离散时间参数型状态空间方程数学模型, 再利用 z 变换写成递推最小二乘算法标准形式的数学模型。利用递推最小二乘算法在初级转子静止状态下辨识出 MSEE-TPLSM 的电阻及自感参数。利用计算机数值仿真软件仿真 MSEE-TPLSM 参数的离线辨识算法, 得到 MSEE-TPLSM 的初级与次级电阻与电感时域辨识曲线, 仿真曲线收敛速度较快且辨识精度较高。仿真结果验证了该参数离线辨识算法的有效性。

关键词: 磁悬浮; 电励磁; 三相直线同步电机; 参数辨识; 最小二乘算法

中图分类号: TM 383 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)12-0047-08

Offline Parameter Identification of Magnetically Suspended and Electrically Excited Three-Phase Linear Synchronous Motor^{*}

WANG Jian, LAN Yipeng

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: A mathematical model with continuous-time parameter state space equations was established for magnetically suspended and electrically excited three-phase linear synchronous motor (MSEE-TPLSM). The continuous-time model was discretized into the model with discrete-time parameter state space equations using the forward difference method, and then rewritten in the standard form of recursive least squares algorithm through z -transformation. The resistance and self-inductance parameters of MSEE-TPLSM were identified by recursive least square algorithm under the static state of the primary rotor. Simulation software was used to simulate the off line identification algorithm of MSEE-TPLSM parameters, and the time domain identification curves of primary and secondary resistances and inductances of MSEE-TPLSM were obtained. The simulation curves converged fast and the identification results showed high accuracy. The effectiveness of the off line identification algorithm of MSEE-TPLSM parameters is proved.

Key words: magnetic suspension; electric excitation; three-phase linear synchronous motor; parameter identification; least square method

0 引 言

高速高精数控机床对伺服系统提出了较高的静态、动态性能要求, 采用直线电机零机械传动链直接驱动负载实现直线伺服控制, 是一种优选技术方案。磁悬浮电励磁三相直线同步电机

(MSEE-TPLSM) 可一体式实现初级转子磁悬浮及水平方向的伺服控制、零摩擦扰动驱动, 比传统非磁悬浮直线电机性能更优, 更能体现出直线电机直接驱动技术方案的优势。

文献[1]使用递推最小二乘算法离线辨识感应电机参数, 基于电机静止特性简化了数学模型,

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51575363)

作者简介: 王 健(1982—), 男, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏(1962—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、数控技术。

以伪随机白噪声序列作为辨识激励信号。文献[2]利用最小二乘算法对参数进行了递推算法辨识。文献[3-5]通过在电机端注入电流测量相应的电压响应得到辨识电机参数。

本文建立了 MSEE-TPLSM 连续状态空间方程数学模型,应用前向一阶差分方法对连续数学模型离散化得到离散状态空间方程数学模型。以递推最小二乘算法作为核心辨识算法,先辨识出中间参数再依据中间参数与 MSEE-TPLSM 参数之间的转换关系计算得到 MSEE-TPLSM 参数。应用计算机数值仿真软件仿真基于递推最小二乘算法的 MSEE-TPLSM 离线辨识算法,仿真得出 MSEE-TPLSM 的初级与次级电阻、初级与次级电感的辨识结果曲线,分析逆 M 序列辨识输入激励信号的幅值和测量噪声的方差对辨识结果的精度与收敛速度的影响。仿真结果表明,该方法收敛速度与辨识精度能满足工程应用要求。

1 MSEE-TPLSM 数学模型

1.1 MSEE-TPLSM 物理结构模型

图 1 所示为 MSEE-TPLSM 横截面示意图。初级铁心具有齿槽结构,槽中嵌放三相空间对称初级电枢绕组。次级铁心磁极采用凸极式结构,次级铁心槽嵌放次级励磁绕组。

