

# 永磁同步电机转子位置提取近似分类支持向量机灰色预测方法

王磊, 李颖晖, 祝晓辉, 朱喜华, 张敬

(空军工程大学工程学院, 陕西 西安 710038)

**摘要:** 针对单一灰色预测方法下磁特性曲线建模对电机不同运行状态区分能力差、概括性不强, 由此导致估计误差较大的问题, 提出基于支持向量机分类细化特性曲线区, 提高用以灰色 GM(1,1) 预测建模数据指数光滑度, 改善转子信息估计精度的灰色近似支持向量机分类预测算法。将此预测方法用于永磁同步电机的矢量控制当中, 数值仿真结果证明, 引入先期近似支持向量机分类算法后的转子位置灰色预测法可以在较少测试数据集上达到较高的估计精度。

**关键词:** 永磁同步电机; 转子位置自检测; 灰色近似支持向量机分类预测算法; 无传感器控制

## Extraction of rotor position for PMSM using PSVMC-GMP system prediction

WANG Lei, LI Ying-hui, ZHU Xiao-hui, ZHU Xi-hua, ZHANG Jing

(Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

**Abstract:** The magnetic characteristics curve modeling based on single gray model has shortcomings in distinguishing different running states of motors and summarizing, which causes a big prediction error. This paper proposes a proximal SVM classifiers based grey model prediction method (PSVMC-GMP) which classifies the characteristics curve areas in detail based on SVM classifiers, and improves the exponential smoothness of the GM(1,1) modeling data as well as the rotor information estimation precision. This prediction method is applied to vector control of PMSM, and the simulation results show that it has high estimation precision in less measured data setting.

**Key words:** permanent magnet synchronous motors (PMSM); rotor position self-sensing; proximal SVM classifiers based grey model prediction(PSVMC-GMP); sensorless control

中图分类号: TP301 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)23-0097-06

## 0 引言

永磁同步电机的转子位置及速度自检测技术在工程领域具有广泛应用价值, 位置及速度自检测就是无需借助光电编码器等物理传感器, 通过对电机终端电气信号的计算, 间接获得精确的转子位置及速度信息。基波反电势估计法、高频信号注入法及状态观测器法是永磁同步电机位置与速度估计中所采用的主要方法。上述三种方法的共同点是基于永磁同步电机确定性数学模型及某种固有特性(如反电势或凸极性等进行实时解算, 需要获取系统大量的先验信息, 状态估计机械性较强、算法复杂且计算量偏大, 尤其是对于凸极性显著导致非线性更为严重的一类内插式永磁同步电机(IPMSM), 其状态估计算法的构造存在诸多困难<sup>[1-3]</sup>。

文献[4-5]对应用灰色预测理论解决永磁同步电机转子位置角及速度的预测展开了初步的研究工作。应用灰色 GM(1,1) 模型预测下一个采样周期

静止坐标系内的电流值, 然后将其应用于位置及速度估计, 提高了状态估计的实时性与精确性; 基于灰色 GM(1,1) 预测模型转子位置及速度估计方法的特点是算法所需样本数据少、计算速度快, 但其数据的泛化能力及预测准确性受到磁特性曲线空间分布, 也即工作状态影响较大。因此, 采取单一的建立在固定特征位置的关联曲线很难获得理想的预测精度。

本文将近似分类支持向量机 PSVMC 算法与灰色 GM(1,1) 预测算法结合到一起(PSVMC-GMP), 首先通过建立分类器, 将采样数据映射到磁特性曲线区所属特定有效预测区域, 再通过灰色预测方法估算转子位置角。

## 1 基于磁特性曲线相关度的分类方案

函数的光滑离散性是灰色建模的基础, 光滑度大的函数更易于用精度高的连续函数逼近, 光滑离散函数序列经 1-AGO 生成后具有较好的指数光滑

性,可显著提高 GM(1, 1)预测精度<sup>[6]</sup>。但是磁链序列在不同电流值及不同转子位置角具有不同的光滑特性,小负载转矩下绕组电流幅值较小,磁链值在不同转子位置角处近似成线性单调分布,此时,GM(1,1)模型具有较好的预测精度;随着负载转矩的增加,绕组电流使磁路呈现一定饱和状态,磁链序列分布的单调性被破坏,GM(1, 1)模型预测精度降低。

