

基于支持向量机广义逆的直线永磁游标电机内模解耦控制

赵文祥, 邱先群, 刘国海, 许沈鼎

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 针对直线永磁游标电机这一多变量、强耦合的非线性系统, 提出一种基于支持向量机广义逆内模控制的方法. 在证明其数学模型存在广义逆的基础上, 通过支持向量机来辨识原系统的广义逆系统, 经复合后得到具有线性关系的伪线性系统, 然后引入内模控制方法设计附加控制器以增强整个系统的鲁棒性. 仿真结果验证了所提出方法具有良好的解耦性能和抗干扰特性.

关键词: 永磁电机; 直线电机; 支持向量机; 广义逆; 内模控制; 解耦控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Internal model control of linear permanent-magnet vernier motor based on support vector machines generalized inverse

ZHAO Wen-xiang, QIU Xian-qun, LIU Guo-hai, XU Shen-ding

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China. Correspondent: ZHAO Wen-xiang, E-mail: zwx@ujs.edu.cn)

Abstract: Due to the multivariable, nonlinear and high coupling characteristics of a linear permanent-magnet vernier machine, a method based on support vector machine(SVM) generalized inverse-based internal model control(IMC) is proposed. The existence of the generalized inverse is verified, then the pseudo-linear system is formed by connecting the original system with the generalized inverse system identified by the SVM. Moreover, the IMC theory is utilized to design extra controllers to improve the robustness of the whole motor drive system. The simulation results show that the proposed control system has good performances of decoupling and resistance to interference.

Keywords: permanent magnet motor; linear motor; support vector machine; generalized inverse; internal model control; decoupling control

0 引言

随着中国经济的飞速发展, 中国的交通需求也进入一个高速膨胀的阶段. 轨道交通系统作为一种优质交通系统解决方案受到了广泛的关注, 其中用于城轨列车的电机更得到了深入的研究. 相对于旋转电机, 直线电机在轨道交通领域有着显著的优势, 如结构简单、动力性能强、环境污染小等^[1]. 直线感应电机已被应用于广州地铁、首都机场等城市轨道交通领域, 技术较为成熟, 但效率偏低; 永磁直线同步电机效率较高, 但是由于其永磁体或者绕组需要沿轨道铺设, 成本较大, 且维护不便^[2]. 初级直线永磁游标(LPMV)电机将永磁体和绕组全都放置在初级上, 次级仅由导

磁材料构成, 电机效率较高, 因此, 在轨道交通领域有着较好的应用前景^[3].

LPMV电机是一个复杂的多变量、强耦合的非线性系统, 其控制的关键是将系统解耦和线性化. 与传统的逆系统方法相比较, 广义逆系统方法^[4-5]不仅能实现非线性系统的线性化和解耦, 而且能使解耦后得到的子系统开环稳定, 子系统极点在复平面内合理配置, 从而得到较为理想的开环频率特性.

针对实际工程中非线性系统精确建模比较困难的情况, 文献[6-9]提出了基于神经网络构建逆系统的方法, 但该类方法存在局部最小、过学习、学习速度慢等问题. 而支持向量机^[10-12]在小样本上具有良好

收稿日期: 2015-07-18; **修回日期:** 2015-12-04.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51277194, 51422702); 江苏省普通高校研究生创新计划项目(SJZZ150132); 江苏省高校优势学科项目.

作者简介: 赵文祥(1976—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电机设计与电磁分析、复杂系统控制等研究; 邱先群(1991—), 男, 硕士生, 从事永磁直线电机的驱动与控制的研究.

的非线性建模能力和泛化能力,能有效地改善这些缺点.因此,通过运用支持向量机来逼近 LPMV 电机系统的逆系统,可将被控对象补偿为具有线性、解耦的伪线性系统.另一方面,引入内模控制方法设计附加控制器^[13-14],可以克服模型参数的变化和其他不可见的干扰(如负载扰动等)影响,增强伪线性系统对于扰的鲁棒性.

本文针对 LPMV 电机这个多变量、强耦合的多输入多输出(MIMO)系统,将支持向量机构建广义逆系统与内模控制方法相结合,实现对 LPMV 电机的解耦控制,并通过仿真验证了该解耦控制方法的正确性和可靠性.

