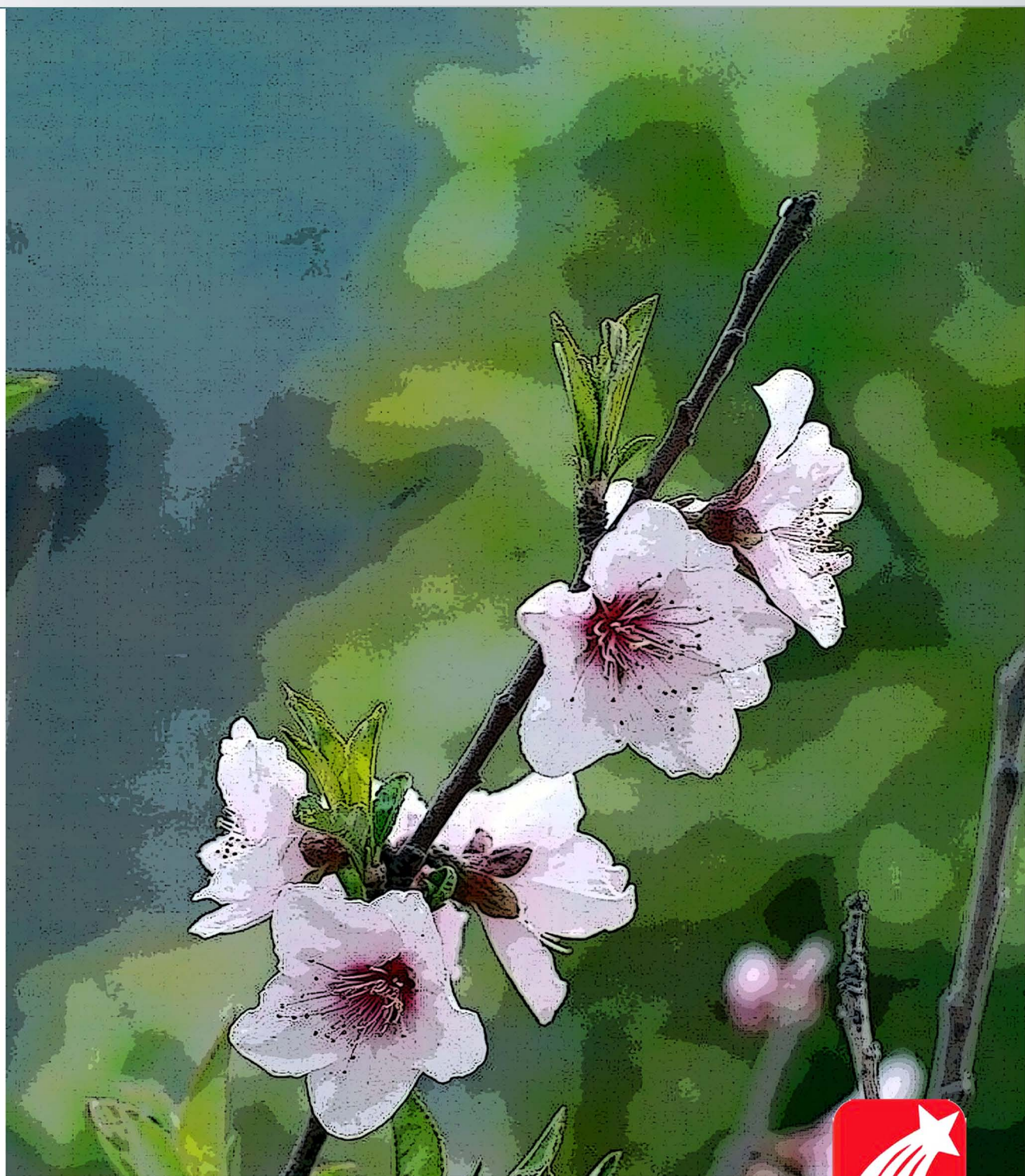


郑州大学学报(工学版)

2015年第3期



目 次

电气工程

基于能量成型的永磁同步直线电机控制研究·····	焦留成, 姚 涛(1)
基于能量平衡的无线传感器网络分布式成簇机制·····	冯冬青, 邢凯丽(6)
单相 500 kV GIS 电子式组合互感器发热有限元分析·····	许 珉, 岐召阳, 刘 玮, 武 杰(11)
基于逆系统方法的永磁同步风力发电系统随机最优控制·····	刘艳红, 齐书康(16)
基于角点动能的视频群体异常行为检测·····	逯 鹏, 梁 玉, 陈树伟(20)
基于支持向量机与 Hamming 距离的虹膜识别方法·····	张 震, 张英杰(25)
基于 HKG-07A 红外脉搏传感器的智能睡眠唤醒仪·····	李 晓媛, 孟昕元, 苏 星, 魏健平, 陈雪美, 牛云玲(30)

机械工程

六环冗余轴向磁力轴承的热性能研究·····	王晓光, 谢 钧, 张 晓, 刘 倩, 付 靖(34)
两挡纯电动汽车动力传动系统参数设计与仿真·····	龚贤武, 唐自强, 吴德军, 马 建(39)
基于 LMD 和样本熵的齿轮故障特征提取方法研究·····	王洪明, 郝旺身, 韩 捷, 董辛旻, 郝 伟, 欧阳贺龙(44)
履带车辆转向工况综合传动系统换段品质试验·····	曹付义, 郭广林, 周志立, 张明柱(49)
基于 PolyMAX 的汽车驾驶室系统试验模态分析·····	曾发林, 阮 洋, 李建康(54)
基于 ZOA 方法的犁体曲面铣削稳定性预测模型·····	张开飞, 靳 刚, 何玉静, 史景钊, 余泳昌(59)
基于模糊决策的大型客车电动助力转向系统研究·····	曹艳玲, 梁法明, 刘孟楠, 徐立友, 阎祥海(64)

化工与材料

压缩制冷系统节流损失及应对方案研究·····	魏新利, 王中华, 耿利红, 孟祥睿(68)
染料脱盐纳滤膜分离性能表征·····	张浩勤, 秦国胜, 张秋楠, 穆文瑞, 武文佳, 陈 普(73)
基于光电比色法的天然沥青改性沥青与集料黏附性研究·····	马 峰, 富志鹏, 傅 珍, 陈斌华(77)
$\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$ 稀土永磁合金磁性能的研究·····	李福山, 王金磊, 董晓源, 李育洛, 黎文强(82)
覆盖层上高面板堆石坝地震反应特性研究·····	岑威钧, 袁丽娜, 张自齐, 周 涛, 杨宏昆, 卢培灿(87)
基于回归的深冷空分增压膨胀机组运行参量软测量建模·····	刘超锋, 赵 伟, 尹永怀, 靳佳霖, 吴学红, 刘亚莉, 龚 毅(92)

信息工程

基于 SSC-SC 方案的移动无线传感器网络系统的性能分析·····	徐凌伟, 张 浩, 吕婷婷, 施 威, T. A. Gulliver(96)
基于机器视觉的机械式表盘自动读表技术的实现·····	陈继华, 李 勇, 田增国, 李 磊(101)
一种基于多种类型匹配器的本体映射方法·····	张凌宇, 马志晟, 陈淑鑫(106)
AP 聚类算法求解植入 (l, d) 模体识别问题·····	陈 昆, 张小骏(110)
基于改进 SVM 的煤矿水灾救援组织系统可靠性预测·····	张炎亮, 刘 阳, 王金凤(115)
求解 VRPSDP 的变邻域混合遗传算法·····	马 欢, 张建伟, 赵进超, 陈 明(120)
一种优化分层式移动 IPv6 路由算法研究·····	马 芳, 吉 星(125)

CONTENTS

[Electrical Engineering]
Research of LPMSM Control System Based on Energy Shaping JIAO Liu-cheng, YAO Tao (1)
A Distributed Clustering Mechanism Based on Energy Balance in Wireless Sensor Networks FENG Dong-qing, XING Kai-li (6)
Finite Element Calculation about the Heat of Single-phase 500 kV GIS Electronic Combined Transformer XU Min, QI Zhao-yang, LIU Wei, WU Jie (11)
The Stochastic Optimal Control of Permanent Magnet Synchronous Wind Power Generation System Based on an Inverse System Method LIU Yan-hong, QI Shu-kang (16)
Abnormal Crowd Behavior Detection Based on Corner Kinetic in Video LU Peng, LIANG Yu, CHEN Shu-wei (20)
Iris Recognition Method Based on Support Vector Machine and Hamming Distance ZHANG Zhen, ZHANG Ying-jie (25)
The Design of an Intelligent Sleep Timing Device Based on HKG-07A Infrared Pulse Sensor LI Xiao-yuan, MENG Xin-yuan, SU Xing, WEI Jian-ping, CHEN Xue-mei, NIU Yun-ling (30)