同理,转子位置角也对磁链序列的分布产生影响,绕组轴线附近区域内磁路饱和,磁链密集度高;远离绕组轴线区磁链序列区分性好,GM(1,1)建模效果好。

为表征磁特性曲线簇分布差异性,引入相磁链与相电流线性相关度计算公式:

$$r_{\theta} = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^l (\psi_j - \bar{\psi}_{\theta})(i_j - \bar{i}_{\theta})}}{\sqrt{\sum_{j=1}^l (\psi_j - \bar{\psi}_{\theta})} \cdot \sqrt{\sum_{j=1}^l (i_j - \bar{i}_{\theta})}} \quad (1)$$

式中:  $\bar{\psi}_{\theta}$ 、 $\bar{i}_{\theta}$  分别为一定转子位置角时对应的磁链与电流数据平均值;  $(\psi_i, i_i)$  为样本数据对。

由线性相关系数的变化情况就可准确判断出磁特性数据序列光滑程度。根据这一判断准则,由系统当前控制周期采样得到的相电流及相电压计算相应磁链值,然后将数据对  $(\psi_i, i_i)$  与磁特性曲线簇分布进行先期比对,确定相电流对应磁链序列的光滑离散度情况;通过设置表征磁链光滑离散情况的磁链与电流线性相关度的临界阈值,在线对数据集进行近似分类支持向量机先期归类。设定临界阈值进行分类的实质是将当前  $(\psi_i, i_i)$  映射到磁特性曲线对应的饱和区或非饱和区,对饱和区数据通过缩减特征曲线距离提高预测精度,而对非饱和区数据则采用前文  $45^{\circ}$  等间隔特征序列。基于此近似分类支持向量机二分类法的灰色预测既可提高转子状态的预测精度,又可显著减少运算量,有助于开发实时应用系统。

## 2 FEA 法磁特性曲线簇样本数据获取

应用场路耦合时步有限元法并结合文献[7]提出的旋转电机绕组磁链计算方法,本节使用业界优秀电磁分析软件 ANSOFT 公司 Maxwell v 12.1 及其集成化电机设计组件 RMxpert.v11<sup>[8]</sup>对“安川电机公司”产 SGMPH-15A1A2B 型电机进行三维静磁场建模与求解,并通过瞬态场分析求出相绕组磁链分布情况。

磁链计算基本原理为:如果电机绕组由  $N$  匝细

导线构成,且假设导线的截面积可以忽略不计,则线圈匝链的磁链  $\psi$  原理表达式为:

$$\psi = N \cdot \phi = N \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2)$$

式中:  $\phi$  为通过任意给定表面  $S$  的磁通;  $\mathbf{B}$  为截面内的磁感应强度矢量。电机电磁场分析一般采用由矢量磁位  $\mathbf{A}$  表示的边值问题,如式 (3)。

$$\nabla \times v \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{J}_s - \sigma \left( \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) - \sigma (\nabla v) + \nabla \times H_C \quad (3)$$

式中:  $v$  为转速;  $\mathbf{J}_s$  为电流密度;  $H_C$  为永磁体矫顽力;  $\sigma$  为介质电导率; 符号“ $\nabla$ ”表示对向量场取旋度。

由矢量磁位定义及斯托克斯公式可以得到:

$$\psi = N \cdot \phi = N \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = N \iint_S (\nabla \times \mathbf{A}) \cdot d\mathbf{S} = N \oint_L \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (4)$$

式中:  $L$  为绕组所在表面  $S$  的边界曲线;  $\phi$  为穿过该表面的磁通。根据式 (4) 就将整个绕组所在定子空间平面内的磁链计算转化为定子槽内闭合绕组  $N$  匝线圈的线积分问题,如果假设一相绕组  $N$  匝线圈空间轴线位置重合在一起,则仅围绕一匝线圈计算线积分问题即可,一相绕组匝链的总的磁链可通过式 (5) 计算。

$$\psi = N \cdot \psi_{L(1)} = N \cdot \left( \sum_{i=1}^{LE_{\text{total}}} \int_{l_i} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \right) \quad (5)$$

