

基于模糊反演法的参数不确定弓网接触载荷控制*

时光,陈忠华,郭凤仪,刘健辰,赵春雨

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105)

摘要:弓网系统具有复杂的电气、机械耦合特性,提高弓网受流性能是目前高速铁路系统亟待解决的关键问题,而弓网主动控制则是稳定弓网接触载荷、改善其受流质量的重要措施。从控制理论的角度出发,针对弓网系统存在风载荷与参数不确定性的问题,提出了基于模糊系统的弓网接触载荷反演精确控制方法。具体而言,采用虚拟控制律,逐步反演递推选择 Lyapunov 函数,设计模糊系统逼近不确定性与虚拟控制律微分,并进行相应的稳定性分析。仿真与实验结果表明,所提出的模糊反演控制策略能减弱弓网不确定性的影响,且能有效抑制弓网接触载荷的波动,并改善其受流质量。

关键词:弓网系统;接触载荷;反演;模糊系统

中图分类号: TH823 TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Control of pantograph-catenary contact load with parameter uncertainties based on fuzzy backstepping

Shi Guang, Chen Zhonghua, Guo Fengyi, Liu Jianchen, Zhao Chunyu

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: Pantograph-catenary system has complex coupling property of electric and machinery. Improving the current collection performance of the pantograph-catenary is a critical issue for the present high speed train system. The pantograph active control is an important mean to stabilize the contact load and improve the current collection for the pantograph-catenary. From the control theory point of view, this paper proposes a backstepping precise control method for pantograph-catenary contact load based on fuzzy system, considered the influence of wind load and parameters uncertainty. Specifically, virtual control laws are utilized to select appropriate Lyapunov function with step-by-step backstepping approach. And the fuzzy interfere systems are designed to approximate the uncertainty and differential of virtual control laws, in which the relevant stability analysis is provided. Simulation and experimental results show that the proposed method can decrease the effects of uncertainty, and greatly restrain the contact load fluctuations of pantograph-catenary, and improve the current collection performance.

Keywords: pantograph-catenary system; contact load; backstepping; fuzzy system

1 引言

电力机车运行时,受电弓与接触网导线会产生复杂的耦合振动,减小受电弓滑板与导线的接触载荷波动是提高弓网受流质量、抑制接触面温升的重要途径^[1-2]。随着机车运行速度的不断提高,弓网耦合振动加剧并造成弓网电弧和火花^[3-4],受流质量恶化。增大接触载荷虽然

可以抑制弓网波动、减小电气磨损,但会加剧接触面的机械磨损,弓网接触载荷存在一个取决于不同用途的最佳值^[5]。如何根据此值提高弓网受流质量是目前高速铁路系统亟待解决的关键问题^[6-7]。

对弓网系统进行主动控制是改善弓网受流质量的可选方案,它的优点是成本较低且能实现对接触载荷的精确控制^[8-10],目前在弓网控制方面已有诸多研究成果。文献[11-12]利用多目标优化算法同时优化受电

弓状态反馈矩阵与悬挂参数,针对已有接触网应用该方法则涉及到对接触网的改造,成本较高;文献[13]基于弓网时变模型设计线性二次型反馈增益矩阵,但需要在线求解里卡提微分方程,计算量较大;文献[14]基于弓网伺服模型,考虑时变项的周期性,采用增益规划法设计线性二次型反馈增益矩阵,减小了计算量;文献[15]将时变的弓网模型转化为非线性模型,再利用反馈线性化控制接触载荷,该方法对接触网等效刚度的精度有较高要求;文献[16]设计了二阶滑模控制器,具有较好的控制性能,但滑模面附近的抖振仍是需要解决的问题;文献[17]以磁流变阻尼器作为执行器设计了多种控制器,减小了接触载荷的波动;文献[18]把接触网的时变性作为不确定项得到了摄动多胞模型,并基于线性矩阵不等式设计控制器以减小接触载荷波动;文献[19]考虑执行器时滞,将含有输入时滞的反馈控制问题转化为线性最优问题,仿真结果表明控制器具有较强的鲁棒性。综上,以上研究在解决弓网接触载荷跟踪控制问题上均取得一定成绩,但结合应用实际仍有以下两点问题有待解决:1)弓网高速运行时,气流从受电弓周围高速绕流,加之横风作用,使得受电弓受到时变抬升力作用,因此如何在风载荷干扰下保证控制性能是有待解决的问题;2)在弓网实际运行中由于建模和测量不够精确,再加上参数变化、硬点、接触网传播特性等不确定性因素,很难获得精确完备的弓网模型,已有文献中普遍采用的接触网等效刚度也是在静态条件下辨识得到的^[20],实际动态则更加复杂,基于精确模型的控制方法在实际应用中存在很大的局限性。

鉴于此,针对存在风载荷干扰与参数不确定的弓网接触载荷控制问题,以音圈电机为执行机构提出了一种基于模糊系统的反演控制方法。具体而言,采用虚拟控制律,逐步反演递推选择 Lyapunov 函数,设计模糊系统逼近时变的风载荷、接触网不精确参数与虚拟控制律微分,防止“微分爆炸”,最终设计实际控制律并给出相应的稳定性证明。仿真与实验结果表明了本文控制方法的有效性和可行性。

2 问题描述

受电弓-接触网的二元物理模型如图 1 所示。弓网二元模型是将受电弓看成由框架和弓头组合而成,接触网被简化为一个变刚度的弹簧元件,弓网动力学方程中变量与参数的定义如表 1 所示。