[Mechanical Engineering]
Research on Thermal Characteristics of Six-ring Redundant Axial Magnetic Bearing WANG Xiao-guang, XIE Jun, ZHANG Xiao, LIU Qian, FU Jing (34)
Parameters Design and Simulation of Powertrain for Two-speed Pure Electric Vehicle GONG Xian-wu, TANG Zi-qiang, WU De-jun, MA Jian (39)
Research on Gear Fault Feature Extraction Based on LMD and Sample Entropy WANG Hong-min, HAO Wang-shen, HAN Jie, DONG Xin-min, HAO Wei, OU YANG He-long (44)
Experiment of Shift Quality for Integrated Transmission System of Tracked Vehicle in Turning Conditions CAO Fu-yi, GUO Guang-lin, ZHOU Zhi-li, ZHANG Ming-zhu (49)
Experimental Modal Analysis of the Cab System Based on PolyMAX ZENG Fa-lin, RUAN Yang, LI Jian-kang (54)
A Model for Efficiently Predicting Stability of Milling for Curved Surface of Plow Based on ZOA Method ZHANG Kai-fei, JIN Gang, HE Yu-jing, SHI Jing-zhao, YU Yong-chang (59)
Research of Large Bus Electric Power Steering System Based on Fuzzy Control CAO Yan-ling, LIANG Fa-ming, LIU Meng-nan, XU Li-you, YAN Xiang-hai (64)

[Chemical Engineering and Material Engineering]
Study on the Throttling Losses in CRS and Solutions WEI Xin-li, WANG Zhong-hua, GENG Li-hong, MENG Xiang-rui (68)
Separation Performance Characterization of The NF Membrane With Dye Desalination ZHANG Hao-qin, QIN Guo-sheng, ZHANG Qiu-nan, MU Wen-rui, WU Wen-jia, CHEN Pu (73)
Adhesion Between Asphalt Modified with Natural Asphalt and Aggregate Based on Photoelectric Colorimetric Method MA Feng, FU Zhi-peng, FU Zhen, CHEN Bin-hua (77)
Study on the Magnetic Properties of the Rare Earth Permanent Magnet Materials of $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$ LI Fu-shan, WANG Jin-lei, DONG Xiao-yuan, LI Yu-luo, LI Wen-qiang (82)
Study on the Seismic Response of a High CFRD on Alluvium Deposit CEN Wei-jun, YUAN Li-na, ZHANG Zi-qi, ZHOU Tao, YANG Hong-kun, LU Pei-can (87)
Soft Measurement Modeling about Operation Characteristic Parameters of Booster Expansion Turbine for Cryogenic Air Separation Unit Based on the Regression Method LIU Chao-feng, ZHAO Wei, YIN Yong-huai, JIN Jia-lin, WU Xue-hong, LIU Ya-li, GONG Yi (92)

[Information Engineering]
Performance Analysis of Mobile Wireless Sensor Network System Based on SSC-SC Scheme XU Ling-wei, ZHANG Hao, LV Ting-ting, SHI Wei, T. A. GULLIVER (96)
Implementation of Automatic Reading Mechanical Gauge Technique based on Machine Vision CHEN Ji-hua, LI Yong, TIAN Zeng-guo, LI Lei (101)
A Method of Ontology Mapping based on Multiple-Matchers ZHANG Ling-yu, MA Zhi-sheng, CHEN Shu-xin (106)
AP Clustering Algorithm Solving Planted (L, d) Motif Identification CHEN Kun, ZHANG Xiao-jun (110)
Reliability Prediction of Coal Mine Water Disasters Emergency Rescue System Based on Improved SVM ZHANG Yan-liang, LIU yang, WANG Jin-feng (115)
A Hybrid Genetic and Variable Neighborhood Descent Algorithm for Vehicle Routing Problem with Simultaneous Delivery and Pickup MA Huan, ZHANG Jian-wei, ZHAO Jin-chao, CHEN Ming (120)
The Research on an Optimized Hierarchical Mobile IPv6 Routing Algorithm MA Fang, JI Xing (125)

基于能量成型的永磁同步直线电机控制研究

焦留成, 姚 涛

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对永磁同步直线电机(LPMSM)速度控制问题,从能量成型的观点出发,将其看作能量转换装置,采用端口受控耗散哈密顿(PCHD)理论推导出 LPMSM 系统的端口受控哈密顿模型.在哈密顿结构基础上利用互联和阻尼配置,给出闭环系统期望的哈密顿函数,对速度控制器进行了设计.设计中直接采用哈密顿函数作为存储函数,使系统在满足无源性的条件下达到了要求的性能,具有明确的物理意义.仿真结果表明,设计的闭环控制系统能够快速响应负载阻力的变化,具有良好的鲁棒性.

关键词: 永磁同步直线电机;能量成型;端口受控哈密顿;互联和阻尼配置;速度控制器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.001

0 引言

永磁同步直线电机(LPMSM)伺服系统要求设计的控制器能够实现高精度、高动态性能、大范围地调速或定位控制^[1].但 LPMSM 是一种结构不对称、非线性的机电能量转换装置,受到电机端部效应、负载扰动等不确定性因素的影响,采用常规控制器设计的系统难以达到理想的控制效果^[2].具有互联与能量成型的非线性控制方法的主要特征是被控系统具有端口受控耗散哈密顿(PCHD)结构,根据 PCHD 系统特有的反馈镇定方法,使系统的控制器设计与稳定性分析更加容易,因而受到广泛关注^[3-5].于海生等^[5]采用 PCH 方法研究了 PMSM 的速度控制,具有较好的刚度阻尼和较强的鲁棒稳定性.基于 PCH 方法设计 LPMSM 的位置控制器,具有良好的可靠性和稳定性^[6-8].笔者从能量成型的观点出发,基于端口受控耗散哈密顿系统的无源控制实现方法,利用互联和阻尼配置,对永磁同步直线电机调速系统控制器进行了设计.

1 PCHD 系统无源控制实现方法

端口受控耗散哈密顿系统(被控对象)的模

型^[9]可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x)u; \\ y = g^T(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x). \end{cases} \quad (1)$$

式中:状态变量 $x \in X$ (X 为欧式空间); u 为输入变量; y 为输出变量; $R(x) \geq 0$ 为依赖于 x 的半正定对称矩阵,反映了端口上附加的阻性结构; $J(x) = -J^T(x)$ 为负对称矩阵,反映了系统内部的互联结构; $H(x)$ 为能量函数^[10].若 $H(x)$ 有下界,则式(1)为一无源系统.

对应的控制系统的模型可以表示如下:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = [J_c(\xi) - R_c(\xi)] \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) + g_c(\xi)u_c; \\ y_c = g_c^T(\xi) \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi). \end{cases} \quad (2)$$

式中:状态变量 $\xi \in X_c$ (X_c 亦为欧式空间).

将被控系统和控制系统通过端口互联,并满足如下条件:

$$\begin{cases} u = -y_c + e; \\ u_c = y + e_c. \end{cases} \quad (3)$$

式中: e 、 e_c 为外部输入反馈信号.

互联端口受控耗散系统结构图如图 1 所示.

收稿日期:2015-01-07;修订日期:2015-02-23

基金项目:河南省科技攻关计划项目(142102210487)

作者简介:焦留成(1950-),男,河南浉池人,郑州大学教授,博士,博士生导师,主要从事直线电机建模与控制研究,

E-mail: jiaole@zzu.edu.cn.

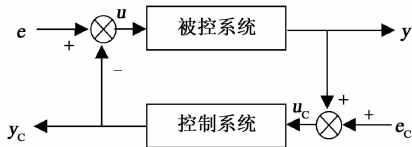


图1 互联结构端口受控耗散系统

Fig. 1 Interconnect port-controlled dissipative systems

从而得到闭环系统表达式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J(x) & -g(x)g_c^T(\xi) \\ g_c(\xi)g^T(x) & J_c(\xi) \end{bmatrix} - \\ \left[\begin{array}{cc} R(x) & 0 \\ 0 & R_c(\xi) \end{array} \right] \times \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x}(x) \\ \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) \end{bmatrix} + \\ \left[\begin{array}{cc} g(x) & 0 \\ 0 & g_c(\xi) \end{array} \right] \begin{bmatrix} e \\ e_c \end{bmatrix}; \\ \begin{bmatrix} y \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g^T(x) & 0 \\ 0 & g_c^T(\xi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x}(x) \\ \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (4)$$

在闭环系统(4)的互联结构基础上,采用阻尼配置的无源控制方法(IDA-PBC),即可完成对端口受控耗散哈密顿系统的控制.即通过反馈,对系统进行能量成型,通过阻尼注入将耗散加入到系统中,达到控制的目的^[11].