式中:  $LE_{\text{total}}$  为整个线圈所在区域内选定积分路径所占计算单元数;  $l_i$  为单元  $i$  中的积分路径段。由式 (5) 可以看出,绕组线圈网格剖分及计算单元内积分路径的规划对磁链计算具有决定作用,据此分析磁链计算的原理及步骤如下。

### (1) 电机几何建模及空间矢量磁位计算方法

所研究 SGMPH-15A1A2B 型电机为 48 槽 4 极内置径向式结构,绕组为集中式  $60^{\circ}$  相带分布,每槽嵌入直径为 0.607 mm 的 25 根圆柱形导体,电机径向几何结构及矢量磁位计算空间三维自适应网格剖分分别如图 1 (a)、图 1 (b) 所示。求解器设置为三维瞬态运动场分析,设置运动边界使得可以考察转子位于不同位置角时的一相绕组所匝链的磁链情况。

### (2) 线圈积分路径选择及单元内线积分算法

线圈积分路径选择主要考虑两个方面,一是矢量磁位与线圈延伸方向的空间位置关系;二是绕组端部对整个磁链贡献测度,由于线圈端部磁位分布稀疏且方向杂乱,矢量磁位值在端部积分路径上可以用常值替代。具体到三维计算单元的内部,考虑

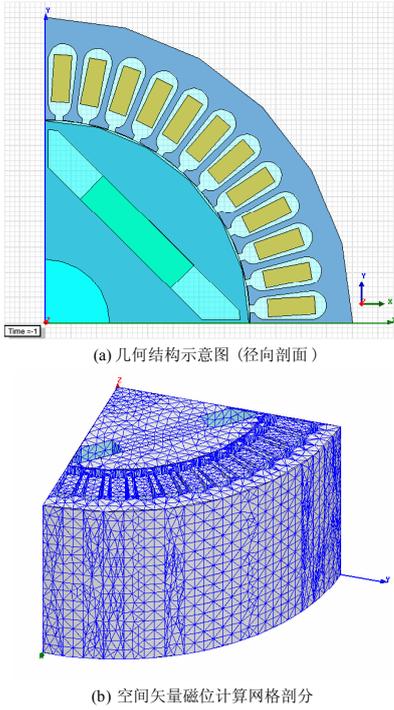


图1 SGMPH-15A1A2B型电机 Maxwell 3D建模

Fig.1 Model of SGMPH-15A1A2B motor by Maxwell 3D

到 Ansoft Maxwell v 12.1 三维有限元分析采用 4 节点 4 面体单元, 为提高绕组磁链计算精度, 对每一个单元  $l_i$  积分路径取顶点与其对顶面的质心连线, 相邻计算单元路径选取以对顶面质心为过渡点进行顶点的轴向连接。矢量磁位在计算单元内的线积分为:

$$\int_{l_i} \mathbf{A}_i \cdot d\mathbf{l} = \int_{A_{i\_vertex}}^{P_i} \mathbf{A}_i \cdot d\mathbf{l} = \int_{A_{i\_vertex}}^{P_i} (A_x dx + A_y dy + A_z dz) \quad (6)$$

式中:  $A_{i\_vertex}$  为选定的积分路径所在计算单元的顶点;  $P_i$  为顶点对顶面质心。在有限元分析中, 计算单元矢量磁位的插值函数可表示为式 (7)。

$$\begin{cases} A_x = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) A_{xj} \\ A_y = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) A_{yj} \\ A_z = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) A_{zj} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $(A_{xj}, A_{yj}, A_{zj})(j=1 \sim g)$  为第  $j$  个单元格节点矢量磁位值;  $(A_x, A_y, A_z)$  为插值点处矢量磁位值;  $N_j(\varepsilon, \eta, \zeta)$  为计算单元形状函数;  $g$  为计算单元节点数。