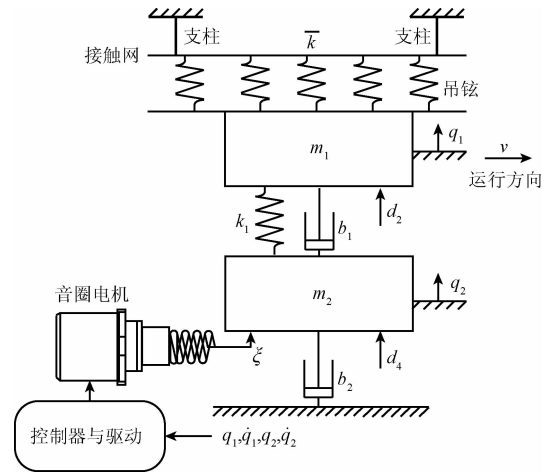


图 1 弓网模型

Fig. 1 Model of pantograph-catenary

表 1 弓网参数的符号定义

Table 1 Pantograph parameters of the symbol definition

符号	物理含义	单位
k_0	接触网平均刚度	N/m
k_1	框架与弓头间刚度	N/m
l	接触网跨距	m
l_1	吊弦间距	m
v	机车运行速度	m/s
m_1	弓头质量	kg
m_2	框架质量	kg
b_1	框架与弓头间阻尼	Ns/m
b_2	机车与框架间阻尼	Ns/m
q_1, q_2	弓头, 框架位移	m
d_2, d_4	风载荷	N
ξ	执行器输出力	N

受电弓滑板和接触网导线间的接触载荷 f 可以表示为^[11-13]:

$$f = \bar{k}q_1 \tag{1}$$

式中: \bar{k} 为接触网时变刚度,图 1 中弓网的动力学方程描述如下:

$$\begin{cases} m_1 \ddot{q}_1 = k_1(q_2 - q_1) + b_1(\dot{q}_2 - \dot{q}_1) - \bar{k}q_1 + d_2 \\ m_2 \ddot{q}_2 = \xi - k_1(q_2 - q_1) - b_1(\dot{q}_2 - \dot{q}_1) - b_2 \dot{q}_2 + d_4 \end{cases} \tag{2}$$

考虑对响应速度与控制精度的要求,伺服控制电机选用音圈电机,其具有响应速度快、无齿槽力、无推力波动和控制精确等优点^[21]。音圈电机模型为^[22]:

$$\begin{cases} F_e - D_m \dot{x} - \xi = m \ddot{x} \\ F_e = K_f u \end{cases} \tag{3}$$

式中: D_m 为阻尼系数, F_e 为电磁力, m 为运动质量, x 为电机行程, u 为输入电压, K_τ 为比例系数。定义状态 $z = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T$, 其中, $z_1 = \bar{k}q_1, z_2 = \dot{q}_1, z_3 = q_2, z_4 = \dot{q}_2$ 。以音圈电机电压 u 为系统输入, 弓网间接触载荷 f 为输出, 并记 $\delta = -D_m \dot{x} - m\ddot{x} + d_4$ 为复合干扰, 则由式(2)、(3)可得系统伺服模型为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \bar{k}z_2 + \frac{\dot{\bar{k}}}{\bar{k}}z_1 \\ \dot{z}_2 = \frac{k_1}{m_1}z_3 - \frac{\bar{k} + k_1}{m_1\bar{k}}z_1 - \frac{b_1}{m_1}z_2 + \frac{b_1}{m_1}z_4 + \frac{d_2}{m_1} \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = \frac{K_\tau}{m_2}u + \frac{k_1}{m_2\bar{k}}z_1 + \frac{b_1}{m_2}z_2 - \frac{k_1}{m_2}z_3 - \frac{b_1 + b_2}{m_2}z_4 + \frac{\delta}{m_2} \\ y = z_1 \end{cases} \quad (4)$$

弓网接触载荷控制的目的是使系统输出 z_1 能够跟踪系统参考输入信号 z_{1d} 。由于弓网系统受传播特性与干扰的影响, 精确的模型参数不易获取。另外, 风载荷也具有随机性和有界性。因此结合工程实际对受控系统引入如下假设。

假设 1 参考输入信号 z_{1d} 足够光滑, 其一阶和二阶导数存在且有界。

假设 2 模型参数 $\bar{k}, k_1, m_1, m_2, b_1, b_2$ 未知, 状态 z_1, z_2, z_3, z_4 可测量。

假设 3 系统风载荷干扰 $d_i (i = 2, 4)$ 有界, 且 $\left| \frac{d_2}{k_1} \right| \leq B_2, \left| \frac{\delta}{K_\tau} \right| \leq B_4, B_2, B_4$ 为未知上界值。

3 模糊系统描述

本文考虑具有单体模糊化、高斯隶属度函数、乘机推理和中心平均反模糊化的模糊系统。模糊系统的 IF-THEN 模糊规则描述如下:

IF x_1 is A_1^l, \dots, x_n is A_n^l ,
THEN y is $w_l (l = 1, \dots, N)$

式中: $\bar{x} = (x_1, \dots, x_n)^T$ 和 y 分别为模糊逻辑系统的输入

$$\hat{\Phi}_1 = \text{Proj}(\lambda_1 e_1 P_1) = \begin{cases} \lambda_1 e_1 P_1, & \|\hat{\Phi}_1\|_F < \Phi_1^{\max} \text{ 或 } (\|\hat{\Phi}_1\|_F = \Phi_1^{\max} \text{ 且 } (\lambda_1 e_1 \hat{\Phi}_1^T P_1 \leq 0)) \\ \lambda_1 e_1 \left(P_1 - \frac{\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_1^T}{\|\hat{\Phi}_1\|_F^2} P_1 \right), & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

式中: Φ_1^{\max} 为设定的最大值, $\lambda_1 > 0$ 为设计常数。对于第一个子系统选择备选 Lyapunov 函数 V_1 如式(12)所示。

和输出变量, A_l^i 模糊集, w_l 为第 l 条模糊规则中的单体值, N 为逻辑规则数。将单个模糊规则集成后可以得到模糊系统如下:

$$y(\bar{x}) = \frac{\sum_{l=1}^N w_l \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_l^i}(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^N \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_l^i}(x_i) \right)} \quad (5)$$

定义模糊基函数:

$$p_l(\bar{x}) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_l^i}(x_i)}{\sum_{l=1}^N \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_l^i}(x_i) \right)} \quad (6)$$