1 LPMV 电机及其数学模型

1.1 LPMV 电机

一台三相初级 LPMV 电机的截面如图 1 所示.置于列车侧的电机初级由硅钢冲片叠成的永磁体、初级铁心和三相电枢绕组组成,其中永磁体呈分段结构嵌于初级齿上;而放置在轨道侧的电机次级仅由带有凸极的硅钢冲片叠成,结构简单,既无绕组,也无永磁体,因此,电机次级具有较高的机械强度,十分适合运行于长行程、大推力工况^[15].

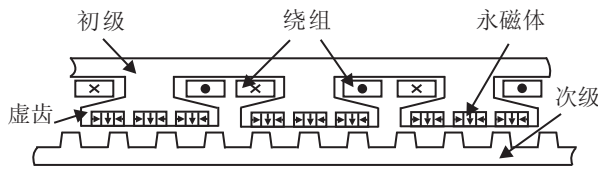


图 1 LPMV 电机截面图

LPMV 电机的次级凸极铁心形成交替变化的气隙磁导,通过利用该磁导与永磁磁通的相对运动,可以调制出快速运行的谐波磁场,提高电机的电磁推力密度和空载感应电动势.值得注意的是,电机初级上的每块永磁体单元包含 3 块磁化方向两两相反的永磁体并组合在一起,以此来增强磁链密度,同时这种结构也有助于削弱电机的漏磁问题.

1.2 数学模型及其广义逆

LPMV 电机在 d 、 q 两相同步旋转坐标系下的状态方程可用三阶非线性模型描述,即

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} \left(u_d - R_s i_d + \frac{2\pi}{\tau_s} L_d i_q v \right), \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_d} \left(u_q - R_s i_q - \frac{2\pi}{\tau_s} L_d i_d v - \frac{2\pi}{\tau_s} \psi_m v \right), \\ \frac{dv}{dt} = \frac{3\pi\psi_m i_q}{\tau_s M} - \frac{F_L}{M} - \frac{Bv}{M}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; ψ_m 为绕组中匝链的永磁磁链峰值; v 为初级速度; τ_s 为次级极距; F_L 为负载阻力; M 为电机的初级质量(kg); B 为粘滞摩擦系

数(N·s/m); R_s 为初级单相绕组的电阻.

控制的关键在于对初级速度 v 和 d 轴电流 i_d 的解耦控制.在运用逆系统方法之前,首先判定 LPMV 电机系统的可逆性.在 d 、 q 两相同步旋转坐标系下,选取 i_d 和 v 作为 LPMV 电机的输出,即

$$y = [y_1, y_2]^T = [i_d, v]^T; \quad (2)$$

选取 u_d 、 u_q 作为 LPMV 电机的输入,即

$$u = [u_1, u_2]^T = [u_d, u_q]^T; \quad (3)$$

选取 i_d 、 i_q 、 v 作为状态变量,即

$$x = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d, i_q, v]^T. \quad (4)$$

因此,式(1)可以改写为

$$\dot{x} = f(x, u) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \left(u_1 - R_s x_1 + \frac{2\pi}{\tau_s} L_d x_2 x_3 \right) \\ \frac{1}{L_d} \left(u_2 - R_s x_2 - \frac{2\pi}{\tau_s} L_d x_1 x_3 - \frac{2\pi}{\tau_s} \psi_m x_3 \right) \\ \frac{3\pi\psi_m}{\tau_s M} x_2 - \frac{B}{M} x_3 - \frac{F_L}{M} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

对输出求导,有

$$\dot{y}_1 = \dot{x}_1 = \frac{u_1}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} x_1 + \frac{2\pi}{\tau_s} x_2 x_3, \quad (6)$$

$$\dot{y}_2 = \dot{x}_2 = \frac{3\pi\psi_m}{\tau_s M} x_2 - \frac{B}{M} x_3 - \frac{F_L}{M}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 = \dot{x}_3 = & \frac{3\pi\psi_m}{\tau_s L_d M} \left(u_2 - R_s x_2 - \frac{2\pi}{\tau_s} L_d x_1 x_3 - \frac{2\pi}{\tau_s} \psi_m x_3 \right) - \\ & \frac{B}{M} \left(\frac{3\pi\psi_m}{\tau_s M} x_2 - \frac{B}{M} x_3 - \frac{F_L}{M} \right) - \frac{F_L}{M}. \end{aligned} \quad (8)$$

于是雅各布矩阵为

$$A(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial u_1} & \frac{\partial \dot{y}_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial u_1} & \frac{\partial \dot{y}_2}{\partial u_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{3\pi\psi_m}{\tau_s L_d M} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\det(A(x, u)) = \frac{3\pi\psi_m}{\tau_s L_d^2 M}. \quad (10)$$

因为 ψ_m 不为 0, 所以 $\det(A(x, u)) \neq 0$, 即 $A(x, u)$ 非奇异,系统的相对阶为 $\alpha = (1, 2)$, 且 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1 + 2 = 3 = n$ (系统的本性阶数).因此,该系统可逆.