整体坐标与局部坐标的关系为:

$$\begin{cases} x = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) x_{yj} \\ y = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) y_{yj} \\ z = \sum_{j=1}^g N_j(\varepsilon, \eta, \zeta) z_{yj} \end{cases} \quad (8)$$

对于 4 节点 4 面体单元, 其形状函数为:

$$\begin{cases} N_1(\varepsilon, \eta, \zeta) = (1-\zeta)\xi \\ N_2(\varepsilon, \eta, \zeta) = (1-\zeta)\eta \\ N_3(\varepsilon, \eta, \zeta) = \zeta \\ N_4(\varepsilon, \eta, \zeta) = (1-\zeta)(1-\varepsilon-\eta) \end{cases} \quad (9)$$

其单元顶点局部坐标分别为:  $(\varepsilon_j, \eta_j, \zeta_j) = ((1, 0, 0), (0, 1, 0), (0, 0, 1), (0, 0, 0))$ ; 在积分路径  $Vertex(4)_{(1, 0, 0)} \rightarrow P_{(1/3, 1/3, 1/3)}$  上, 由式 (7) 可得到矢量磁位  $\mathbf{A}$  的各分量为:

$$\begin{cases} A_x = \zeta(1-\zeta)(A_{x1} + A_{x2}) + \zeta A_{x3} + (1-\zeta)(1-2\zeta)A_{x4} \\ A_y = \zeta(1-\zeta)(A_{y1} + A_{y2}) + \zeta A_{y3} + (1-\zeta)(1-2\zeta)A_{y4} \\ A_z = \zeta(1-\zeta)(A_{z1} + A_{z2}) + \zeta A_{z3} + (1-\zeta)(1-2\zeta)A_{z4} \end{cases} \quad (10)$$

积分路径上长度微元表达式为:

$d\mathbf{x} = (\partial x / \partial \xi) d\xi + (\partial x / \partial \eta) d\eta + (\partial x / \partial \zeta) d\zeta$ , 则可推导出

$$\begin{cases} dx = (1-2\zeta)(x_1 + x_2) + x_3 - (3-4\zeta)x_4 \\ dy = (1-2\zeta)(y_1 + y_2) + y_3 - (3-4\zeta)y_4 \\ dz = (1-2\zeta)(z_1 + z_2) + z_3 - (3-4\zeta)z_4 \end{cases} \quad (11)$$

将长度微元的各分量表达式与式 (10) 代入式 (6), 即可得到积分路径穿越磁场分析中单个 4 节点 4 面体单元的线积分表达式:

$$\begin{aligned} \int_{l_i} \mathbf{A}_i \cdot d\mathbf{l} &= \int_{A_{i\_vertex}}^{P_i} (A_x dx + A_y dy + A_z dz) = \\ &= \sum_{j=x,y,z} \int_0^{1/3} (\zeta(1-\zeta) \sum_{k=1}^2 A_{jk} + \zeta A_{j3} + (1-\zeta)(1-2\zeta)A_{j4}) \cdot \\ & \quad ((1-2\zeta) \sum_{k=1}^2 x_k + x_3 - (3-4\zeta)x_4) d\zeta \end{aligned} \quad (12)$$

(3) 矢量磁位场域分布及不同转子位置角处磁链计算结果

启动 Ansoft Maxwell 仿真计算模型, “运动设置 (Motion Setup)” 为  $0^\circ \sim 90^\circ$  范围, 对本例 2 对极电机则涵盖  $0^\circ \sim 180^\circ$  电角度范围。每隔  $5^\circ$  电角度对计算结果进行存储并用软件自带的“场域计算器 (Fields Calculator)” 由式 (5) 及式 (12) 计算相

应磁链值，激励电流源模拟负载情况在某一测定角度上以 0.1 A 间隔线性增加。

矢量磁位  $A$  的场域分布如图 2 所示(以  $i_a=3.8 A$  激励下  $\theta_e = \pm 45^\circ$  及  $\theta_e = \pm 30^\circ$  工作状态为例进行说明):