这里令 $\Phi = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T, P = (p_1, p_2, \dots, p_N)^T$, 则模糊逻辑函数表示如下:

$$y(\mathbf{x}) = \Phi^T P(\mathbf{x}) \quad (7)$$

由文献[23]可知, 模糊系统的逼近性质可以表述为, 对于定义在紧集 Ω 上的一个连续函数 $f(\mathbf{x})$, 及任意给定实数 $\varepsilon > 0$, 存在一个具有式(7)的模糊逻辑系统 $f^*(\mathbf{x})$, 使得 $\sup_{x \in \Omega} |f^*(\mathbf{x}) - f(\mathbf{x})| \leq \varepsilon$ 成立。

4 控制器设计

采用反演法设计控制器, 首先进行坐标变换:

$$e_i = z_i - \alpha_{i-1} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (8)$$

式中: e_i 为虚拟控制误差, α_{i-1} 为待设计的虚拟控制律, $\alpha_0 = z_{1d}$ 为弓网当前工况的最佳接触载荷。

1) 为第一子系统设计虚拟控制律

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{z}_1 - \dot{z}_{1d} = \\ \bar{k}z_2 + f_1(z_1) - \dot{z}_{1d} &= \bar{k}e_2 + \bar{k}\alpha_1 + f_1(z_1) - \dot{z}_{1d} \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $f_1(z_1) = \frac{\dot{\bar{k}}}{\bar{k}}z_1$, 设计虚拟控制器为:

$$\alpha_1 = -\gamma_1 e_1 - \hat{f}_{\alpha 1}(z_1) \quad (10)$$

式中: $\gamma_1 > 0$ 为待设计的常数, $\hat{f}_{\alpha 1}(z_1) = \hat{\Phi}_1^T P_1(z_1)$ 为模糊系统, 用于逼近 $f_{\alpha 1}(z_1) = \frac{f_1(z_1) - \dot{z}_{1d}}{\bar{k}} = (\Phi_1^*)^T P_1(z_1) + \varepsilon_1$, 定义误差 $\tilde{\Phi}_1 = \Phi_1^* - \hat{\Phi}_1$ 。为使参数一致有界, 采用投影法^[24], 设计参数自适应律如式(11)所示。

$$V_1 = \frac{1}{2k} e_1^2 + \frac{1}{2\lambda_1} \tilde{\Phi}_1^T \tilde{\Phi}_1 \quad (12)$$

式(12)对时间 t 的微分为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{\partial V_1}{\partial t} + \frac{\partial V_1}{\partial e_1} \dot{e}_1 - \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\Phi}_1^T \dot{\hat{\Phi}}_1 = \\ & \frac{1}{k} e_1 \dot{e}_1 - \frac{\dot{k}}{2k^2} e_1^2 - \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\Phi}_1^T \dot{\hat{\Phi}}_1 = \\ & e_1 \left(e_2 + \alpha_1 + \frac{f_1(z_1) - \dot{z}_{1d}}{k} \right) - \frac{\dot{k}}{2k^2} e_1^2 - \frac{1}{\lambda_1} \tilde{\Phi}_1^T \dot{\hat{\Phi}}_1 \leq \\ & - \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right) e_1^2 + e_1 e_2 + \frac{\varepsilon_1^2}{2} + \\ & \tilde{\Phi}_1^T \left(e_1 \mathbf{P}_1(z_1) - \frac{1}{\lambda_1} \text{Proj}(\lambda_1 e_1 \mathbf{P}_1) \right) \end{aligned} \quad (13)$$

当 $\hat{\Phi}_1$ 取式(11)中第1式时,可得:

$$V_{\Phi_1} = \tilde{\Phi}_1^T \left(e_1 \mathbf{P}_1 - \frac{1}{\lambda_1} \text{Proj}(\lambda_1 e_1 \mathbf{P}_1) \right) = 0 \quad (14)$$

当 $\hat{\Phi}_1$ 取式(11)中第2式时,可得:

$$V_{\Phi_1} = \tilde{\Phi}_1^T \left(e_1 \mathbf{P}_1 - \frac{1}{\lambda_1} \text{Proj}(\lambda_1 e_1 \mathbf{P}_1) \right) = \frac{\tilde{\Phi}_1^T \hat{\Phi}_1}{\|\hat{\Phi}_1\|_F^2} e_1 \hat{\Phi}_1^T \mathbf{P}_1 \quad (15)$$

根据第2式条件,注意到 $\tilde{\Phi}_1^T \hat{\Phi}_1 = \frac{1}{2} (\Phi_1^{*T} \Phi_1^* - \hat{\Phi}_1^T \hat{\Phi}_1 - \tilde{\Phi}_1^T \tilde{\Phi}_1) \leq 0$ 且 $e_1 \hat{\Phi}_1^T \mathbf{P}_1 > 0$, 则 $V_{\Phi_1} \leq 0$ 。于是,式(13)可转化为:

$$\dot{V}_1 \leq - \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right) e_1^2 + e_1 e_2 + \sigma_1 \quad (16)$$

式中: $\sigma_1 = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2$ 。

2) 由式(4)、(8)得虚拟控制误差信号动态为:

$$\dot{e}_2 = \frac{k_1}{m_1} e_3 + \frac{k_1}{m_1} \alpha_2 + f_2(z_1, z_2, z_4) - \dot{\alpha}_1 + \frac{d_2}{m_1} \quad (17)$$

式中: $f_2(z_1, z_2, z_4) = -\frac{\bar{k} + k_1}{m_1 k} z_1 - \frac{b_1}{m_1} z_2 + \frac{b_1}{m_1} z_4$ 。设计虚拟控制器为:

$$\alpha_2 = u_{r2} + u_{R2} \quad (18)$$

式中: $u_{r2} = -\gamma_2 e_2 - e_1 - \hat{f}_{\alpha 2}(z_1, z_2, z_4)$, $\hat{f}_{\alpha 2}(z_1, z_2, z_4) = \hat{\Phi}_2^T \mathbf{P}_2(z_1, z_2, z_4)$ 为模糊系统,用于逼近 $f_{\alpha 2} = \frac{m_1(f_2 - \dot{\alpha}_1)}{k_1} =$