2 基于 IDA-PBC 控制方法的永磁同步直线电机模型

永磁同步直线电机在满足磁场不饱和,忽略磁滞损耗、黏滞摩擦系数的条件下,在 $d-q$ 坐标变换下的电压方程和机械特性方程如下^[12]:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + L_q i_q \nu + u_d; \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - L_d i_d \nu - \psi_f \nu + u_q; \\ kM \frac{d\nu}{dt} = kF_e - kF_L = \psi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q - kF_L. \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 、 R_s 分别为 $d-q$ 轴坐标下的定子电枢电流、定子电枢电压、定子电枢绕组电阻; L_d 、 L_q 为定子等效电枢电感; M 为定子质量; ν 为电机速度; τ 为极距; ψ_f 为定子永磁体磁链; p 为电机极对数; $k = \frac{2\tau}{3\pi p}$, k 为将 LPMSM 表示成端口受控哈密顿系统引入的参数; F_e 为电磁推力; F_L 为负载阻力.

定义系统的状态 x 、输入变量 u 和输出变量 y

分别为

$$\begin{aligned} x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \\ kM \nu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & kM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix}; \\ u &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -kF_L \end{bmatrix}; \\ y &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

LPMSM 系统的能量哈密顿函数可以表示为

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T D^{-1} x = \frac{1}{2} \frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{kM} x_3^2. \quad (7)$$

永磁同步直线电机的端口受控耗散哈密顿系统数学模型可以描述为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = [J(x) - R] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -kF_L \end{bmatrix}; \\ y = g^T \frac{\partial H}{\partial x}(x) = [i_d \quad i_q \quad \nu]. \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_2 \\ 0 & 0 & -(x_1 + \psi_f) \\ -x_2 & x_1 + \psi_f & 0 \end{bmatrix}; \\ R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{cases}$$

3 PCHD 系统的控制器设计

3.1 系统稳定平衡点的确定和控制器设计

为了将 LPMSM 系统(5)渐近稳定在平衡点 $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T$, 需要构造一个反馈控制后的闭环期望能量函数 $H_d(x)$, 使它在 x^* 处取最小值. 同时寻找反馈控制律 $u = \beta(x)$, 使得闭环系统成为 $\dot{x} = [J_d(x) - R_d] \frac{\partial H_d}{\partial x}(x)$ 的形式.

当采用 $i_d = 0$ 电流控制方案, 电机稳定运行速度为期望值时, 有 $\dot{x}_3^* = \psi_f i_q^* + (L_d - L_q) i_d^* i_q^* - kF_L = 0$, 可得 $i_q^* = \frac{kF_L^*}{\psi_f}$, 即在平衡点处有

$$\mathbf{x}^* = [x_1^* \quad x_2^* \quad x_3^*]^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q k F_L^*}{\psi_f} & k M v^* \end{bmatrix}^T. \quad (9)$$

加入反馈控制 $\mathbf{u} = \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})$ 后,选取闭环系统的哈密顿函数 $H_d(\mathbf{x})$ 为

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^T \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*). \quad (10)$$

为不失一般性,选取

$$\begin{cases} \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & -J_{12} & J_{13} \\ J_{12} & 0 & -J_{23} \\ -J_{13} & J_{23} & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (11)$$

式中: J_{12} 、 J_{13} 、 J_{23} 为互联参数; r_1 、 r_2 为增益系数. 则有

$$\begin{aligned} & [\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - (\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}))] \mathbf{K}(\mathbf{x}) = \\ & -[\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x}). \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\begin{cases} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}; \\ \mathbf{K}(\mathbf{x}) = \frac{\partial H_a}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) - \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = -\mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}^*. \end{cases}$$

可以得到:

$$\begin{aligned} & - \begin{bmatrix} -R_s - r_1 & -J_{12} & x_2 + J_{13} \\ J_{12} & -R_s - r_2 & -(x_1 + \psi_f) - J_{23} \\ -(x_2 + J_{13}) & (x_1 + \psi_f) + J_{23} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}^* = \\ & - \begin{bmatrix} -r_1 & -J_{12} & J_{13} \\ J_{12} & -r_2 & -J_{23} \\ -J_{13} & J_{23} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -k F_L \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

将平衡点方程(9)代入式(13),有

$$-k F_L = -x_1 \left(\frac{J_{13}}{L_d} + \frac{k F_L^*}{\psi_f} \right) + J_{23} \left(\frac{x_2}{L_q} - \frac{k F_L^*}{\psi_f} \right) - k F_L^*. \quad (14)$$

在平衡点运行时,有 $F_e = F_e^* = F_L^*$, 设定参数

$$J_{12} = 0, J_{13} = -\frac{L_d x_2^*}{L_q}, J_{23} = 0, \text{得到反馈控制器:}$$

$$\begin{cases} u_d = -\frac{r_1}{L_d} x_1 - \frac{L_d F_L^*}{M \psi_f} x_3 + \frac{L_d k F_L^*}{\psi_f} v^* - x_2 v^*; \\ u_q = -\frac{r_2}{L_q} x_2 + \frac{(R_s + r_2)}{\psi_f} k F_L^* + (x_1 + \psi_f) v^*. \end{cases} \quad (15)$$

3.2 稳定性分析

由式(10)可得

$$\begin{cases} \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*); \\ \frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}^2}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1}; \\ \frac{\partial K}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = 0. \end{cases} \quad (16)$$

当 $\mathbf{x} = \mathbf{x}^*$ 时,有 $\frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = 0$, 并且有 H_d 的海森矩阵

$\frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}^2}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1} > 0$, 因此满足稳定性判别条件^[11], 在反馈控制器(15)下的闭环系统是渐近稳定的.

4 系统实例仿真

经过理论推导得到的反馈控制器在 Matlab 环境中进行系统仿真实验如图 2 所示. 控制器模块如图 3 所示. 永磁同步直线电机参数如表 1 所示.

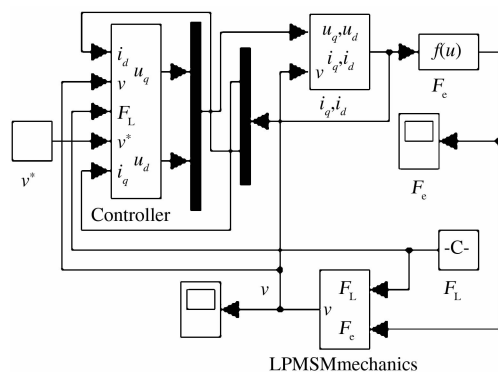


图2 PCH 控制系统仿真图

Fig.2 PCH control system simulation

调整增益参数 r_1 、 r_2 可以使系统达到满意的运行性能. 选取 $r_1 = 5$, r_2 分别为 0.05, 1.1, 2, 5.5, 结果如图 4 所示. 在几组增益参数下, 永磁同步直线电机速度控制系统都能够在期望速度值处保持稳定. 但当 r_2 过小时, 系统会产生超调; r_2 过大时, 系统动态响应时间延长; 当 $r_1 = 5$, $r_2 = 1.1$ 时, 没有超调且动态响应时间较短.

对设计的速度控制系统进行突加负载阻力实验, 选取 $r_1 = 5$, $r_2 = 1.1$, F_L 初始值为 10 N, 当 0.1 s 时突变为 20 N. 由仿真结果图 5 和图 6 可以看出, 在系统突加负载阻力时速度变化幅度小且很快恢复到期望值, 系统能够快速响应负载阻力的变化, 具有良好的抗干扰能力.