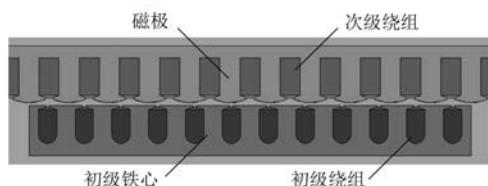


图 1 MSEE-TPLSM 横截面示意图

定义空间绝对三维笛卡尔直角坐标系, X 轴水平向左, Y 轴为进入纸面方向, Z 轴垂直向下。在垂直方向上电机次级磁极(相当于传统旋转同步电机转子磁极)与初级电枢(相当于传统旋转同步电机定子电枢)相比,位于上部,即位于负 Z 轴方向。MSEE-TPLSM 初级电枢沿 X 轴方向可产生往复直线运动,沿 Z 轴方向悬浮,随着初级电枢的 Z 轴坐标位置的增加,MSEE-TPLSM 气隙增大,稳态时初级电枢在 Z 轴的位置为一恒定值,MSEE-TPLSM 气隙恒定; Y 轴方向转子位置受机械限定为固定值。MSEE-TPLSM 次级磁极在坐

标系中固定不动。

1.2 MSEE-TPLSM 物理模型

本文根据具体 MSEE-TPLSM 利用电路与磁路观点经过抽象及合理简化后得到动态耦合电路物理模型。把 MSEE-TPLSM 看作一组具有电磁耦合和相对运动的多绕组电路。再利用电磁学和力学方法确定物理模型中电磁和力学集总参数,即电阻、电感、电抗、运动体质量、直线运动阻力系数等。初级电枢绕组可等效成三相空间对称互差 120° 分布电路上星型连接的铁心线圈。初级电枢绕组的空间位置在 X 、 Z 2个方向可产生变化。次级励磁绕组可等效成具有一定阻抗值的铁心线圈,其空间绝对位置固定。

1.3 建立 MSEE-TPLSM 数学模型

本文在理想 MSEE-TPLSM 的假定基础上,利用电磁学和力学基本定律,建立物理模型外部的输入、输出,物理模型内部的电磁和机电关系间的数学方程式组成 MSEE-TPLSM 数学模型。

作如下假设:

(1) 假设 MSEE-TPLSM 磁路为线性的;可利用叠加原理分析电机绕组的磁链和感应电动势,电机具有线性的绕组电感,与绕组电流无关,利用电感的饱和值可分析磁路饱和影响。

(2) 假设 MSEE-TPLSM 铁心中的磁滞和涡流损耗忽略不计;激磁电阻为零。

(3) 假设 MSEE-TPLSM 气隙磁场在空间为正弦分布,只考虑基波分量,磁场的空间高次谐波忽略不计。

(4) 假设 MSEE-TPLSM 次级与初级表面光滑,齿槽的影响用卡式系数来计算。

(5) 假设 MSEE-TPLSM 初级为空间对称星接三相绕组,电感循环对称,不计端部效应对初级绕组电感的不对称影响。

MSEE-TPLSM 基于 $dq0$ 坐标系的线性连续时间定常状态空间方程数学模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_d} & v_r \frac{\tau L_q}{\pi \sigma L_d} & \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ -v_r \frac{\tau L_d}{\pi L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -v_r \frac{\tau L_{md}}{\pi L_q} \\ \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} & -v_r \frac{\tau L_q L_{md}}{\pi \sigma L_d L_f} & -\frac{R_f}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_d} & 0 & -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} & 0 & \frac{1}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: i_{sd} ——初级 d 轴电流;

i_{sq} ——初级 q 轴电流;

i_f ——归算到初级侧的次级电流;

R_s ——初级电阻;

σ ——漏磁系数, $\sigma = \left(1 - \frac{L_{md}^2}{L_d L_f}\right)$;

L_d ——初级 d 轴同步电感;

v_r ——初级水平电气速度;

τ ——电机极距;

L_q ——初级 q 轴同步电感;

R_f ——归算到初级侧的次级电阻;

L_{md} ——初级 d 轴电枢反应电感;

L_{mq} ——初级 q 轴电枢反应电感;

L_f ——归算到初级侧的次级自感;

u_{sd} ——初级 d 轴电压;

u_{sq} ——初级 q 轴电压;

u_f ——归算到初级侧的次级电压。

实施离线参数辨识时使用机械抱闸装置锁定 MSEE-TPLSM 初级机械位置, 初级电气速度 v_r 为零, 则式(1)可简化为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_d} & 0 & \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & 0 \\ \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} & 0 & -\frac{R_f}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_d} & 0 & -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} & 0 & \frac{1}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