为了得到开环稳定的伪线性系统,本文引入线性环节,由此得到的广义逆系统表达式为

$$u = \tilde{\phi}(\{y_1, y_2, \dot{y}_2\}, \hat{v}), \quad (11)$$

$$\hat{v} = (v_1, v_2)^T,$$

$$\begin{cases} v_1 = a_{10}y_1 + a_{11}\dot{y}_1, \\ v_2 = a_{20}y_2 + a_{21}\dot{y}_2 + a_{22}\ddot{y}_2. \end{cases} \quad (12)$$

一般情况下,为了将系统解耦成一个最简单的二阶系统和一个最佳二阶系统,取 $a_{10} = 1$, $a_{11} = 1$,

$a_{20} = 1, a_{21} = 1.414, a_{22} = 1$, 获得的伪线性子系统为

$$\begin{cases} G_1 = \frac{1}{s+1}, \\ G_2 = \frac{1}{s^2+1.414s+1}. \end{cases} \quad (13)$$

将广义逆系统串联在 LPMV 电机系统之前, 组成一个特定的广义逆伪线性复合系统。

2 基于支持向量机广义逆的内模控制

2.1 支持向量机

支持向量回归机是将实际问题通过非线性内积核函数, 实现线性不可分的低维空间到线性可分的高维特征空间的转换, 最后在高维空间中进行拟合。其基本表达式为

$$f(x) = (\omega \cdot \phi(x)) + b. \quad (14)$$

其中: ϕ 是低维空间到高维空间的非线性映射, ω 是高维特征空间的权系数, (\cdot) 表示特征空间中的点积, b 是阈值。

给定训练样本集 $\{x_i, y_i\}, i = 1, 2, \dots, n$, 依据结构风险最小化原则, 取线性不敏感系数 ε 来表示精度, 引入非负的松弛变量 ξ_i 和 ξ_i^* 以及惩罚因子 C , 则回归问题转化为求解下面的凸规划问题:

$$\begin{aligned} \min J &= \frac{1}{2} \|\omega\|^2 + C \sum_{i=1}^n (\xi_i^* + \xi_i); \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} y_i - (\omega, \phi(x_i)) - b \leq \varepsilon + \xi_i^*, \\ b + (\omega, \phi(x_i)) - y_i \leq \varepsilon + \xi_i, \\ \xi_i^*, \xi_i \geq 0, i = 1, 2, \dots, n. \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

应用对偶原理、Lagrange 乘子法以及核函数理论对上述优化问题的目标函数进行处理, 式 (15) 可等效为

$$\begin{aligned} \max J &= \sum_{i=1}^n \alpha_i^* (y_i - \varepsilon) - \sum_{i=1}^n \alpha_i (y_i + \varepsilon) - \\ &\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n (\alpha_i^* - \alpha_i)(\alpha_j^* - \alpha_j) K(x_i, x_j); \\ \text{s.t.} \quad &\begin{cases} \sum_{i=1}^n \alpha_i = \sum_{i=1}^n \alpha_i^*, \\ 0 \leq \alpha_i \leq C, 0 \leq \alpha_i^* \leq C, i = 1, 2, \dots, n. \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $K(x_i, x_j) = \Phi(x_i)\Phi(x_j)$ 为一个满足 Mercer 条件的核函数。最终, 求解最优二次规划 (16) 得到的非线性映射可表示为

$$f(x) = \sum_{i=1}^n (\alpha_i - \alpha_i^*) K(x_i, x) + b. \quad (17)$$

2.2 内模控制器

当系统存在不可测干扰或者建模误差时, 内模控制能有效减少系统动静误差并保证鲁棒性。内模控制在结构上与 Smith 预估控制类似, 它有一个被称为

内模的理想过程模型, 将实际对象与理想内部模型并联, 模型的动态逆依靠控制器来逼近, 并通过附加低通滤波器以增强系统的鲁棒性^[16-17]。图 2 为内模控制的基本结构。其中: x^* 为控制系统给定的输入, y_o 为控制系统最终输出, $G_c(s)$ 为内模控制器, $G_m(s)$ 为理想内部模型, y, u 分别为被控对象的输出和输入, ω 为外部干扰, y_f 为反馈信号。