$(\Phi_2^*)^T \mathbf{P}_2(z_1, z_2, z_4) + \varepsilon_2$, 设计鲁棒项为:

$$u_{R2} = -\hat{B}_2 \tanh(e_2/\eta_2) \quad (19)$$

式中: $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数,设定 Φ_2^{\max} 、 B_2^{\max} 最大值参数,取自适应律为:

$$\dot{\hat{\Phi}}_2 = \text{Proj}(\lambda_2 e_2 \mathbf{P}_2) \quad (20)$$

$$\dot{\hat{B}}_2 = \text{Proj}(e_2 \tanh(e_2/\eta_2)) \quad (21)$$

式中: $\gamma_2 > 0$ 、 $\lambda_2 > 0$ 、 $\eta_2 > 0$ 均为设计常数。定义 $\tilde{\Phi}_2 = \Phi_2^* - \hat{\Phi}_2$, $\bar{B}_2 = B_2 - \hat{B}_2$ 。对于第2个子系统选择备选 Lyapunov 函数 V_2 为:

$$V_2 = V_1 + \frac{m_1}{2k_1} e_2^2 + \frac{1}{2\lambda_2} \tilde{\Phi}_2^T \tilde{\Phi}_2 + \frac{1}{2} \bar{B}_2^2 \quad (22)$$

式(22)沿式(17)的微分为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \frac{m_1}{k_1} e_2 \dot{e}_2 - \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\Phi}_2^T \dot{\hat{\Phi}}_2 - \bar{B}_2 \dot{\hat{B}}_2 = \\ & \dot{V}_1 + e_2 \left(e_3 + \alpha_2 + f_{\alpha 2} + \frac{d_2}{k_1} \right) - \frac{1}{\lambda_2} \tilde{\Phi}_2^T \dot{\hat{\Phi}}_2 - \bar{B}_2 \dot{\hat{B}}_2 \leq \\ & \dot{V}_1 + e_2 e_3 - \gamma_2 e_2^2 - e_1 e_2 + e_2 \varepsilon_2 - e_2 B_2 \tanh(e_2/\eta_2) + \\ & |e_2| B_2 + \tilde{\Phi}_2^T \left(e_2 \mathbf{P}_2 - \frac{1}{\lambda_2} \text{Proj}(\lambda_2 e_2 \mathbf{P}_2) \right) + \\ & \bar{B}_2 (e_2 \tanh(e_2/\eta_2) - \text{Proj}(e_2 \tanh(e_2/\eta_2))) \end{aligned} \quad (23)$$

由式(11)可知 $\tilde{\Phi}_2^T \left(e_2 \mathbf{P}_2 - \frac{1}{\lambda_2} \text{Proj}(\lambda_2 e_2 \mathbf{P}_2) \right) \leq 0$ 和 $\bar{B}_2 (e_2 \tanh(e_2/\eta_2) - \text{Proj}(e_2 \tanh(e_2/\eta_2))) \leq 0$, 考虑到不等式^[25] $0 \leq |x| - x \tanh(x/\mu) \leq 0.2785\mu$, 则 $-e_2 B_2 \tanh(e_2/\eta_2) + |e_2| B_2 \leq 0.2785\eta_2 B_2$, 因此,式(23)成为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq \\ & - \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right) e_1^2 - \left(\gamma_2 - \frac{1}{2} \right) e_2^2 + e_2 e_3 + \sum_{i=1}^2 \sigma_i \end{aligned} \quad (24)$$

式中: $\sigma_2 = \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 + 0.2785\eta_2 B_2$ 。

3) 由式(4)、(8)得虚拟控制误差信号动态为:

$$\dot{e}_3 = z_4 - \dot{\alpha}_2 = e_4 + \alpha_3 - \dot{\alpha}_2 \quad (25)$$

设计虚拟控制器:

$$\alpha_3 = -\gamma_3 e_3 - e_2 - \hat{f}_{\alpha 3}(z_1, z_2, z_4) \quad (26)$$

式中: $\hat{f}_{\alpha 3}(z_1, z_2, z_4) = \hat{\Phi}_3^T \mathbf{P}_3(z_1, z_2, z_4)$ 为模糊系统,用于逼近 $f_{\alpha 3}(z_1, z_2, z_4) = -\dot{\alpha}_2$, 设定 Φ_3^{\max} , 取参数自适应律:

$$\dot{\hat{\Phi}}_3 = \text{Proj}(\lambda_3 e_3 \mathbf{P}_3) \quad (27)$$

式中: $\gamma_3 > 0$ 、 $\lambda_3 > 0$ 均为设计常数。定义 $\tilde{\Phi}_3 = \Phi_3^* - \hat{\Phi}_3$ 。对于第3个子系统选择备选 Lyapunov 函数 V_3 为:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2\lambda_3} \tilde{\Phi}_3^T \tilde{\Phi}_3 \quad (28)$$

推导过程类似步骤2), 式(28)的微分为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 - \frac{1}{\lambda_3} \tilde{\Phi}_3^T \dot{\hat{\Phi}}_3 \leq \\ & - \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right) e_1^2 - \sum_{i=2}^3 \left(\gamma_i - \frac{1}{2} \right) e_i^2 + e_3 e_4 + \sum_{i=1}^3 \sigma_i \end{aligned} \quad (29)$$

式中: $\sigma_3 = \frac{1}{2} \varepsilon_3^2$ 。

4) 由式(4)、(8)得虚拟控制误差信号动态

$$\dot{e}_4 = \dot{z}_4 - \dot{\alpha}_3 = \frac{K_r u}{m_2} + f_4(z) - \dot{\alpha}_3 + \frac{\delta}{m_2} \quad (30)$$