在工程实际应用中, 从给定的系统响应数据, 如时域响应中的输入和输出数据或频域响应的频率、幅值与相位数据等拟合出系统的传递函数模

型, 但由于这样的拟合有时解不唯一或效果较差, 所以一般不对连续时间系统数学模型进行直接辨识, 而对离散时间系统模型进行辨识。从而, 需要将式(2)转换为离散时间模型。

$$\text{令: } A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_d} & 0 & \frac{R_f L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & 0 \\ \frac{R_s L_{md}}{\sigma L_d L_f} & 0 & -\frac{R_f}{\sigma L_f} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_d} & 0 & -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ -\frac{L_{md}}{\sigma L_d L_f} & 0 & \frac{1}{\sigma L_f} \end{bmatrix};$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix}; u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_f \end{bmatrix}。$$

则式(2)可转换为

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3)$$

根据现代控制理论, 状态空间方程式(3)的解析解为^[6]

$$x(t) = \Phi(t - t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t - \eta)Bu(\eta)d\eta \quad (4)$$

其中: $\Phi(t) = e^{At}$ 是状态转移矩阵。

选择采用周期为 T_s , 对式(3)进行离散化, 选择 $t_0 = kT_s, t = (k+1)T_s$, 可得^[6]:

$$x[(k+1)T_s] = \Phi(T_s)x(kT_s) + \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \Phi[(k+1)T_s - \eta]Bu(\eta)d\eta \quad (5)$$

考虑对输入信号采用零阶保持器, 即在同一采样周期内输入信号的值保持不变。假设在采样周期内输入信号为固定的值 $u(kT_s)$, 则式(5)可以化简为^[6]

$$x[(k+1)T_s] = \Phi(T_s)x(kT_s) + \left[\int_0^{T_s} \Phi(\eta)Bd\eta \right] u(kT_s) \quad (6)$$

由式(6)可以发现, 使用零阶保持器后连续

系统离散化可以直接获得离散状态方程模型:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}u(k) \quad (7)$$

其中: $\mathbf{G} = \Phi(T_s)$; $\mathbf{H} = \int_0^{T_s} \Phi(\eta) \mathbf{B} d\eta$ 。

写成矩阵向量形式的离散状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(k+1) \\ i_{sq}(k+1) \\ i_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{\sigma L_d} & 0 & \frac{R_f L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & 0 \\ \frac{R_s L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} & 0 & 1 - \frac{R_f T_s}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \\ i_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_d} & 0 & -\frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} & 0 \\ -\frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} & 0 & \frac{T_s}{\sigma L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \\ u_f(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

2 递推最小二乘参数估计算法

考虑受控自回归(CAR)模型:

$$A(z^{-1}) y(k) = B(z^{-1}) u(k-d) + \xi(k) \quad (9)$$

式中: $\xi(k)$ ——白噪声。

结构参数 n_a 、 n_b 和 d 均已知,且:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \cdots + a_{n_a} z^{-n_a};$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \cdots + b_{n_b} z^{-n_b}。$$

则式(9)可写成如下最小二乘形式:

$$\begin{aligned} y(k) = & -a_1 y(k-1) - \cdots - a_{n_a} y(k-n_a) + \\ & b_0 u(k-d) + \cdots + b_{n_b} u(k-d-n_b) + \\ & \xi(k) = \boldsymbol{\varphi}^T(k) \boldsymbol{\theta} + \xi(k) \end{aligned} \quad (10)$$

其中: $\boldsymbol{\varphi}(k) = [-y(k-1), \cdots, -y(k-n_a), u(k-d), \cdots, u(k-d-n_b)]^T$; $\boldsymbol{\theta} = [a_1, \cdots, a_{n_a}, b_0, \cdots, b_{n_b}]^T$ 。