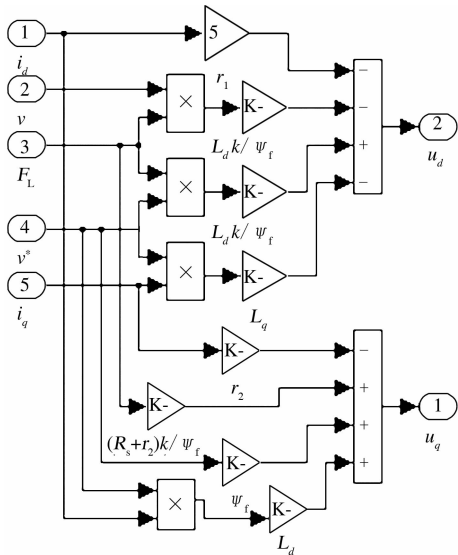


图3 控制器模块
Fig.3 Controller module

表1 LPMSM 的模型参数
Tab.1 Model parameters of LPMSM

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	2.875
极对数 p	4
定子质量 M/kg	2.32
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175
定子电感 $L_d, L_q/\text{H}$	0.008 5
速度期望值 $v^*/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	10

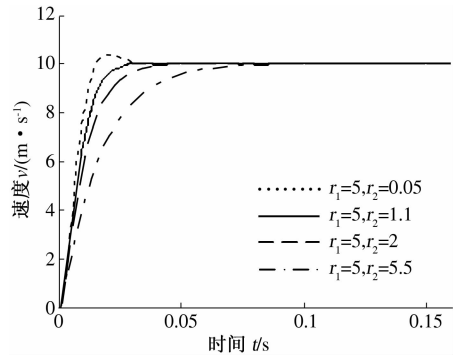


图4 不同增益参数下电机速度响应曲线
Fig.4 The motor speed response curve based on different gain parameters

5 结论

针对 LPMSM 调速系统非线性特点,根据端口受控耗散哈密顿系统理论与无源性控制原理研究了系统的建模和控制.将 LPMSM 看作能量转换装置,推导出系统的端口受控耗散哈密顿模型.在哈密顿结构基础上,引入结构互联和阻尼配置,

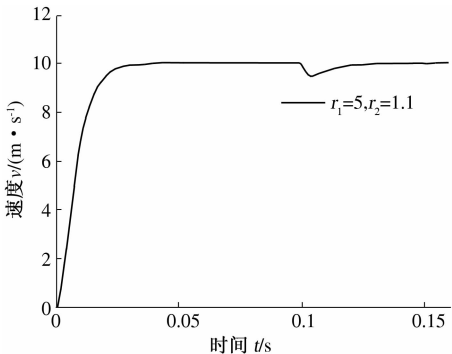


图5 负载阻力 F_L 增大时速度响应曲线
Fig.5 Speed response curve of sudden more load resistance F_L

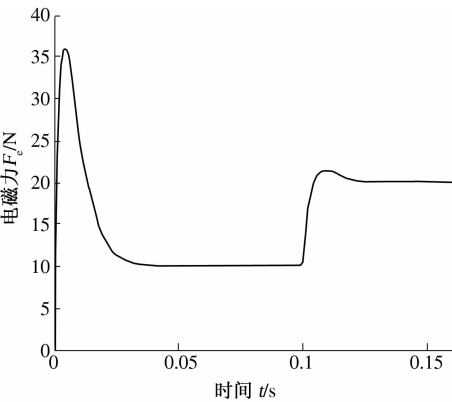


图6 电磁力 F_e 响应曲线
Fig.6 Response curve of electromagnetic force F_e

给出闭环系统期望的哈密顿函数,设计了 LPMSM 速度控制系统的无源控制器.仿真结果表明,系统具有较快的响应速度,并且对负载的变化具有良好的鲁棒性,控制器结构简单,只需调节 2 个参数,而且能够保证系统是渐进稳定的.因此,将能量成型方法应用到永磁同步直线电机调速系统中有很好的研究应用前景.

参考文献:

[1] 叶云岳. 直线电机技术手册[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
[2] 龙志强,洪华杰,周晓兵. 磁浮列车的非线性控制问题研究[J]. 控制理论与应用, 2003, 20(3): 399 – 402.
[3] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A J, MAREELS I, et al. Putting energy back in control[J]. IEEE Control System Magazine, 2001, 21(2): 18 – 33.
[4] WANG Yu-zhen, CHENG Dai-zhan, LI Chun-wen, et al. Dissipative Hamiltonian realization and energy-based l2-disturbance attenuation control of multimachine power systems[J]. IEEE Transactions on Auto-

matic Control,2003,48(8):1428-1433.

[5] 于海生,赵克友,郭雷,等. 基于端口受控哈密顿方法的 PMSM 最大转矩/电流控制[J]. 中国电机工程学报,2006,26(8):83-86.

[6] 刘星桥,陈功,韩辉. 基于端口受控哈密顿的永磁同步直线电机控制方法研究[C]//中国自动化学会控制理论专业委员会 D 卷. 北京:中国自动化学会控制理论专业委员会,2011,624-628.

[7] 刘星桥,王燕,杨志华. 一种永磁同步直线电机端口受控哈密顿系统下的自适应阻尼注入控制方法[J]. 电机与控制应用,2013,40(11):32-36.

[8] 刘星桥,袁泉. 基于 PCH 的永磁直线同步电机 L_2 增益扰动抑制控制系统的研究[J]. 微电机,2014,47(4):43-48.

[9] 刘进,于海生,魏晓晨,等. 异步电动机的端口受控哈密顿控制与 L_2 增益扰动抑制[J]. 电机与控制应用,2011,37(10):10-15.

[10] OZKAN S. Hamilton decompositions of graphs with primitive complements[J]. EI Discrete Mathematics, 2009,309(14):95-98.

[11] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A, MASCHKE B, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica,2002,38(4):585-596.

[12] 韩明文. 永磁同步直线电机神经网络 PID 控制系统的研究[D]. 上海:华东理工大学电气学院,2013.

Research of LPMSM Control System Based on Energy Shaping

JIAO Liu-cheng, YAO Tao

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In view of the speed control problem of the linear permanent magnet synchronous motor (LPMSM), which is viewed as an energy-transformation device, from the viewpoint of energy shaping, applying port-controlled Hamiltonian with dissipation and passivity-based control theory, the port-controlled Hamiltonian model of LPMSM is deduced. Based on the Hamiltonian structure, the desired Hamiltonian function of the closed-loop system is given, and the speed controller is designed by using the method of interconnection and damping assignment. In the design, the Hamiltonian function is used directly as the storage function, and the system can achieve the required performance and bring more definite physical meaning on the condition of satisfying passivity. The simulation results show that the closed-loop control system can respond quickly to changes in load resistance and has good robustness.

Key words: linear permanent magnet synchronous motor; energy shaping; port-controlled Hamiltonian; interconnection and damping configuration; speed controller

基于能量平衡的无线传感器网络分布式成簇机制

冯冬青, 邢凯丽

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对资源有限的无线传感器网络目标跟踪问题, 采用一种基于能量平衡的最优分布式成簇机制, 为此引入了基于节点剩余能量标准差的能量平衡指标, 将其转化为多目标约束优化问题, 并采用二进制粒子群优化算法求取最优解. Matlab 仿真结果表明, 与基于能耗和扩展卡尔曼滤波的成簇机制相比, 采用基于能量平衡的最优成簇机制在保证跟踪精度和能量平衡的前提下, 提高网络寿命近 2 倍, 从而有效地延长了网络寿命.

关键词: 无线传感器网络; 目标跟踪; 能量平衡; 成簇; 网络寿命

中图分类号: TP393 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.002

0 引言

无线传感器网络(Wireless Sensor Networks, WSNs)是一种新兴的自组织网络, 它在目标跟踪领域有着良好的应用前景. 实际应用中, 因传感器节点的感知半径、存储、通信、数据处理能力、网络带宽及节点能量都十分有限, 所以必须动态地管理调度网络资源来进行协同信号与信息处理^[1].

WSNs 应用于目标跟踪时, 通过分簇机制来优化网络拓扑结构, 从而达到均衡网络能耗、延长网络寿命的目的. 文献[2-4]中分簇机制仅仅考虑了网络总能耗而忽略了能量平衡, 从而容易导致网络出现断连、信息丢失等现象. 目前, 有些文献提出了基于能量平衡的分簇机制, 如文献[5]基于簇头间能量平衡来延长网络覆盖时间; 文献[6]建立了一种能量平衡模型, 并考虑了网络总能耗和簇头与簇盟员节点剩余能量差; 文献[7]通过最小化最大的任务节点间剩余能量的能耗差来平衡监测区域内局部能量. 但是, 文献[5-7]只考虑了部分任务节点的能量平衡, 未考虑到网络寿命与每个节点的剩余能量有关, 因此, 这些分簇机制仍可能会导致整个网络能量分布不平衡, 缩短网络寿命. 鉴于此, 笔者采用工作区域内节点剩余能量的标准差来衡量网络能量平衡程度, 进而引入了一种新的能量平衡指标, 不仅节省总

耗, 而且兼顾考虑了网络中节点剩余能量的分布程度.