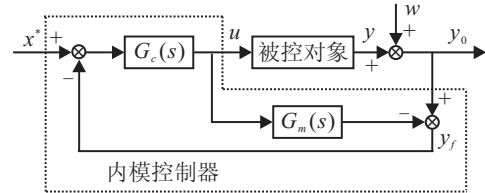


图 2 内模控制的基本结构

2.3 支持向量机广义逆内模控制策略

由 1.2 节分析可知, LPMV 电机是一个 2 输入 2 输出的系统。由于支持向量机只能用于单输出函数的回归问题, 为了实现对 LPMV 电机系统的模型辨识, 本文对 d 轴电流 i_d 和初级速度 v 分别设计相应的学习机, 图 3 即为广义伪线性复合系统。

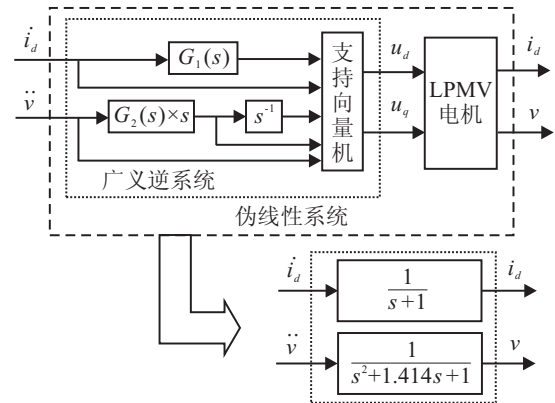


图 3 广义伪线性复合系统

将 2.2 节论述的内模控制理论与伪线性系统结合起来, 即为本文提出的基于支持向量机广义逆系统的 LPMV 电机内模控制策略, 如图 4 所示。其中: 方框内即为广义伪线性复合系统; $G_{m1}(s)$ 和 $G_{m2}(s)$ 为系统内部模型; w_1 和 w_2 为干扰信号; $G_{c1}(s)$ 和 $G_{c2}(s)$ 为内模控制器, 可表示为

$$\begin{cases} G_{c1}(s) = F_1 G_{m1}(s), \\ G_{c2}(s) = F_2 G_{m2}(s), \end{cases} \quad (18)$$

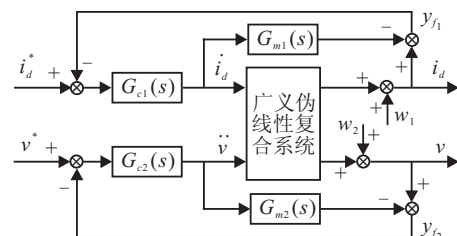


图 4 支持向量机广义逆内模控制结构示意图

这里 $F_1(s)$ 和 $F_2(s)$ 为滤波器.

根据逆系统方法, 系统内部模型为

$$\begin{cases} G_{m1}(s) = \frac{1}{s+1}, \\ G_{m2}(s) = \frac{1}{s^2 + 1.414s + 1}. \end{cases} \quad (19)$$

为了保证良好的静态特性, 滤波器设计为

$$\begin{cases} F_1(s) = \frac{1}{\lambda_1 s + 1}, \\ F_2(s) = \frac{1}{(\lambda_2 s + 1)^2}. \end{cases} \quad (20)$$

由式(18)~(20)求得对应的内模控制器为

$$\begin{cases} G_{c1}(s) = \frac{s+1}{\lambda_1 s + 1}, \\ G_{c2}(s) = \frac{s^2 + 1.414s + 1}{(\lambda_2 s + 1)^2}. \end{cases} \quad (21)$$

支持向量机广义逆内模控制策略的步骤如下.

1) 分析原系统的广义逆系统, 并验证其可逆性.

2) 施加足够丰富的随机方波信号激励系统, 获得对应的 d 轴电流 i_d 和初级速度 v 的数据. 根据广义逆系统理论, 需要计算输出 i_d 和 v 的广义导数, 由此获得的数据集 $i_d, (a_{10} + a_{11}s)i_d, v, sv, (a_{20} + a_{21}s + a_{22}s^2)v$ 经归一化后, 与激励信号 $\{u_d, u_q\}$ 一起, 构成支持向量机的训练样本.