批处理最小二乘算法为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (11)$$

为了减小每次处理的数据量,利用被控对象不断提供的新信息来改善估计精度,需要将批处

理最小二乘参数估计算法转化成递推最小二乘参数估计算法,如式(12)所示^[7]:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k) [y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)} \\ \mathbf{P}(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k)] \mathbf{P}(k-1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: α ——充分大的正实数,一般取 $10^4 \sim 10^{10}$;

ε ——零向量或充分小的正实向量。

其中:初值可按 $\mathbf{P}(0) = \alpha \mathbf{I}$, $\hat{\boldsymbol{\theta}}(0) = \varepsilon$ 。

由于递推最小二乘参数辨识算法在慢时的变参数辨识中存在局限性,所以为了克服其随着数据的增长而出现的数据饱和现象,需要采用带遗忘因子的递推最小二乘参数辨识算法^[8]:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + \mathbf{K}(k) [y(k) - \boldsymbol{\varphi}^T(k) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \\ \mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)}{\lambda + \boldsymbol{\varphi}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}(k)} \\ \mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k)] \mathbf{P}(k-1) \end{cases} \quad (13)$$

其中:初值 $\mathbf{P}(0)$ 、 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(0)$ 的选择可参考递推最小二乘参数辨识算法。遗忘因子 λ 须选择接近于1的正数,通常不小于0.9;如果系统是线性的,应选 $0.95 \leq \lambda \leq 1$;当 $\lambda = 1$ 时,遗忘因子递推最小二乘参数辨识算法退化为普通递推最小二乘参数辨识算法。

3 MSE-TPLSM 最小二乘辨识算法

对离散参数型状态空间方程式(8)应用前向一阶差分方法离散化后在零初始条件下进行 z 变换,写成分量形式得到:

$$\begin{aligned} z I_{sd}(z) = & \frac{\sigma L_d - R_s T_s}{\sigma L_d} I_{sd}(z) + \frac{R_f L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} I_f(z) + \\ & \frac{T_s}{\sigma L_d} U_{sd}(z) - \frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} U_f(z) \end{aligned} \quad (14)$$

$$z I_{sq}(z) = \frac{L_q - R_s T_s}{L_q} I_{sq}(z) + \frac{T_s}{L_q} U_{sq}(z) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} z I_f(z) = & \frac{R_s L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} I_{sd}(z) + \frac{\sigma L_f - R_f T_s}{\sigma L_f} I_f(z) - \\ & \frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} U_{sd}(z) + \frac{T_s}{\sigma L_f} U_f(z) \end{aligned} \quad (16)$$

由式(14)解出 $I_f(z)$,代入式(16),并整理得:

$$\left(\frac{\sigma L_d L_f}{R_f L_{md} T_s} z^2 - \frac{L_d(\sigma L_f - R_f T_s) + L_f(\sigma L_d - R_s T_s)}{R_f L_{md} T_s} z + \frac{(\sigma L_f - R_f T_s)(\sigma L_d - R_s T_s)}{\sigma R_f L_{md} T_s} - \frac{R_s L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \right) I_{sd}(z) =$$

$$\left(\frac{L_f}{R_f L_{md}} z - \frac{\sigma L_f - R_f T_s}{\sigma R_f L_{md}} - \frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \right) U_{sd}(z) - \left(\frac{L_{md}}{R_f L_{md}} z - \frac{L_{md}(\sigma L_f - R_f T_s)}{\sigma L_f R_f L_{md}} - \frac{T_s}{\sigma L_f} \right) U_f(z) \quad (17)$$

按照式(17)应用最小二乘辨识算法辨识 MSEE-TPLSM 参数时,将初级 $dq0$ 坐标系定位于次级磁极位置静止不动,初级转子用机械抱闸装置锁定位置;通过三相电压源型逆变器输出电压空间矢量, d 轴电压给定信号 u_{sd}^* 可以按照辨识算法的需要施加逆 M 序列信号, q 轴电