另一方面, 当前用于解决非线性条件下目标跟踪问题的滤波方法中, 无迹卡尔曼滤波(UKF)的应用较为广泛. 为了提高 UKF 的跟踪精度, 需要调度多个任务传感器节点去感知目标, 这样会增加网络消耗, 缩短网络寿命.

综上所述, 为了寻找一种最优成簇机制, 需综合考虑影响网络寿命的能量平衡和跟踪精度这两个因素. 笔者将其转化为多目标约束优化问题, 并采用了二进制粒子群优化算法寻求最优解.

1 UKF 算法

笔者采用式(1)目标状态模型:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{X}(k)) + \mathbf{W}(k). \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}(k)$ 为 k 时刻系统的状态向量; $\mathbf{W}(k)$ 是均值为零、协方差矩阵为 \mathbf{Q}_k 的状态高斯白噪声.

假设 WSNs 是由一组同构传感器节点随机分布组成的, 各个节点的坐标位置是已知的, 而且其探测半径 r 相同. 在第 k 时间步有 N_k 个节点被唤醒探测目标, 其中调度 L_k 个节点, 形成任务簇 $\{c_k^i\}_{i=1}^{L_k}$, 其测量模型如下:

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{H}(\mathbf{X}(k)) + \mathbf{V}(k). \quad (2)$$

式中: $\mathbf{Z}(k)$ 为测量向量; $\mathbf{V}(k)$ 是均值为零、协方差矩阵为 \mathbf{R}_k 的测量高斯白噪声.

收稿日期:2015-01-20; 修订日期:2015-02-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60973094)

作者简介:冯冬青(1958-), 男, 广东佛山人, 郑州大学教授, 博士, 主要研究领域为智能控制理论与应用, E-mail: dqfeng@zzu.edu.cn.

针对目标状态模型(1)和测量模型(2),笔者采用 UKF 实现对目标状态的预测估计,具体公式见文献[8].系统在获取 $k+1$ 时刻的测量值后,通过 UKF 得到了 $k+1$ 时刻的状态的估计值 $\hat{\mathbf{X}}_{k+1|k+1}$ 和协方差 $\mathbf{P}_{xx,k+1|k+1}$,从而目标状态估计的均方误差可表示为

$$E(\|\hat{\mathbf{X}}_{k+1|k+1} - \mathbf{X}_{k+1}\|^2) = \text{tr}(\mathbf{P}_{xx,k+1|k+1}). \quad (3)$$

式中: $\text{tr}(\mathbf{P}_{xx,k+1|k+1})$ 为目标状态估计的协方差阵的迹,它代表成簇机制中目标的跟踪精度.

2 能量平衡的最优成簇机制

目标进入监测区域后,首先被传感器节点内置的被动红外传感器探测到,其唤醒所属的传感器节点,被唤醒的 N_{k+1} 个节点构成候选簇员集合 $\Gamma_{k+1} = \{g_{k+1}^i\}_{i=1}^{N_{k+1}}$;之后,唤醒节点根据自身位置和能量给出回复信息,上一簇头 CH_k 根据回复信息按照某种成簇机制调度部分唤醒节点形成下一簇 C_{k+1} ,包括簇头 CH_{k+1} 和簇盟员 $\{cm_{k+1}^i\}_{i=1}^{L_{k+1}-1}$ 的选择;最后 CH_k 将目标状态和方差发送给 CH_{k+1} .簇 C_{k+1} 形成后,各簇员节点执行目标感知任务,簇盟员节点发送测量值到 CH_{k+1} , CH_{k+1} 根据 UKF 算法估计目标位置.在目标的移动过程中,将动态地生成新的簇来实时跟踪.

2.1 采用改进的 BPSO 进行跟踪传感器的选择

PSO 算法中第 i 个粒子在第 t 代的状态表示为

$$\begin{cases} \mathbf{X}_i(t) = [x_i^1(t), x_i^2(t), \dots, x_i^D(t)]. \\ \mathbf{V}_i(t) = [v_i^1(t), v_i^2(t), \dots, v_i^D(t)]. \end{cases} \quad (4)$$

式中: D 为待求解问题维数; $\mathbf{X}_i(t)$ 和 $\mathbf{V}_i(t)$ 为粒子群中第 i 个粒子在第 t 代的位置和速度.

第 i 粒子在 D 维搜索空间中飞行状态的速度和位置更新为:

$$\begin{aligned} v_i^d(t+1) &= wv_i^d(t) + c_1r_1(p_i^d(t) - x_i^d(t)) + \\ &\quad c_2r_2(p_g^d(t) - x_i^d(t)). \end{aligned} \quad (5)$$

$$x_i^d(t+1) = x_i^d(t) + v_i^d(t+1). \quad (6)$$

式中: $p_i^d(t)$ 、 $p_g^d(t)$ 分别为第 i 粒子在第 t 代的局部最优位置和全局最优位置; r_1 、 r_2 为 $[0,1]$ 内均匀分布的随机数; w 为惯量权重; c_1 、 c_2 为加速常数; $v_i^d(t+1) \in [-V_{\max}, V_{\max}]$.

BPSO 算法^[9]将粒子的位置定义为一个二进制的 1/0 串,来表示候选传感器被选择与未被选择的信息.不同于式(6),由于 BPSO 中处理的是离散变量,所以不能通过算术的方式对位置和速度进行相加,需要适当地修改.

$$x_i^d(t+1) = \begin{cases} \text{exchange}(x_i^d(t)), \text{rand} < S(v_i^d(t+1)); \\ x_i^d, \text{rand} \geq S(v_i^d(t+1)). \end{cases} \quad (7)$$

其中, $S(v_i^d(t+1)) = 2 \times \left| \frac{1}{1 + e^{-v_i^d(t+1)}} - 0.5 \right|$;
rand 为 $(0,1)$ 区间上的随机数.

2.2 适应度函数的构造

在目标跟踪成簇过程中,能量消耗集中在上一时刻簇头和目标探测范围内的节点上(即工作区域).因此,笔者在衡量网络能量平衡程度时,采用了工作区域内节点剩余能量的标准差,并通过确保网络能量平衡性来延长网络寿命.

首先选择离目标最近的节点作为初始簇头 CH_0 .从 Γ_{k+1} 中调度部分节点形成一个候选簇 $C'_{k+1} = \{c_{k+1}^{i'}\}_{i=1}^{L_{k+1}} = \{CH''_{k+1}, \{cm_{k+1}^{i''}\}_{i=1}^{L_{k+1}-1}\}$, $c_{k+1}^{i'} \in \Gamma_{k+1}$, CH''_{k+1} 为 C'_{k+1} 的簇头, $\{cm_{k+1}^{i''}\}_{i=1}^{L_{k+1}-1}$ 为 C'_{k+1} 中簇成员节点集合.工作区域内节点的能量消耗源于簇头 CH_k 发送目标状态估计值和方差到下一时刻簇头 CH_{k+1} ,簇成员节点 $cm_{k+1}^{i''}$ 感知目标并发送测量值到簇头 CH''_{k+1} ,簇头 CH''_{k+1} 感知目标并接收 CH_k 发送的目标状态估计值和方差,同时接收 $cm_{k+1}^{i''}$ 发送的测量值.根据传感器能耗模型^[10], CH_k 、 $cm_{k+1}^{i''}$ 、 CH''_{k+1} 的能耗分别为

$$E''_{CH_k} = [u_t + u_d d^2(CH_k, CH''_{k+1})]b_1. \quad (8)$$

$$E''_{cm_{k+1}^{i''}} = u_s b_{2i} + [u_t + u_d d^2(cm_{k+1}^{i''}, CH''_{k+1})]b_{2i}. \quad (9)$$

$$E''_{CH''_{k+1}} = u_s b_2 + u_r b_1 + \sum_{i=1}^{L_{k+1}-1} u_t b_{2i}. \quad (10)$$

式中: u_t 、 u_d 及 u_r 均为常数,其中 u_t 和 u_d 由发送端配置^[10], u_r 由接收端配置^[10]; u_s 为传感器感知单位数据消耗的能量; b_1 为 CH_k 发送数据位数, b_{2i} 、 b_2 分别为 $cm_{k+1}^{i''}$ 、 CH''_{k+1} 所获测量值位数; $d(\cdot)$ 为两点间距离函数.则簇 C'_{k+1} 内总能耗为

$$E'' = E''_{CH_k} + \sum_{i=1}^{L_{k+1}-1} E''_{cm_{k+1}^{i''}} + E''_{CH''_{k+1}}. \quad (11)$$