3) 训练支持向量机之前, 需要确定支持向量机的基本结构. 考虑到在可分性和局部性问题上高斯径向基核函数 (RBF) 都能获得良好的效果, 本文采用的 RBF 如下式所示:

$$K(x, x_i) = \exp \left\{ -\frac{|x - x_i|^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad (22)$$

其中 σ 为核宽度, 其取值决定了支持向量机的性能. 根据训练效果, 分别取电流环核宽度 $\sigma_1 = 20$, 速度环核宽度 $\sigma_2 = 12$. 同时选取正归化参数 $c = 200$, 线性不敏感系数 $\varepsilon = 200$. 通过支持向量机的学习获得相应的输入向量系数 α 和阈值 b , 由式(17), 根据当前输入即可求得广义逆系统的输出.

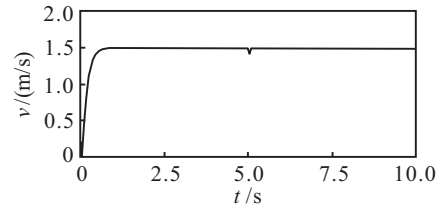
4) 在得到由支持向量机逼近的广义逆系统之后, 将其与原系统串联, 构成关于 LPMV 电机的广义伪线性复合系统, 此时, 把该系统的速度环与电流环解耦成两个相对独立的伪线性系统, 如图3所示. 为了保证广义逆系统的控制性能和鲁棒性能, 根据二步法设计附加内模控制器, 选取 $\lambda_1 = 0.3, \lambda_2 = 0.1$, 实现闭环控制, 即可得到支持向量机广义逆复合控制系统.

3 理论验证

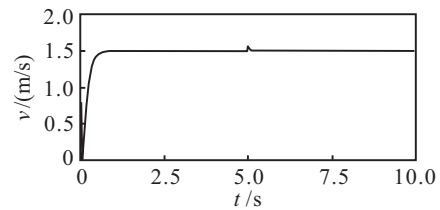
本文利用 Matlab/Simulink 构建 LPMV 电机内模解耦控制系统, 并进行仿真实验.

图5为初级速度给定为 1.5 m/s , 负载突变时初级速度的响应波形. 其中: 图5(a)是负载在 5 s 时从 350 N 突增到 600 N 的速度响应曲线; 图5(b)是负载

在 5 s 时从 600 N 突减到 350 N 的速度响应曲线. 由图5可以看出, 本文采用的内模控制方法对负载突变时的初级速度变化具有很强的鲁棒性, 达到了很好的抑制效果.



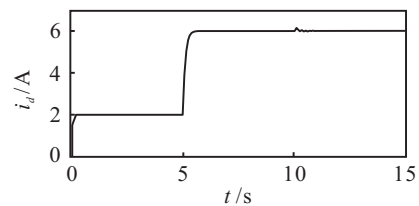
(a) 负载突增



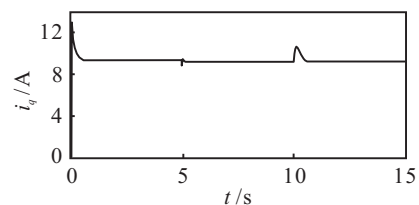
(b) 负载突降

图5 负载突变时初级速度响应波形

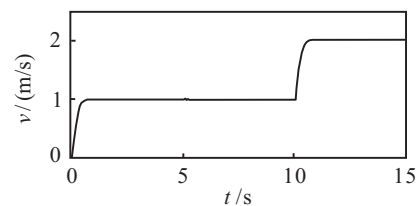
图6为负载给定 600 N 时, 系统采用支持向量机广义逆内模控制下 d 轴电流和初级速度 v 突增时的仿真响应波形. 如图6所示, 给定 d 轴电流在 5 s 时突增, 给定初级速度 v 在 10 s 时突增. 由图6可知, 支持向量机广义逆内模控制系统较好地实现了 d 轴电流和初级速度 v 的解耦, 并且具有良好的动态性能.