压给定信号 u_{sq}^* 为零。单相逆变器输出次级励磁绕组给定电压矢量为零矢量,即励磁电压给定信号 u_f^* 为零,则方程式(17)右边最后一项为零。

将式(17)整理成如式(9)的标准 CAR 模型,得到:

$$\left(1 - \frac{2\sigma L_d L_f - L_d R_f T_s - L_f R_s T_s}{\sigma L_d L_f} z^{-1} + \frac{\sigma L_d L_f - L_f R_s T_s - L_d R_f T_s + R_f R_s T_s^2}{\sigma L_d L_f} z^{-2} \right) \cdot I_{sd}(z) =$$

$$z^{-1} \left(\frac{T_s}{\sigma L_d} - \frac{L_f T_s - R_f T_s^2}{\sigma L_d L_f} z^{-1} \right) U_{sd}(z) \quad (18)$$

同理,由式(16)解出 $I_{sd}(z)$,代入式(15),并整理得:

$$\left(\frac{\sigma L_d L_f}{R_s L_{md} T_s} z^2 - \frac{L_f(\sigma L_d - R_s T_s) + L_d(\sigma L_f - R_f T_s)}{R_s L_{md} T_s} z + \frac{(\sigma L_d - R_s T_s)(\sigma L_f - R_f T_s)}{\sigma R_s L_{md} T_s} - \frac{R_f L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \right) I_f(z) =$$

$$- \left(\frac{1}{R_s} z - \frac{\sigma L_d}{\sigma L_d R_s} \right) U_{sd}(z) + \left(\frac{L_d}{R_s L_{md}} z - \frac{\sigma L_d - R_s T_s}{\sigma R_s L_{md}} - \frac{L_{md} T_s}{\sigma L_d L_f} \right) U_f(z) \quad (19)$$

通过三相电压源型逆变器输出零电压空间矢量, d 轴电压给定信号 u_{sd}^* 与 q 轴电压给定信号 u_{sq}^* 均为零,则式(19)右边最后一项为零。单相逆变器输出次级励磁绕组给定电压矢量为逆 M 序列信号。

将式(19)整理成如式(9)的标准 CAR 模型,得到:

$$\left(1 - \frac{2\sigma L_d L_f - R_s L_f T_s - R_f L_d T_s}{\sigma L_d L_f} z^{-1} + \frac{\sigma L_d L_f - L_d R_f T_s - L_f R_s T_s + R_f R_s T_s^2}{\sigma L_d L_f} z^{-2} \right) I_f(z) =$$

$$z^{-1} \left(\frac{T_s}{\sigma L_f} - \frac{L_d T_s - R_s T_s^2}{\sigma L_d L_f} z^{-1} \right) U_f(z) \quad (20)$$

式(15)整理成如式(9)的标准 CAR 模型,得到: 其中:

$$\left(1 - \frac{L_q - R_s T_s}{L_q} z^{-1} \right) I_{sq}(z) =$$

$$z^{-1} \frac{T_s}{L_q} U_{sq}(z) \quad (21)$$

综合式(18)、式(20)、式(21)作新变量代换并写成方程组:

$$\begin{cases} (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) I_{sd}(z) = \\ z^{-1} (b_1 + b_2 z^{-1}) U_{sd}(z) \\ (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) I_f(z) = \\ z^{-1} (b_3 + b_4 z^{-1}) U_f(z) \\ (1 + a_3 z^{-1}) I_{sq}(z) = z^{-1} b_5 U_{sq}(z) \end{cases} \quad (22)$$

$$a_1 = - \frac{2\sigma L_d L_f - L_d R_f T_s - L_f R_s T_s}{\sigma L_d L_f};$$

$$a_2 = \frac{\sigma L_d L_f - L_f R_s T_s - L_d R_f T_s + R_f R_s T_s^2}{\sigma L_d L_f};$$

$$a_3 = - \frac{L_q - R_s T_s}{L_q};$$

$$b_1 = \frac{T_s}{\sigma L_d};$$

$$b_2 = - \frac{L_f T_s - R_f T_s^2}{\sigma L_d L_f};$$

$$b_3 = \frac{T_s}{\sigma L_f};$$

$$b_4 = -\frac{L_d T_s - R_s T_s^2}{\sigma L_d L_f};$$

$$b_5 = \frac{T_s}{L_q}.$$

将方程组(22)作 z 反变换并写成最小二乘辨识算法形式为:

$$\begin{cases} i_{sd}(k) = -a_1 i_{sd}(k-1) - a_2 i_{sd}(k-2) + \\ b_1 u_{sd}(k-1) + b_2 u_{sd}(k-2) + \xi(k) \\ i_f(k) = -a_1 i_f(k-1) - a_2 i_f(k-2) + \\ b_3 u_f(k-1) + b_4 u_f(k-2) + \xi(k) \\ i_{sq}(k) = -a_3 i_{sq}(k-1) + b_5 u_{sq}(k-1) + \xi(k) \end{cases} \quad (23)$$