下面通过内搜索方法,确定该候选簇 C'_{k+1} 中最优的簇头 CH'_{k+1} 和盟员节点 CM'_{k+1} ,

$$E' = \min E''. \quad (12)$$

$$CH'_{k+1} = \arg_{CH''_{k+1} \in C'_{k+1}} \min E''. \quad (13)$$

$$CM'_{k+1} = \{C'_{k+1} - CH'_{k+1}\} = \{cm_{k+1}^{i'}\}_{i=1}^{L_{k+1}-1}. \quad (14)$$

则相应任务节点的能耗为 E'_{CH_k} 、 $E'_{CH'_{k+1}}$ 、 $E'_{cm_{k+1}^{i'}}$,同时更新各任务节点的剩余能量为

$$RE'_{k+1, CH_k} = RE'_{k, CH_k} - E'_{CH_k}; \quad (15)$$

$$RE'_{k+1, cm_{k+1}^{i'}} = RE'_{k, cm_{k+1}^{i'}} - E'_{cm_{k+1}^{i'}} \quad (i=1, 2, \dots, L'_{k+1}-1); \quad (16)$$

$$RE'_{k+1,CH_{k+1}} = RE'_{k,CH_{k+1}} - E'_{CH_{k+1}}. \tag{17}$$

从而,第 $k + 1$ 时间步工作区域节点的剩余能量的标准差为

$$\sigma'_{k+1} = \text{std}(RE'_{k+1,CH_k}, \{RE'_{k+1,g'_{k+1}}\}_{i=1}^{N_{k+1}}). \tag{18}$$

其中, $\text{std}(\cdot)$ 是标准差函数. 引入一个新的能量平衡指标

$$f'_{k+1,1} = \varepsilon_1 E' + (1 - \varepsilon_1) \sigma'_{k+1}. \tag{19}$$

其中, $\varepsilon_1 \in [0, 1]$ 为权重参数,用来折中总能耗与能量平衡. 此外根据式(3),候选簇 C'_{k+1} 对应的跟踪精度为 $f'_{k+1,2} = \text{tr}(\boldsymbol{P}_{xx,k+1} |_{k+1})$.

在 WSNs 目标跟踪过程中,由于成簇的基本准则是保证良好的能量平衡和较高的跟踪精度,因此,基于 BPSO 算法的最优成簇机制的适应度函数是对 $f'_{k+1,1}$ 和 $f'_{k+1,2}$ 的加权和,如式(20)所示:

$$\begin{cases} \min f'_{k+1} = (1 - \varepsilon_2) \gamma f'_{k+1,1} + \varepsilon_2 f'_{k+1,2}; \\ \text{s. t. } RE'_{k+1,CH_k} \geq 0, RE'_{k+1,c'_{k+1}} \geq 0. \end{cases} \tag{20}$$

式中: $\varepsilon_2 \in [0, 1]$, 为权重参数; γ 是能量匹配因子,使能量平衡指标与跟踪精度有相同的数量级.

2.3 算法步骤

通过前面的分析,能量平衡的最优成簇问题最终转化成从唤醒节点中寻求一个满足 $\min f'_{k+1}$ 的候选簇 C'_{k+1} . 基于 BPSO 算法的最优成簇机制具体实现如下.

(1) 当 $\Gamma_{k+1} = \phi$ 时, $C_{k+1} = CH_k$, 否则执行步骤(2).

(2) 初始化. 对种群的 M 个粒子进行随机初始化. 第 i 个粒子的位置 $\boldsymbol{X}_i(t)$ 随机初始化为二进制 1, 0 串; 速度 $\boldsymbol{V}_i(t)$ 初始化为 $[-V_{\max}, V_{\max}]$ 之间的随机向量. 设置参数 $c_1 = c_2 = 2.0$, 当前代数 $t = 0$.

(3) 评价. 种群中每个粒子的位置解码成一个候选簇 C'_{k+1} , 并通过上述的内搜索方法确定出此候选簇的最优组合的簇头 CH'_{k+1} 和簇成员 CM'_{k+1} . 此簇 C'_{k+1} 对应的粒子适应度函数用式(20)计算. 评估每个粒子的当前位置, 初始化时将其历史最优位置 \boldsymbol{P}_i 设置为当前位置 \boldsymbol{X}_i , 将所有 \boldsymbol{P}_i 中最好的设为全局最优位置 \boldsymbol{P}_g .

(4) 对第 i 个粒子, 进行如下操作: ④使用公式(5)对其速度进行更新; 如果速度 \boldsymbol{V}_i 越过边界 $[-V_{\max}, V_{\max}]$, 则将 \boldsymbol{V}_i 设为边界; ⑤使用公式(7)对粒子位置进行更新; ⑥对第 i 个粒子的新位置进行评估. 如果 $f'_{k+1}(\boldsymbol{X}_i(t + 1)) < f'_{k+1}(\boldsymbol{P}_i)$, 则 $\boldsymbol{P}_i = \boldsymbol{X}_i(t + 1)$; 那么 $f'_{k+1}(\boldsymbol{P}_i) < f'_{k+1}(\boldsymbol{P}_g)$, 则 $\boldsymbol{P}_g = \boldsymbol{P}_i$.

(5) $t = t + 1$. 如果 $t > \text{Max Gen}$, 则转(6), 否则

转(4).

(6) 输出 \boldsymbol{P}_g . 最后寻出第 $k + 1$ 时间步的最优簇 C_{k+1} . 如果 $C_{k+1} = \phi$, 则执行(1).

3 实验及分析

在 Matlab 环境下, 笔者对以下 3 种成簇机制进行了对比实验: ①基于能量平衡的最优成簇机制(CSEB), 即笔者所提出的成簇机制; ②基于能耗的成簇机制(CSBQN), 此机制仅考虑了能耗, 式(19)中 $\varepsilon_1 = 1$; ③基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的成簇机制(CSEKF), 与 CSEB 相比, 采用了 EKF 滤波算法.

3.1 仿真参数设置

在 $100 \text{ m} \times 100 \text{ m}$ 的矩形监测区域内, 随机散布 50 个传感器节点, 每个节点的探测半径 $r = 20 \text{ m}$, 除了节点 6#、11#、12# 和 29# 的初始能量设为 0.2 J 外, 其余节点的均设为 0.5 J , 以构成一个能量不平衡的网络, 终止代数 20, 其他参数设置见表 1. 其中 ε_1 选取为 0.5, 在式(19)中, 总能耗与能量平衡对 $f'_{k+1,1}$ 的影响均衡. 若 ε_1 选取得过大, 会导致簇内某节点能耗过多使得网络出现断连、能量空洞、信息丢失; ε_1 选取得过小, 忽略成簇机制总能耗, 则会造成能源浪费.

整个实验仿真时间是 50 个时间步, 目标在 $0 \sim 10, 24 \sim 27, 40 \sim 50$ 时间步内做线性运动, 其他时间步内做圆弧运动.

表 1 仿真参数设置
Tab. 1 Setting of simulation parameters

符号	取值	符号	取值
α	0.5	b_{2i}	16 位
u_i	$45 \times 10^{-6} \text{ J/位}$	b_2	16 位
u_d	$10 \times 10^{-9} \text{ J/(m}^2 \cdot \text{位)}$	ε_1	0.5
u_s	$50 \times 10^{-6} \text{ J/位}$	ε_2	0.3
u_r	$135 \times 10^{-6} \text{ J/位}$	γ	10
b_1	264 位	n	4

3.2 仿真结果分析

图 1 表示 CSEB 下的目标跟踪, 与实际目标之间用虚线相连的小三角表示该传感器节点被选为了簇头. 图 2 给出了 3 种机制下相应的跟踪误差. 在线性运动阶段, 3 种机制都能较好地跟踪目标; 在圆弧阶段, CSEB、CSBQN 仍能较好地跟踪目标, 然而 CSEKF 已不能较好地跟踪目标, 跟踪轨迹偏离了实际轨迹. 因此, UKF 相比 EKF 来说, 在复杂的非线性运动中有更好的跟踪精度.