式中: $f_4(z) = \frac{k_1}{m_2 k} z_1 + \frac{b_1}{m_2} z_2 - \frac{k_1}{m_2} z_3 - \frac{b_1 + b_2}{m_2} z_4$ 。设计实际控制器为:

$$u = u_F + u_R \quad (31)$$

式中: $u_F = -\gamma_4 e_4 - e_3 - \hat{f}_{\text{cat}}(z)$, $\hat{f}_{\text{cat}}(z) = \hat{\Phi}_4^T P_4(z)$ 为模糊系统, 用于逼近 $f_{\text{cat}}(z) = m_2(f_4(z) - \dot{\alpha}_3)/K_\tau = (\Phi_4^*)^T P_4(z) + \varepsilon_4$ 。设计鲁棒项为:

$$u_{R2} = -\hat{B}_4 \tanh(e_4/\eta_4) \quad (32)$$

设定 $\Phi_4^{\max}, B_4^{\max}$, 取参数自适应律:

$$\dot{\hat{\Phi}}_4 = \text{Proj}(\lambda_4 e_4 P_4) \quad (33)$$

$$\dot{\hat{B}}_4 = \text{Proj}(e_4 \tanh(e_4/\eta_4)) \quad (34)$$

式中: $\gamma_4 > 0, \lambda_4 > 0, \eta_4 > 0$ 均为设计常数。定义 $\tilde{\Phi}_4 = \Phi_4^* - \hat{\Phi}_4, \tilde{B}_4 = B_4 - \hat{B}_4$ 。选择系统 Lyapunov 函数 V 为:

$$V = V_3 + \frac{m_2}{2K_\tau} e_4^2 + \frac{1}{2\lambda_4} \tilde{\Phi}_4^T \tilde{\Phi}_4 + \frac{1}{2} \tilde{B}_4^2 \quad (35)$$

式(35)沿式(30)的微分为:

$$\dot{V} = \dot{V}_3 + m_2 e_4 \dot{e}_4 / K_\tau - \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\Phi}_4^T \dot{\tilde{\Phi}}_4 - \tilde{B}_4 \dot{\tilde{B}}_4 =$$

$$\begin{aligned} & V_3 + e_4 \left(u + f_{\text{cat}}(z) + \frac{\delta}{K_\tau} \right) - \frac{1}{\lambda_4} \tilde{\Phi}_4^T \dot{\tilde{\Phi}}_4 - \tilde{B}_4 \dot{\tilde{B}}_4 \leq \\ & \dot{V}_3 - \gamma_4 e_4^2 - e_3 e_4 + |e_4| B_4 - e_4 B_4 \tanh(e_4/\eta_4) + \\ & \tilde{\Phi}_4^T \left(e_4 P_4 - \frac{1}{\lambda_4} \text{Proj}(\lambda_4 e_4 P_4) \right) + e_4 \varepsilon_4 + \\ & \tilde{B}_4 (e_4 \tanh(e_4/\eta_4) - \text{Proj}(e_4 \tanh(e_4/\eta_4))) \leq \\ & - \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right) e_1^2 - \sum_{i=2}^4 \left(\gamma_i - \frac{1}{2} \right) e_i^2 + \sum_{i=1}^4 \sigma_i \end{aligned} \quad (36)$$

式中: $\sigma_4 = \frac{1}{2} \varepsilon_4^2 + 0.278 \ 5 \eta_4 B_4$ 。设计常数 $\gamma_1 >$

$$\sup_{i \geq 0} \left| \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right|, \gamma_j > \frac{1}{2}, j = 2, \dots, 4。令 \sigma_0 = \sum_{i=1}^4 \sigma_i,$$

$$\gamma_0 = \min \left\{ \left(\gamma_1 + \frac{\dot{k}}{2k^2} - \frac{1}{2} \right), \left(\gamma_2 - \frac{1}{2} \right), \dots, \left(\gamma_4 - \frac{1}{2} \right) \right\},$$

则式(36)可以写为:

$$\dot{V} \leq -\gamma_0 \sum_{i=1}^4 e_i^2 + \sigma_0 \quad (37)$$

对式(37)在 $t \in [0, T]$ 区间积分:

$$V(T) - V(0) \leq -\gamma_0 \int_0^T \sum_{i=1}^4 e_i^2 d\tau + \int_0^T \sigma_0 d\tau \quad (38)$$

又 $V(t) \geq 0$ 得误差的 H_∞ 跟踪性能如下:

$$\int_0^T \sum_{i=1}^4 e_i^2 d\tau \leq \frac{1}{\gamma_0} V(0) + \frac{1}{\gamma_0} \int_0^T \sigma_0 d\tau \quad (39)$$

因此, 跟踪误差一致最终有界, 闭环系统稳定, 且满足式(39)的 H_∞ 性能。

5 仿真分析

仿真参数选取如下:

$$\bar{k} = k_0(1 + \beta_1 g_1 + \beta_2 g_2 + \beta_3 g_1^2 + \beta_4 g_3^2 + \beta_5 g_4^2) \quad (40)$$

式中: $k_0 = 10^4$ N/m, $\beta_1 = 0.5, \beta_2 = 0.01, \beta_3 = 0.1, \beta_4 = -0.01, \beta_5 = -0.05, g_1 = \cos\left(\frac{2\pi vt}{l}\right), g_2 = \cos\left(\frac{2\pi vt}{l_1}\right), g_3 = \cos\left(\frac{\pi vt}{l}\right), g_4 = \cos\left(\frac{\pi vt}{l_1}\right)$ 。 $k_1 = 7\ 000$ N/m, $m_1 = 12$ kg, $m_2 = 8$ kg, $b_1 = 120$ Ns/m, $b_2 = 40$ Ns/m, $v = 83.3$ m/s, $l = 65$ m, $l_1 = 10$ m, $\gamma_i = \lambda_i = 10^3, i = 1, \dots, 4, \eta_2 = \eta_4 = 10^{-3}$, 定义5个模糊集: 负大(NB)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正大(PB)。隶属度函数分别选取:

$$\mu_{\text{NB}_i} = \exp\left(-\frac{(z_i - c_{i1})^2}{2b_i^2}\right) \quad (41)$$

$$\mu_{\text{NS}_i} = \exp\left(-\frac{(z_i - c_{i2})^2}{2b_i^2}\right) \quad (42)$$

$$\mu_{\text{ZO}_i} = \exp\left(-\frac{z_i^2}{2b_i^2}\right) \quad (43)$$

$$\mu_{\text{PS}_i} = \exp\left(-\frac{(z_i - c_{i4})^2}{2b_i^2}\right) \quad (44)$$

$$\mu_{\text{PB}_i} = \exp\left(-\frac{(z_i - c_{i5})^2}{2b_i^2}\right) \quad (45)$$