对式(23)第一式设定数据向量 $\varphi_\alpha(k)$ 及参数向量 θ_α 为:

$$\begin{cases} \varphi_\alpha(k) = [-i_{sd}(k-1), -i_{sd}(k-2), \\ u_{sd}(k-1), u_{sd}(k-2)]^T \\ \theta_\alpha = [a_1, a_2, b_1, b_2]^T \end{cases} \quad (24)$$

根据递推最小二乘辨识算法式(13)可辨识出参数 $[a_1, a_2, b_1, b_2]^T$ 。同理,对式(23)第二式设定数据向量 $\varphi_\beta(k)$ 及参数向量 θ_β :

$$\begin{cases} \varphi_\beta(k) = [-i_f(k-1), -i_f(k-2), \\ u_f(k-1), u_f(k-2)]^T \\ \theta_\beta = [a_1, a_2, b_3, b_4]^T \end{cases} \quad (25)$$

根据递推最小二乘辨识算法式(13)可辨识出参数 $[a_1, a_2, b_3, b_4]^T$ 。对式(23)第三式设定数据向量 $\varphi_\gamma(k)$ 及参数向量 θ_γ 为

$$\begin{cases} \varphi_\gamma(k) = [-i_{sq}(k-1), u_{sq}(k-1)]^T \\ \theta_\gamma = [a_3, b_5]^T \end{cases} \quad (26)$$

根据式(13)可辨识出参数 $[a_3, b_5]^T$ 。

综上所述,解得 MSEE-TPLSM 参数:

$$R_s = \frac{a_3 + 1}{b_5} \quad (27)$$

$$R_f = \frac{a_1 + a_2 + 1}{b_4 + b_3} \quad (28)$$

$$L_d = \frac{b_3(a_1 + a_2 + 1) T_s}{(b_2 + b_1)(b_4 + b_3)} \quad (29)$$

$$L_q = \frac{T_s}{b_5} \quad (30)$$

$$L_f = \frac{b_1(a_1 + a_2 + 1) T_s}{(b_2 + b_1)(b_4 + b_3)} \quad (31)$$

$$L_{md} = \sqrt{\left[b_1 b_3 - \frac{(b_2 + b_1)(b_4 + b_3)}{a_1 + a_2 + 1} \right] \cdot \frac{(a_1 + a_2 + 1) T_s}{(b_2 + b_1)(b_4 + b_3)}} \quad (32)$$

$$\sigma = \frac{(b_2 + b_1)(b_4 + b_3)}{b_1 b_3(a_1 + a_2 + 1)} \quad (33)$$

则 MSEE-TPLSM 漏感及初级交轴电枢反应电感参数为

$$\begin{cases} L_{\sigma s} = L_d - L_{md} \\ L_{\sigma f} = L_f - L_{md} \\ L_{mq} = L_q - L_{\sigma s} \end{cases} \quad (34)$$

4 数值仿真

应用 MATLAB 仿真软件对 MSEE-TPLSM 基于递推最小二乘辨识算法进行仿真研究。其中测量噪声信号 $\xi(k)$ 是数学期望为零,方差为 0.001 的白噪声随机序列。理论分析表明,选用白噪声作为辨识输入信号可以保证获得较好的辨识效果,但在 MSEE-TPLSM 参数辨识中不易实现,因为 MSEE-TPLSM 不可能按白噪声的变化规律动作。最长线性移位寄存器序列(简称 M 序列)是一种较好的辨识信号,具有近似白噪声的性质,可保证良好的辨识精度,而且在工程上也易于实现。然而谱分析表明, M 序列含有直流成分,将造成对辨识系统的净扰动;逆 M 序列可克服这一缺点,是一种比 M 序列更为理想的伪随机码序列。本文采用由 4 位移位寄存器产生的 M 序列与周期为 2 位、元素依次取值为 0 或 1 的方波序列按位进行异或运算,得到复合序列以 30 位为循环周期的逆 M 序列作为输入激励信号^[9]。MSEE-TPLSM 初级绕组与次级绕组由逆变器供电母线电压取为 540 V,这样逆 M 序列的信号幅值为母线电压的一半,即 ± 270 V 的伪随机序列。仿真用 MSEE-TPLSM 模型参数真实值如表 1 所示。