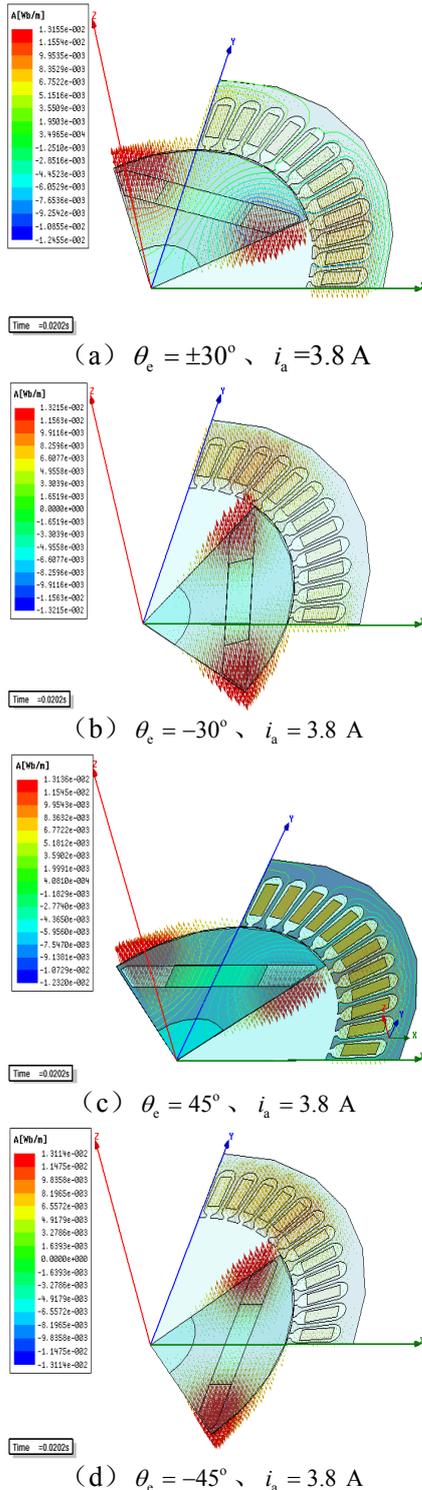


图 2 SGMPH-15A1A2B 型电机矢量磁位场域分布

Fig.2 Vector magnetic field of SGMPH-15A1A2B motor

最终获取的电机绕组磁化曲线簇如图 3 所示，图中共绘制等转角角度间隔  $180/5+1=37$  条磁链曲线，可以看出基于有限元分析由数值计算得出的绕组磁化曲线与通过实验测定得到的磁化曲线具有较好的吻合度。

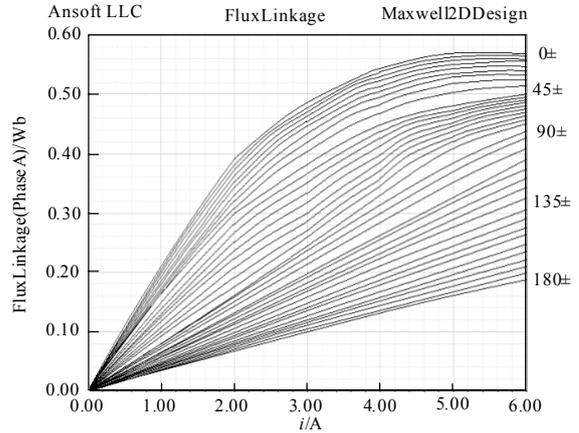


图 3 SGMPH-15A1A2B 型电机磁化曲线簇 ( $0^\circ \sim 180^\circ$ )

Fig.3 Vector magnetic curves of SGMPH-15A1A2B motor ( $0^\circ \sim 180^\circ$ )

### 3 PSVMC-GMP 算法设计及仿真实验

#### 3.1 算法设计

将由数值分析得到的电机磁化数据集以点阵间隔 ( $5^\circ, 0.1 A$ ) 进行存储 (共计 2 220 个数据对), 结合近似分类支持向量机二分类的转子位置角灰色预测具体算法步骤如下 (对此处非线性二分类采用高斯核函数)。