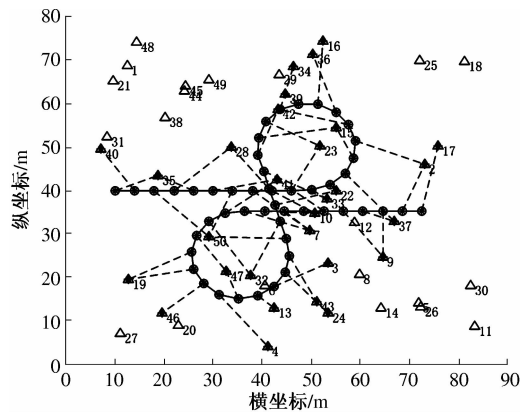


图 1 CSEB 机制下的跟踪效果

Fig.1 Tracking trajectory under CSEB

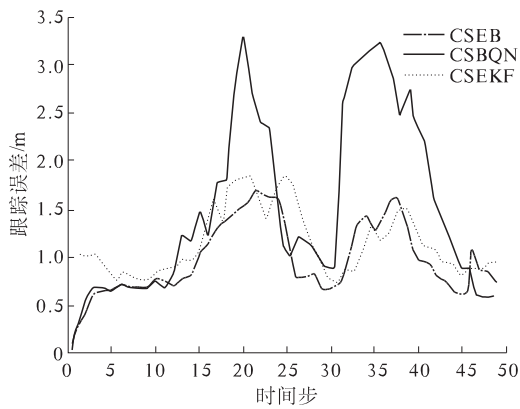


图 2 不同成簇机制下的跟踪误差比较

Fig.2 Tracking errors comparison under different clustering mechanisms

图 3 给出了不同成簇机制下各时间步在工作区域内节点的剩余能量标准差. CSEB 和 CSEKF 为了保证能量平衡,在调度节点时可能会选择距离目标较远的节点,而未选择距离目标较近但剩余能量较少或是调度次数较多的节点;CSBQN 为了减少能耗会调度较少且距离目标较近的节点,一些节点如 6#、12#、29#会被多次调度,所以 CSBQN 的标准差比 CSEB 和 CSEKF 都大. 上述结果表明,与 CSEKF 和 CSBQN 相比,CSEB 能较好地完成非线性运动目标跟踪,同时还保证了网络能量的平衡性.

图 4 给出了完成目标跟踪后 3 种机制下的节点剩余能量. 表 2 给出了不同机制下整个网络的总能耗、总剩余能量和网络寿命. 在 CSBQN 中,节点 6#在完成跟踪任务之前其剩余能量已经不足以去实现跟踪,它的网络寿命只有 17 时间步(见表 2);然而,CSEB 和 CSEKF 均考虑了能量平衡,很少调度节点 6#和 12#来避免节点死亡,其网络寿命大于 50 时间步. 此结果表明,CSEB 能够在保

证能量平衡的前提下延长网络寿命.

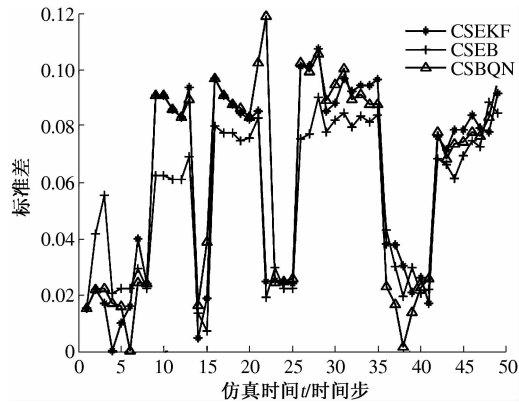


图 3 不同成簇机制下工作区域内节点的
剩余能量标准差

Fig.3 Standard deviations of the residual energy in the working area at each time step under different clustering mechanisms

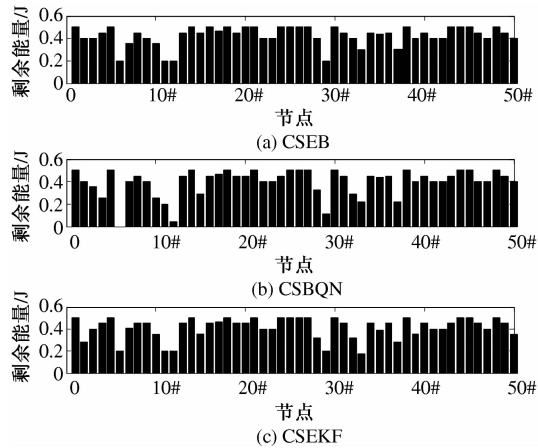


图 4 不同机制下节点剩余能量的比较图

Fig.4 Node residual energy comparison under different clustering mechanisms

表 2 不同机制下整个网络的总能耗、
总剩余能量和网络寿命

Tab.2 Total energy consumptions, total residual energy and network lifetime of the network under different mechanisms

成簇机制	总能耗/J	总剩余能量/J	网络寿命/时间步
CSEB	2.412 3	21.387 7	> 50
CSBQN	2.253 4	21.546 6	17
CSEKF	2.567 5	21.232 5	> 50

4 结论

在无线传感器网络资源有限的前提下实现对目标的实时跟踪是一项极具挑战性的任务. 笔者采用了一种能量平衡的最优分布式成簇机制,与基于能耗和扩展卡尔曼滤波的成簇机制相比,此

机制能在保证跟踪精度和能量平衡的前提下,提高网络寿命近 2 倍,从而有效地延长了网络寿命.该机制容忍了能量不平衡网络,并通过确保网络能量平衡性来有效地延长网络寿命,同时又保证了跟踪精度,有效地避免了网络能量不平衡.

参考文献:

- [1] THARMARASA R, KIRUBARAJAN T, SINHA A, et al. Decentralized sensor selection for large-scale multi-sensor-multitarget tracking [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 1307–1324.
- [2] LIU Xue-feng, CAO Jian-nong, LAI S, et al. Energy efficient clustering for WSN based structural health monitoring [C]//Proceedings of IEEE Conference on Computer Communication. Shanghai: IEEE Press, 2011: 2768–2776.
- [3] MAHMUD S, WU Hui, XUE Jing-ling. Efficient energy balancing aware multiple base station deployment for WSNs [C]//Proceedings of 8th European Conference on Wireless Sensor Networks. Berlin: Springer, 2011: 179–194.
- [4] AMINI N, VAHDATPOUR A, XU Wen-yao, et al. Cluster size optimization in sensor networks with decentralized cluster based protocols [J]. Computer Communications, 2012, 35(2): 207–220.
- [5] SHU T, KRUNZ M. Coverage-time optimization for clustered wireless sensor networks: a power-balancing approach [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2010, 18(1): 202–215.
- [6] LIU Yong-gui, XU Bu-gong, FENG Lin-fang. Energy-balanced multiple sensor collaborative scheduling for maneuvering target tracking in wireless sensor networks [J]. Journal Control Theory Application, 2011, 9(1): 58–65.
- [7] ZHANG Jian, WU Cheng-dong, ZHANG Yun-zhou, et al. Energy-efficient adaptive dynamic sensor scheduling for target monitoring in wireless sensor networks [J]. ETRI Journal, 2011, 33(6): 857–863.
- [8] JULIER S J, UHLMAN J K. Unscented filtering and nonlinear estimation [J]. IEEE Trans Automat Contr, 2004, 49(3): 401–422.
- [9] SHIRIN K, KARIM F, AMJAD O. Modified discrete binary PSO based approach to sensor placement in WSN networks [C]//Proc of the International Conference on Computational Intelligence and Communication Systems. Bhopal: IEEE Press, 2010: 200–204.
- [10] LIN Jian-yong, XIAO Wen-dong, LEWIS F L, et al. Energy efficient distributed adaptive multi-sensor scheduling for target tracking in wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(6): 1886–1896.

A Distributed Clustering Mechanism Based on Energy Balance in Wireless Sensor Networks

FENG Dong-qing, XING Kai-li

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: Focusing on the target tracking problem in resource-constrained wireless sensor networks, a novel energy-balanced optimal distributed clustering mechanism is adopted by introducing an energy-balanced index based on the standard deviation of residual energy of nodes. Then, it is transformed into a multi-objective constrained optimization problem, and a binary particle swarm optimization algorithm is employed to solve this problem. Simulation results in Matlab environment show that the energy-balanced optimal distributed clustering mechanism guarantees energy balance and tracking accuracy comparing with the clustering mechanisms respectively based on the energy consumption and the extended Kalman filter, and that it improves the network lifetime of nearly 2-fold, effectively prolonging the network lifetime.