由表 1 参数可算出初级绕组漏感真实值为 $L_{\sigma s} = L_d - L_{md} = 1.6$ mH,归算到初级侧次级绕组漏感真值为 $L_{\sigma f} = L_f - L_{md} = 3.2$ mH。

表 1 MSEE-TPLSM 参数真实值

参数名称	参数值
初级电阻 R_s/Ω	3.475
归算到初级侧的次级电阻 R_l/Ω	2.786
初级 d 轴电枢反应电感 L_{md}/mH	32.32
初级 q 轴电枢反应电感 L_{mq}/mH	25.86
初级 d 轴同步电感 L_d/mH	33.92
初级 q 轴同步电感 L_q/mH	27.46
归算到初级侧的次级自感 L_l/mH	35.52
漏磁系数 σ	0.133

图 2~图 4 所示为测量白噪声序列方差为 0.001、辨识输入信号为幅值 $\pm 270\text{ V}$ 的逆 M 序列时由递推最小二乘辨识算法辨识出的参数曲线。

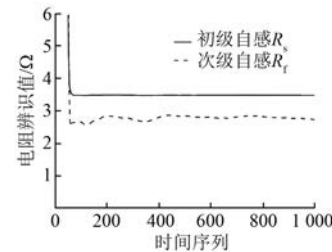


图 2 电阻辨识值

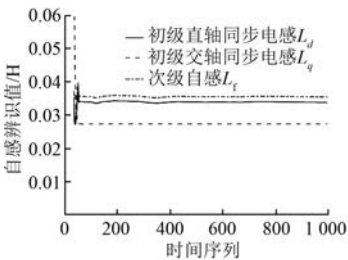


图 3 自感辨识值

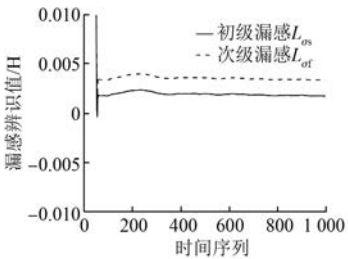


图 4 漏感辨识值

观察图 2 可知,初级绕组电阻辨识曲线收敛迅速,而且辨识结果精度较高;但次级绕组电阻辨识曲线收敛较缓慢,而且辨识过程中受白噪声序

列测量干扰影响辨识结果有所波动。原因是本文的辨识算法是先辨识出中间参数 $[a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5]^T$, 然后由中间参数依据式(27)~式(34)计算出 MSEE-TPLSM 参数。由于较复杂的计算式可导致辨识误差的叠加累积,所以 MSEE-TPLSM 参数依据其计算式的复杂程度,辨识精度略有不同。图 3、图 4 同样具有 MSEE-TPLSM 参数依赖其计算式的复杂程度,辨识精度略有不同的特点,但总体参数辨识收敛较快,满足精度要求。

图 5 所示为当母线电压降低为 160 V 时,初级与次级绕组自感的辨识曲线。可知母线电压较低时自感参数辨识收敛较慢。

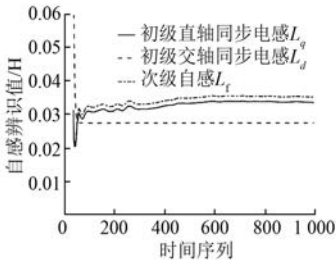


图 5 自感辨识值(当母线电压为 160 V 时)