(a) 在控制系统采样时刻测得电机定子相电流及相电压, 计算相应磁链值得到磁化数据对  $(\psi_{i,k}, i_{i,k})$ ;

(b) 设定表征磁特性曲线光滑离散情况的磁链与电流线性相关度临界阈值  $r_{\mu}$ , 根据存储的磁化曲线数据集计算分类参数  $(\omega, b)$ , 综合临界阈值及分类支持向量  $N_{sv}$  进而确定决策函数并对采样时刻数据进行分类映射;

(c-1) 如果磁化数据对  $(\psi_{i,k}, i_{i,k})$  映射到非饱和区, 选择预测基本角度单位  $k_{ns}$  ( $k_{ns} = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$  及  $180^\circ$  共五个等间隔值);

(c-2) 如果磁化数据对  $(\psi_{i,k}, i_{i,k})$  映射到饱和区, 依据  $\psi_{i,k}$  数值大小选择临近基本角度单位  $k_{ns}$  ( $k_{ns} = [\psi_{i,k}]^\circ - 10^\circ, [\psi_{i,k}]^\circ - 5^\circ, [\psi_{i,k}]^\circ, [\psi_{i,k}]^\circ + 5^\circ$  及  $[\psi_{i,k}]^\circ + 10^\circ$  共五个等间隔值), 其中  $[\psi_{i,k}]^\circ$  由有限元分析得到的电机磁化数据确定;

(d) 查表得到同样的电流在五个不同角度所

对应的磁链值  $\psi_i^{(0)}(k)$ , 把它们作为已知数据, 通过一次累加生成 1-AGO 序列  $\psi_i^{(1)}(k)$ , 其中  $k = k_s, k_{ns}$ ; 预测磁链随角度  $\theta_e$  的变化规律, 参数  $a_\theta$ 、 $b_\theta$  在每个采样周期通过最小二乘法进行实时更新;

(e) 将计算所得磁链值与预测磁链曲线相比较即可得到当前转子位置角;

(f) 转到第一步计算下一采样时刻磁化数据对  $(\psi_{i,k+1}, i_{i,k+1})$ 。

### 3.2 仿真实验

将先期近似分类支持向量机算法引入到本文前述转子位置角灰色预测当中, 图 4 为设定临界阈值设置  $r_\theta = 0.65$  及  $r_\theta = 0.85$  时表征磁特性曲线序列光滑离散情况的分类结果, 存储的部分离散数据对  $r_\theta = 0.65$  映射到局部对应饱和区与非饱和区。