(a) d 轴电流曲线



(b) q 轴电流曲线



(c) 速度曲线

图6 支持向量机广义逆解耦控制仿真响应波形

4 结论

针对 LPMV 电机这一复杂的多变量、强耦合的非线性系统, 本文提出了一种基于支持向量机广义逆

系统并附加内模控制器以增强鲁棒性的控制策略。

利用支持向量机广义逆与原系统构成的广义逆伪线性系统实现了被控对象的线性化重构, 使系统开环稳定, 同时引入内模控制方法设计附加控制器以增强系统的鲁棒性. 仿真结果表明, 该方法能够实现 d 轴电流和初级速度 v 之间的动态解耦控制, 并且对外界扰动具有良好的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] Yan L G. The linear motor powered transportation development and application in China[J]. Proc of the IEEE, 2009, 97(11): 1872-1880.
- [2] 蓝益鹏, 郭庆鼎. 永磁直线电机伺服系统非线性鲁棒控制器设计[J]. 控制与决策, 2006, 21(6): 705-708.
(Lan Y P, Guo Q D. Nonlinear robust controller design for permanent magnet linear servo motor system[J]. Control and Decision, 2006, 21(6): 705-708.)
- [3] 杜恽, 程明, 邹国棠. 初级永磁型游标直线电机设计与静态特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 27(11): 22-30.
(Du Y, Cheng M, Zou G T. Design and analysis of a new linear primary permanent magnet vernier machine[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2013, 27(11): 22-30.)
- [4] 何丹, 戴先中, 王勤. 神经网络广义逆系统控制[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(1): 34-40.
(He D, Dai X Z, Wang Q. Generalized ANN inverse control method[J]. Control Theory & Applications, 2002, 19(1): 34-40.)
- [5] 刘国海, 张懿, 魏海峰, 等. 多输入多输出非线性系统的最小二乘支持向量机广义逆控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(4): 492-496.
(Liu G H, Zhang Y, Wei H F, et al. Least squares support vector machines generalized inverse control for a class of multi-input and multi-output nonlinear systems[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(4): 492-496.)
- [6] Zhao X L, Tan Y H. Modeling hysteresis and its inverse model using neural networks based on expanded input space method[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2008, 16(3): 484-490.
- [7] 戴先中, 刘国海, 张兴华. 恒压频比变频调速系统的神经网络逆控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 109-114.
(Dai X Z, Liu G H, Zhang X H. Neural network inverse control of variable frequency speed-regulating system in V/F model[J]. Proc of the CSEE, 2005, 25(7): 109-114.)
- [8] 梅从立, 黄文涛, 殷开婷, 等. 基于 Hammerstein 模型的感应电机变频器调速系统神经网络控制[J]. 控制与决策, 2015, 30(6): 1148-1152.
(Mei C L, Huang W T, Yin K T, et al. Speed-regulating system for induction motor and inverter based on Hammerstein model and neural network control[J]. Control and Decision, 2015, 30(6): 1148-1152.)
- [9] Yu D C, Liu F, Lai P Y, et al. Nonlinear dynamic compensation of sensors using inverse-model-based neural network[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2008, 57(10): 2364-2376.
- [10] Vapnik V N. An overview of statistical learning theory[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 1999, 10(5): 988-999.
- [11] 程启明, 杜许锋, 郭瑞青, 等. 基于最小二乘支持向量机的多变量逆系统控制方法及应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(35): 96-101.
(Cheng Q M, Du X F, Guo R Q, et al. Decoupling compound control method based on least squares support vector machines multivariable inverse system and its application[J]. Proc of the CSEE, 2008, 28(35): 96-101.)
- [12] Ravikumar B, Thukaram D, Khincha H P. Comparison of multiclass SVM classification methods to use in a supportive system for distance relay coordination[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2010, 25(3): 1296-1305.
- [13] Canale M, Fagiano L, Ferrara A, et al. Comparing internal model control and sliding-mode approaches for vehicle yaw control[J]. IEEE Trans on Intelligent Transportation Systems, 2009, 10(1): 31-41.
- [14] 陈庆伟, 吕朝霞, 胡维礼, 等. 基于逆系统方法的非线性内模控制[J]. 自动化学报, 2002, 28(5): 45-51.
(Chen Q W, Lü Z X, Hu W L, et al. Nonlinear internal model control based on inverse system method[J]. Acta Automatica Sinica, 2002, 28(5): 45-51.)
- [15] Ji J H, Zhao J X, Zhao W X, et al. New high force density tubular permanent magnet motor[J]. IEEE Trans on Applied Superconductivity, 2014, 24(3): 5200705.
- [16] 周涌, 陈庆伟, 胡维礼. 内模控制研究的新发展[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(3): 475-482.
(Zhou Y, Chen Q W, Hu W L. New developments of research on internal model control[J]. Control Theory & Applications, 2004, 21(3): 475-482.)
- [17] 赵志诚, 李明杰, 刘志远, 等. 复杂系统的分数阶内模控制器设计[J]. 控制与决策, 2015, 30(3): 531-535.
(Zhao Z C, Li M J, Liu Z Y, et al. Design of fractional order internal model controller for complex system[J]. Control and Decision, 2015, 30(3): 531-535.)

(责任编辑: 李君玲)