式中: $c_i = (-d_i \quad -0.5d_i \quad 0 \quad 0.5d_i \quad d_i), d_1 = 10, d_2 = 0.1, d_3 = 0.02, d_4 = 0.2, b_1 = 20, b_2 = 0.02, b_3 = 0.005, b_4 = 0.05$ 。参数上界选取为 $B_2^{\max} = B_4^{\max} = 300, \Phi_k^{\max} = 10^5, k = 1, \dots, 4$ 。系统所受横风载荷干扰 $d_2 = d_4 = 65 + 65 \sin(t) + w(t), w(t)$ 为零均值功率为2的白噪声, 期望最佳值输出 $z_{1d} = 69.6$ N。由于文献[18]的算法亦考虑模型不确定性, 故用其算法作为性能比较, 控制律及其参数选取 $u = -(1/2)G^T X^{-1} z^e, \alpha = 10$, 由于期望得到波动较小的接触载荷, 性能评价指标 J_1, J_2 和 J_3 定义如下:

$$J_1 = \text{var}(e_1) \quad (46)$$

$$J_2 = \sup_{t \in [1.5]} |e_1(\tau)| \quad (47)$$

$$J_3 = \int_0^5 |\tau| |e_1(\tau)| d\tau \quad (48)$$

本文模糊反演算法与文献[18]算法在未施加横风载荷干扰时的轨迹跟踪结果如图2所示。

无横风载荷干扰条件下两种控制算法的性能指标如表2所示。

表3 无参数摄动性能

Table 3 Performance with uncertainty

算法	J_1	J_2	J_3
本文算法	16.93	1.23	2.27
文献[18]算法	466.22	29.77	215.98

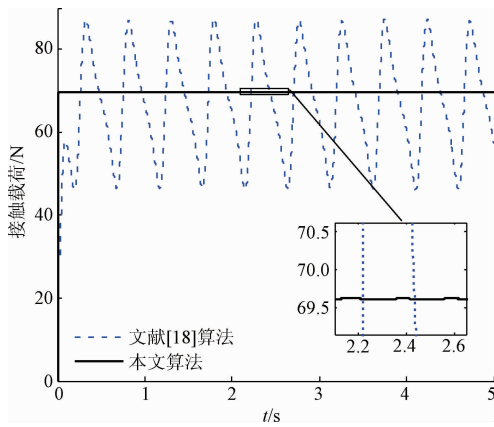


图2 无干扰跟踪性能

Fig. 2 Tracking performance without disturbance

表2 无参数摄动性能

Table 2 Performance without uncertainty

算法	J_1	J_2	J_3
本文算法	14.09	0.97	2.08
文献[18]算法	150.67	23.40	133.88

由图2可知,无横风载荷干扰时,基于模糊逼近的反演控制使得误差迅速收敛到零,而文献[18]的调节控制器在设计时未针对接触网刚度变化采取相应措施,故跟踪性能有限,且接触载荷随着接触网刚度的周期性变化呈现一定的周期性波动。由表2中两种控制算法的性能对比可知,本文算法在误差的方差、极值等性能指标上较文献[18]的控制算法具有较大优势。

在横风载荷干扰作用下,本文算法与文献[18]算法的轨迹跟踪结果如图3所示。

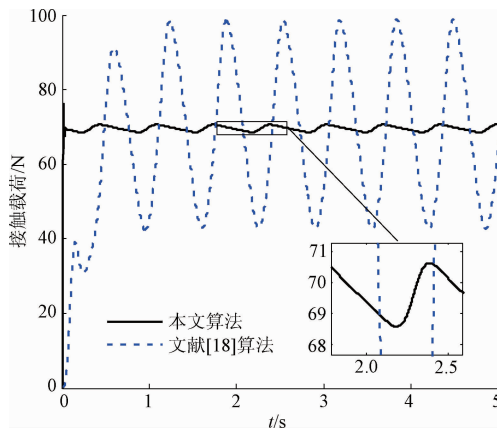


图3 有干扰跟踪性能

Fig. 3 Tracking performance with disturbance

横风载荷干扰作用下,本文算法与文献[18]算法的性能指标如表3所示。

由图3和表3可知,在横风载荷干扰作用下,本文算法使得跟踪误差迅速收敛,随后接触载荷误差具有幅值小于2 N类似正弦的波动,受到外界干扰的影响较小,这是由于模糊系统通过参数调整有效减弱了外界干扰的影响,该稳态误差是由外界干扰的时变速度过快造成的,增大自适应律可以减小误差。由于文献[18]算法考虑了接触网刚度的不确定性,因此鲁棒性较强,但当外界干扰较大时,接触载荷波动的方差变大,且误差幅值达到29.77 N,系统跟踪性能恶化。

6 实验研究

为了验证上面的仿真结果,采用硬件在环的实验方法。系统的主要组成部分有 DSP28335 控制器、驱动电路、YDL-1 动态压力传感器、数据采集卡实现数据的实时采集与传输。音圈电机主要参数为最大频率 3 kHz,力常数 10 N/A,线圈电阻 0.6 Ω ,电感 2.63 mH。为避免电机与压力传感器间的刚性接触,其间用刚度为 40 N/mm 的弹簧联结,控制器编程语言为 C 语言,为减少计算量每个模糊系统仅取规则中所有输入变量模糊集相同的基函数。系统的实验平台如图4所示。