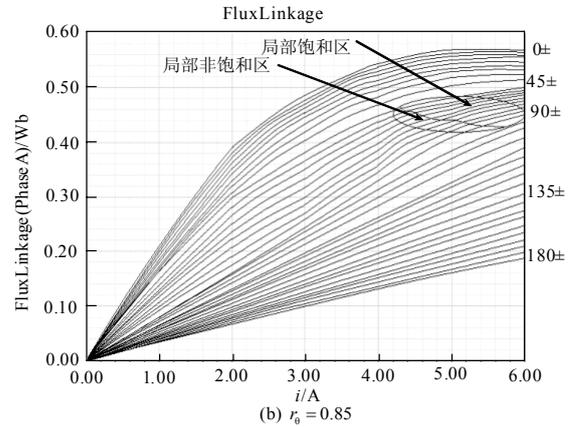
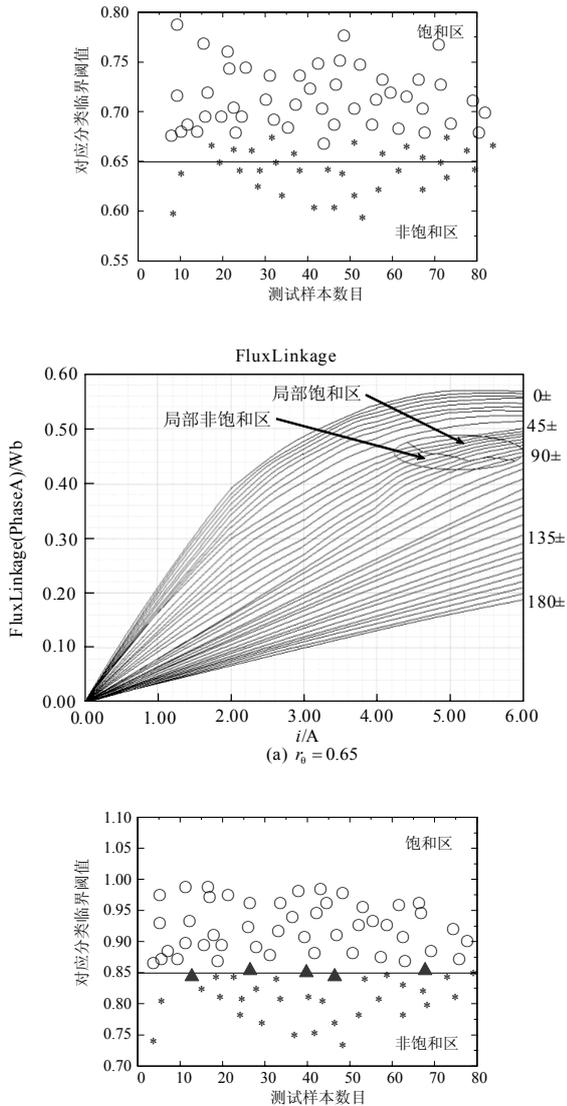


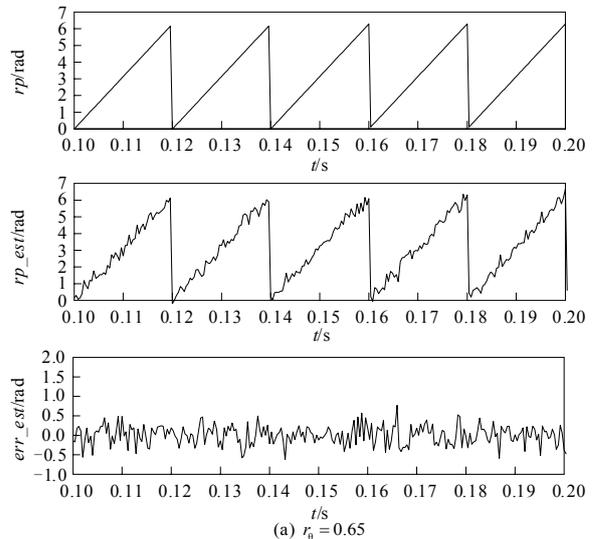
图 4 基于临界阈值  $r_\theta$  设定的 PSVM 分类结果

Fig.4 PSVM classification results based on threshold amount of  $r_\theta$

由图 4 分类结果可看出, 以有限样本 80 个数据为例, 提升临界阈值  $r_\theta$  的数值后, 原非饱和区数据由 33 个变为 28 个, 而饱和区数据则由 47 个变为 52 个, 基于饱和区数据分类结果按照本文前述 PSVMC-GMP 算法第 (c-2) 步骤对临近基本角度单位进行缩距选择, 则可以提高预测精度。

图 5 为额定转速下设定不同临界阈值设置  $r_\theta = 0.65$  及  $r_\theta = 0.85$  时转角估计结果。

从仿真结果可以看出, 引入先期近似支持向量机二分类的灰色预测结果较文献[6]单纯依靠固定等间隔特征位置磁特性曲线灰色预测, 其估计精度及平滑度均有所提高; 由图 5 (b) 与图 5 (a) 相比较可以看出, 通过进一步提升表征磁特性曲线离散光滑度的临界阈值  $r_\theta$ , 细化区分相应饱和区数据点并由此选择临近缩减等间隔基本角度单位, 显著改善了灰色预测效果, 证明了 PSVMC-GMP 算法用于 PMSM 转角的实时估计是可行且有效的。