图 6 所示为当测量白噪声序列方差增加为 0.01 时,初级与次级绕组电阻的辨识曲线。

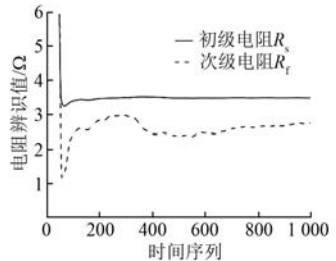


图 6 电阻辨识值(当噪声方差为 0.01 时)

观察图 6 可知,白噪声序列方差增加时对初级绕组电阻的辨识几乎没有影响,但对次级绕组电阻辨识收敛速度即辨识精度有一定影响。

图 7 所示为当测量白噪声序列方差增加为 0.01 时,初级与次级绕组自感的辨识曲线。

观察图 7 可知,白噪声序列方差增加时对初级绕组 q 轴自感的辨识几乎没有影响,但对初级绕组 d 轴自感及次级绕组自感辨识收敛速度有一定影响。

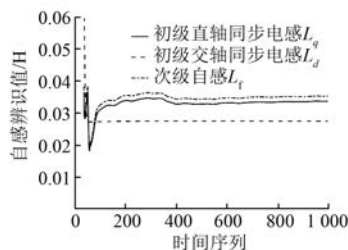


图7 自感辨识值(当噪声方差为0.01时)

5 结 语

(1) 相对较高幅值的逆M序列辨识输入激励信号,有助于提高辨识算法的收敛速度,但工程应用时需要注意逆变器的过电流保护。

(2) 输出电流测量信号中白噪声的方差增加时,辨识算法收敛速度有所减慢,辨识精度有所降低。在实际工程应用中需要采用低通滤波器尽量滤除电流测量信号的噪声干扰。

(3) 本文所研究的MSEE-TPLSM参数辨识算法为间接辨识算法,即先用递推最小二乘算法辨识出中间参数 $[a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5]^T$,然后由中间参数依据式(27)~式(34)经过2次计算得到MSEE-TPLSM参数。因为该过程存在2次误差累积,所以在工程应用时需要尽量提高中间参数的辨识精度。

【参考文献】

- [1] 张虎,李正熙,童朝南.基于递推最小二乘算法的感应电动机参数离线辨识[J].中国电机工程学报,2011,31(18):79.
- [2] 李建军,盛洁波,王翠,等.异步电机定转子参数的辨识方法研究[J].电工技术学报,2006,21(1):70.
- [3] 王明渝,冼成渝,惠娅倩.感应电动机矢量控制参数离线辨识技术[J].电工技术学报,2006,21(8):90.
- [4] 刘鹏,吴文进,苏建徽.一种异步电动机静止状态下参数辨识的改进方法[J].电工技术学报,2015,30(5):42.
- [5] 贺艳晖,王跃,王兆安.异步电机参数离线辨识改进算法[J].电工技术学报,2011,26(6):73.
- [6] 邹伯敏.自动控制理论[M].3版.北京:机械工业出版社,2007.
- [7] 杨承志,孙隽华,张长胜.系统辨识与自适应控制[M].重庆:重庆大学出版社,2003.
- [8] 柴天佑,岳恒.自适应控制[M].北京:清华大学出版社,2016.
- [9] 庞中华,崔红.系统辨识与自适应控制 MATLAB 仿真[M].3版.北京:北京航空航天大学出版社,2017.

收稿日期:2019-09-23

(上接第26页)

- [9] YU W, LUO Y, PI Y. Fractional order modeling and control for permanent magnet synchronous motor velocity servo system [J]. Mechatronics, 2013, 23(7): 813.
- [10] ZHONG J, LI L. Tuning fractional-order $PI^A D^\mu$ controllers for a solid-core magnetic bearing system [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(4): 1648.
- [11] CHEN B M, LEE T H, PENG K, et al. Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation: theory and an application [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48(3):

427.

- [12] PENG K, CHEN B M, CHENG G, et al. Modeling and compensation of nonlinearities and friction in a micro hard disk drive servo system with nonlinear feedback control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005, 13(5): 708.
- [13] CHENG G Y, JIN W G. Parameterized design of nonlinear feedback controllers for servo positioning systems [J]. Journal of System Engineering and Electronics, 2006, 17(3): 593.

收稿日期:2019-09-10