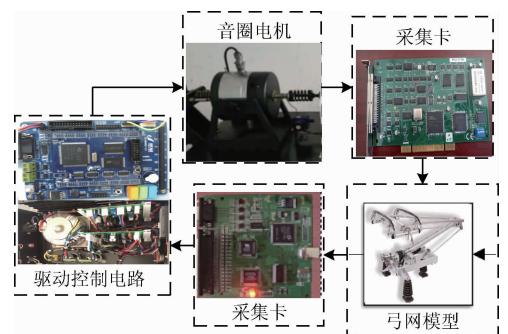


图4 实验平台

Fig. 4 Experimental platform

参考载荷 $z_{1d} = 69.6$ N,速度 55.6 m/s,图5所示为载荷跟踪曲线,图6所示为跟踪误差曲线。由图5、6可知,载荷跟踪曲线的过渡过程较短,控制器的控制误差在 ± 4 N 以内。

参考载荷 $z_{1d} = 69.6$ N,速度改为 110 m/s,控制器参数不变,载荷跟踪曲线如图7所示,跟踪误差曲线如图8所示。

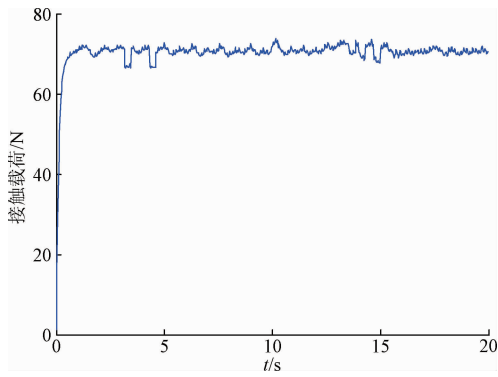


图5 55.6 m/s 工况实验跟踪性能

Fig. 5 Tracking performance under 55.6 m/s condition

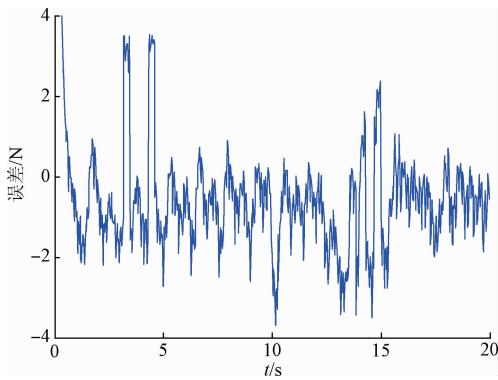


图6 55.6 m/s 工况跟踪误差

Fig. 6 Tracking error under 55.6 m/s condition

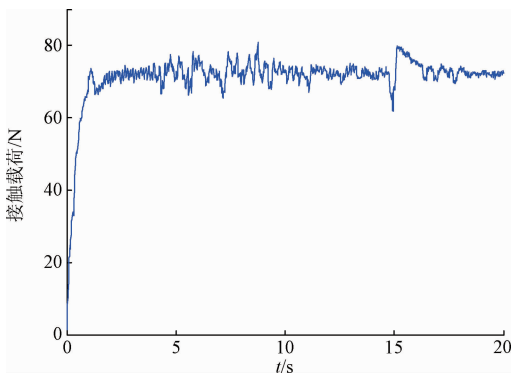


图7 110 m/s 工况实验跟踪性能

Fig. 7 Tracking performance under 110 m/s condition

由图7可知,高速工况下,载荷跟踪的过渡过程较短,控制器的控制误差在 $\pm 10\text{ N}$,载荷波动比图5中更大,性能恶化,这主要是因为本文采用模糊系统在线逼近传感器噪声与系统不确定性,当车速加快后系统不确定部分的时变速度也相应加快,此时可通过增大自适应律以满足高性能的要求,但不能设置太大,否则模糊系统输出易出现高频抖动,反而难以稳定逼近系统未知部分。

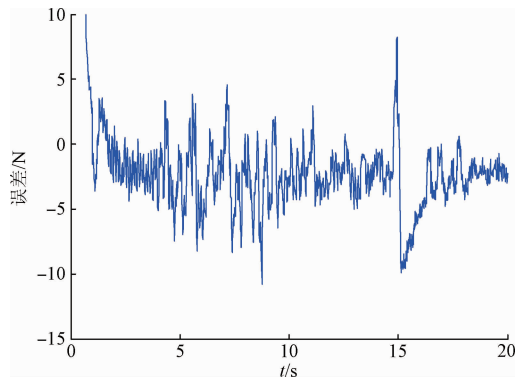


图8 110 m/s 工况跟踪误差

Fig. 8 Tracking error under 110 m/s condition

另外,当系统不确定部分具有高动态特性时,需要增加模糊基函数以维持逼近性能。最后,控制性能还受限于压力传感器的性能参数,由于YDL-1是压电石英晶体动态传感器,其固有频率高但不能测量静态压力,加之其线性度较低,在应用中相当于在测量反馈端叠加高频干扰,导致控制性能恶化,若采用固有频率高且能同时测量动、静压力的负荷传感器,将有助于进一步提高控制性能。

7 结 论

本文应用反演算法,以音圈电机为执行器针对参数不确定的弓网系统设计了基于模糊系统的自适应控制器,使得弓网系统渐近跟踪最佳接触载荷,同时证明了闭环系统的跟踪性能。仿真结果表明,在横风载荷干扰下受控弓网系统具有良好的接触载荷跟踪性能。实验结果表明,固定的自适应律与模糊基个数难以满足不同速度工况的要求,传感器性能参数也会限制控制性能。故未来工作需要着重研究以下两方面的内容:1)如何针对弓网受流性能设置合适的控制性能指标,并据此在线自调整自适应律与模糊基个数以适应工况的变化;2)传感器性能参数对系统性能鲁棒性的影响。