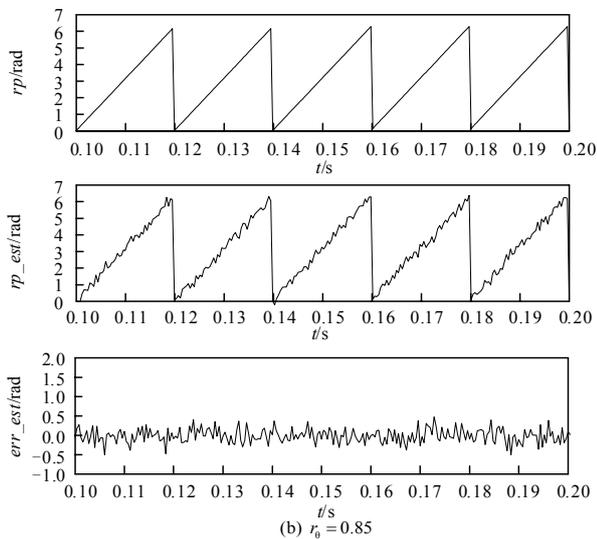


图5 基于临界阈值  $r_\theta$  设定 PSVMC-GMP 转角估计 (1 500 rpm)

Fig.5 PSVMC-GMP estimate of rotor position angle based on threshold amount of  $r_\theta$  (1 500 rpm)

#### 4 结论

针对单一灰色预测方法下磁特性曲线序列离散光滑度不高, 导致估计误差较大的问题, 本文研究了近似分类支持向量机灰色预测方法对永磁同步电机转子位置估计。仿真实验验证了所提出方案的可行性, 引入先期近似支持向量机分类算法后的转子位置灰色预测法在较少测试数据集上达到较高的估计精度。

#### 参考文献

- [1] Lorenz R D. Practical issues and research opportunities when implementing zero speed sensorless control[C]. // Proceedings of the IEEE 5th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'2001). Shenyang (China): 2001: 1-10.
- [2] 尚喆, 赵荣祥. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (3): 23-27.  
SHANG Zhe, ZHAO Rong-xiang. Research on sensorless control method of PMSM based on an adaptive sliding mode observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27 (3): 23-27.
- [3] Jeong-seong Kim, Shinji Doki, Muneaki Ishida.

Improvement of IPMSM sensorless control performance using fourier transform and repetitive control[C].// Proceedings of IEEE 28th Annual Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation (IECON'02). Sevilla (Spain): 2002: 597-602.

- [4] 孙海军, 赵成明. 灰色预测法PMSM无传感器控制系统[J]. 电机与控制学报, 2007, 11 (6): 604-608.  
SUN Hai-jun, ZHAO Cheng-ming. Research of sensorless controlled PMSM based on grey theory[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11 (6): 604-608.
- [5] 孙海军, 郭庆鼎, 高松巍, 等. 系统辨识法永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2008, 12 (3): 244-247.  
SUN Hai-jun, GUO Qing-ding, GAO Song-wei, et al. Sensorless control of permanent magnetism synchronous motor using identification method[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12 (3): 244-247.
- [6] 祝晓辉, 李颖晖. 永磁同步电机转子位置及速度提取灰色预测法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13 (2): 184-189.  
ZHU Xiao-hui, LI Ying-hui. Extraction of rotor position and speed for PMSM using grey system prediction[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13 (2): 184-189.
- [7] 谢德馨, 阎秀格, 张亦黄. 旋转电机绕组磁链的三维有限元分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (21): 143-148.  
XIE De-xin, YAN Xiu-ke, ZHANG Yi-huang. Three dimensional finite element analysis of winding magnetic flux linkage in rotary electric machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26 (21): 143-148.
- [8] An soft electric machine design reference (revision) [R]. Ansoft Corporation, 2008.

收稿日期: 2010-05-16; 修回日期: 2010-05-31

作者简介:

王磊 (1983-), 男, 博士研究生, 研究方向为混沌理论在电机控制系统中的应用; E-mail: wanglei3687114@163.com

李颖晖 (1966-), 女, 博士生导师, 教授, 主要研究方向为先进控制理论在电气系统的应用。