参考文献

- [1] YAMASHITA K, KITAJO K, SHOU W, et al. Impact oscillations with multiple modes between a pantograph and an overhead rigid conductor line in a railway current collection system [J]. *Journal of Vibration & Control*, 2012, 18(1): 223-234.
- [2] 王英, 刘志刚, 母秀清, 等. 升降弓电接触的接触线暂态热流建模与验证 [J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(12): 2663-2672.
WANG Y, LIU ZH G, MU X Q, et al. Modeling and

- verification of contact line transient temperature difference based on lifting or lowering the pantograph electric contacts [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(12):2663-2672.
- [3] KIM J W, YU S N. Design variable optimization for pantograph system of high-speed train using robust design technique [J]. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, 2013, 14(2):267-273.
- [4] MIDYA S, BORMANN D, SCHUTTE T, et al. Pantograph arcing in electrified railway-mechanism and influence of various parameters-part I: With DC traction power supply[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009, 24(4):1931-1939.
- [5] 刘仕兵, 王健. 接触网[M]. 成都: 西南交通大学出版社, 2013.
LIU SH B, WANG J. Contact network [M]. Chengdu: Southwest Jiao Tong University press, 2013.
- [6] LIU R, LIU W, YANG H, et al. Simulation of dynamic current collection between pantograph and catenary of elastic catenary suspension system[J]. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2012, 147(1):489-494.
- [7] COLLINA A, FACCHINETTI A, FOSSATI F, et al. An application of active control to the collector of high-speed pantograph: simulation and laboratory tests [C]. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, 2005: 4602-4609.
- [8] FACCHINETTI A, MAURI M. Hardware in the loop overhead line emulator for active pantograph testing[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(10):4071-4078.
- [9] RUS-ANGHEL S, MIKLOS C, AVERSENG J, et al. Control system for catenary-pantograph dynamic interaction force[C]. *IEEE International Conferences on Computational Cybernetics and Technical Informatics*, 2010: 181-186.
- [10] PISANO A, USAI E. Contact force estimation and regulation in active pantographs: An algebraic observability approach [J]. *Asian Journal of Control*, 2011, 13(6): 761-772.
- [11] LIN Y C, LIN C L, YANG C C. Robust active vibration control for rail vehicle pantograph[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(4):1994-2004.
- [12] WU Y, ZHENG J H, ZHENG T Q. Optimizing active control scheme of high-speed pantograph[C]. *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009: 2622-2626.
- [13] 陈忠华, 唐博, 时光. 基于线性二次型的受电弓最优输出跟踪器设计[J]. *电子测量与仪器学报*, 2015, 29(11): 1647-1654.
CHEN ZH H, TANG B, SHI G. Design of the pantograph optimal tracking controller based on linear Quadratic [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2015, 29(11): 1647-1654.
- [14] 时光, 陈忠华, 刘健辰, 等. 基于伺服模型的受电弓 LQR 控制[J]. *电子测量与仪器学报*, 2016, 30(7): 1120-1126.
SHI G, CHEN ZH H, LIU J CH, et al. Research of LQR control of pantograph based on servo model [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2016, 30(7): 1120-1126.
- [15] 时光, 陈忠华, 郭凤仪, 等. 弓网接触力反馈线性化控制[J]. *控制理论与应用*, 2016, 33(1): 85-91.
SHI G, CHEN ZH H, GUO F Y, et al. Feedback linearization control of load between pantograph and catenary[J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(1): 85-91.
- [16] PISANO A, USAI E. Contact force regulation in wire-actuated pantographs via variable structure control and frequency-domain techniques[J]. *International Journal of Control*, 2008, 81(11): 1747-1762.
- [17] 鲁小兵, 刘志刚, 宋洋. 基于磁流变阻尼器的受电弓主动控制分析与验证[J]. *仪器仪表学报*, 2015, 36(1): 103-109.
LU X B, LIU ZH G, SONG Y. Analysis and verification of pantograph active control based on MR damper [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2015, 36(1): 103-109.
- [18] RACHID A. Pantograph catenary control and observation using the LMI approach [C]. *IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, 2011: 2287-2292.
- [19] LIN Y C, SHIEH N C, LIU V T. Optimal control for rail vehicle pantograph systems with actuator delays[J]. *IET Journals & Magazines*, 2015, 9(13):1917-1926.
- [20] TIERI R. Innovative active control strategies for pantograph catenary interaction[D]. Milano: Politecnico di Milano, 2012.
- [21] 王一光, 李晓杰, 陈兴林. 基于永磁直线同步电机的

光刻机掩模台鲁棒自适应神经网络控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 38-46.

WANG Y G, LI X J, CHEN X L. A robust adaptive neural network control method based on permanent magnetic linear synchronous motor for the reticle stage of lithography [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 38-46.

[22] LIU H T, ZHANG T. Neural network-based robust finite-time control for robotic manipulators considering actuator dynamics [J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2013, 29(2): 301-308.

[23] 王立新. 自适应模糊系统与控制-设计与稳定性分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.

WANG L X. Adaptive fuzzy systems and control-design and stability analysis [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1995.

[24] LAVRETSKY E, WISE K A. Robust and adaptive control [M]. Berlin: Springer-Verlag, 2013.

[25] PLYCARPOU M M, IOANNOU P A. A robust adaptive nonlinear control design [J]. Automatica, 1996, 32(3): 423-427.

作者简介



时光(通讯作者), 分别在2004年、2007年和2011年于重庆大学获得学士、硕士和博士学位, 现任辽宁工程技术大学讲师, 主要研究方向为电接触理论、非线性控制。

E-mail: shiguang@cqu.edu.cn

Shi Guang (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2004, M. Sc. degree in 2007 and Ph. D. in 2011 all from Chongqing University. Now he is a lecturer in Liaoning Technical University. His main research interests are electrical contact theory and nonlinear control.



陈忠华, 2008年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现为辽宁工程技术大学教授, 主要研究方向为电接触理论及其应用。

E-mail: zhchen0915@126.com

Chen Zhonghua received his M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2008. Currently he is a professor in Liaoning Technical University. His main research interest is electrical contact theory and its application.