Key words: wireless sensor network; target tracking; energy balance; clustering; network lifetime

文章编号:1671-6833(2015)03-0011-05

单相 500 kV GIS 电子式组合互感器发热有限元分析

许 珉¹, 岐召阳¹, 刘 玮², 武 杰²

(1. 郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 郑州供电公司, 河南 郑州 450000)

摘 要: 温度变化会影响电子式互感器的测量准确度, 500 kV GIS 电子式组合互感器通常布置在户外, 在实际运行中由于电阻损耗、太阳照射等因素而温度上升, 甚至超过允许温升, 从而影响其工作性能。为了准确分析其损耗发热问题, 保证其工作的安全性和可靠性, 运用有限元方法, 建立了损耗发热的流场-温度场耦合求解模型, 在综合考虑了太阳照射、外壳环流、气体流动以及重力等因素影响的基础上, 计算分析了其流场和温度场分布规律。结果表明: 温度场分布呈左右基本对称, 上部温度高于下部温度, 最高温度在导体顶部, 最低温度在导体正下方。所得结论对于电子式互感器的散热设计具有一定的参考价值。

关键词: GIS; 电子式组合互感器; 流场; 温度场; 损耗发热

中图分类号: TM451 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.003

0 引言

随着智能电网的发展, 作为数字化变电站的重要组成部分, 有关电子式互感器的研究越来越多^[1-2]。电子式互感器具有传统电磁式互感器的全部功能, 由于光电转换技术与数字化处理技术的运用, 使其在绝缘性能、抗饱和性能、安全性、热稳性及动稳定特性等方面比传统的电磁式互感器更具优势。由于电子式互感器中采用了光学器件和有源电子器件, 这些器件的特性容易受到温度影响; 另一方面, 由于 GIS(SF₆ 全封闭组合电器) 电子式组合互感器封闭性好、体积有限、电流较大, 其温升发热问题不可忽视, 所以在实际运行中必须考虑温度对其测量准确度的影响。

IEC 标准中, 对电子式互感器的工作环境温度范围规定为 -5 ~ 40 ℃、-25 ~ 40 ℃ 和 -40 ~ 40 ℃^[3-4]。在实际运行过程中, 户外型 GIS 电子式互感器设备内的最高温度可能达到 90 ℃, 这么高的温度将会严重影响电子式互感器的测量误差性能。在 GIS 设备的温度计算方面, 由于受到材料特性、几何形状、重力加速度及表面辐射等因素的制约, 使传统的温度计算方法, 如热平衡方程联合传热学解析公式的方法^[5-7]或是散热系数解析计

算与温度场有限元求解相结合的方法^[8-10], 都难以全面把握其散热状况, 从而对温度计算结果造成不利影响。于是, 有人提出了运用有限元建模的方法对 GIS 母线的损耗发热进行分析^[11], 也取得了不错的效果, 但是却忽略了太阳照射对于户外型 GIS 设备温升发热的影响, 而关于 GIS 电子式互感器温升发热的计算鲜见相关报道。

针对以上问题, 笔者在全面考虑以上诸多影响因素的基础上, 以水平放置的单相 500 kV GIS 电子式组合互感器为例, 应用有限元方法建立了损耗发热的流场-温度场耦合求解模型, 计算分析了其流场和温度场分布规律。

1 互感器物理模型

在本文中, 使用 ANSYS 软件中的 FLOTTRAN CFD 模块进行建模, 求解其流场和温度场分布。为了便于求解, 对模型进行简化。导体内部的气体在互感器内热平衡的过程中参与了热传导与热对流, 在模型当中必须予以考虑。同时, 由于绝缘部件对温升发热的影响甚微, 因此模型忽略了互感器内部的绝缘部件, 仅对导体、外壳及 SF₆ 气体进行了建模。笔者以某厂家生产的 500 kV GIS 电子式组合互感器为研究对象, 其物理模型由导体、外

收稿日期: 2015-02-11; 修订日期: 2015-03-19

基金项目: 河南省科技攻关计划资助项目(132102210403)

作者简介: 许珉(1956-), 男, 河南开封人, 郑州大学教授, 主要从事电力系统监测与控制研究, E-mail: xumin@zhu.edu.cn.

壳以及互感器内部 SF₆ 气体构成,其求解区域如图 1 所示,具体尺寸及相关参数如表 1 所示.

导体与外壳为铝材,在导体与金属外壳之间的环状封闭空间内以及导体内部,填充气体为 SF₆,额定压力为 0.1 MPa. 此处环境温度取夏季最高温度 40 ℃,日照功率为 1 000 W/m². 根据相关测量数据,对于户外型 GIS 设备,当其外壳材料为铝材时,由于太阳照射使得其外壳表面温度能够达到 70 ℃. 组合互感器中电子式电流互感器的额定电流为 5 000 A,相关的材料特性参照高压电器设计标准选用.

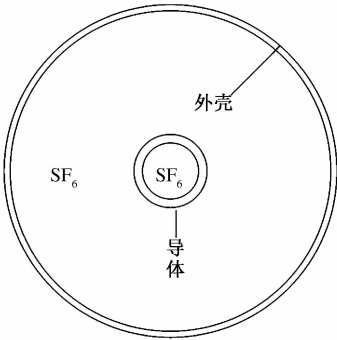


图 1 互感器物理模型
Fig. 1 Physical model of transformer

表 1 互感器模型尺寸

Tab.1 Model size of transformer

参数	内径/mm	外径/mm
导体	130	160
外壳	672	692

2 流场 - 温度场耦合计算模型

在进行流场与温度场耦合分析时,利用 ANSYS 软件中的 Fluid141 二维平面单元实现流场与温度场的直接耦合,通过有限元方法同时求解热传导、热对流与热辐射方程组,进行稳态、湍流、可压缩流分析. 在求解时,采用自由式、智能网格划分,施加无滑移边界条件,为了提高计算的精确性,在进行温度场分析时考虑了流体物性参数随温度变化的关系.

2.1 互感器中的热平衡

笔者所研究的单相 500 kV GIS 电子式组合互感器中的热平衡过程如下.

(1) 由于电阻损耗发热,主导体与外壳所产生的热量,将由它们内部通过热传导方式传到其外表面.

(2) 当主导体内部的热量传到表面后,其表面温度与周围介质(SF₆ 气体)产生温差,通过对

流作用将部分热量传给附近的 SF₆ 气体,从而使气体温度逐渐上升.

(3) 由于对流作用,当 SF₆ 气体碰到外壳时,将一部分热量传给外壳,使外壳温度升高;又通过热传导方式,热量从外壳的内侧传递到外侧,与周围的介质(空气)产生温差;再通过对流和辐射换热作用,将热量散发到周围的空气中.

2.2 热传导与热对流方程

在二维温度场求解中,该类导体在直角坐标系下的热传导微分方程为

$$\lambda \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) = -Q_v \tag{1}$$

式中:λ 为介质导热系数;T 为待求温度;Q_v 为生热率,即单位体积在单位时间内所发的热量.

由于 SF₆ 气体受热不均而形成温差,温差造成气体局部密度不均匀而引起的流动属于自然对流. 互感器外壳与周围空气之间的对流换热属于大空间自然对流,导体与外壳之间的对流换热则属于有限空间自然对流换热. 自然对流换热控制方程由连续性方程、动量微分方程以及能量微分方程构成,具体可分别表述为^[12]

$$\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} = 0; \tag{2}$$

$$\rho \left(u \frac{\partial u}{\partial x} + v \frac{\partial u}{\partial y} \right) = -\frac{\partial P}{\partial x} + \mu \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right); \tag{3}$$

$$\rho \left(u \frac{\partial v}{\partial x} + v \frac{\partial v}{\partial y} \right) = -\frac{\partial P}{\partial y} + \mu \left(\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} \right) + g\beta\Delta T; \tag{4}$$

$$\rho c \left(u \frac{\partial T}{\partial x} + v \frac{\partial T}{\partial y} \right) = \lambda \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) + Q_v. \tag{5}$$

式中:ρ、λ 及 μ 分别表示 SF₆ 气体的密度、导热系数及动力黏度;P 为气体压力;u、v 分别为 x 方向与 y 方向气体流速;g 为重力加速度,此处仅包含 y 轴分量;β 为体胀系数;ΔT 为冷热面之间的温差;c 为比热容;Q_v 为体积热源.

2.3 边界条件

热分析中常用的边界条件分为 3 类:第 1 类为物体边界上的温度已知;第 2 类为物体边界上的热流密度已知;第 3 类为与物体相接触的流体介质的温度和换热系数已知. 考虑到辐射换热的影响,在导体外表面与金属外壳的内、外表面还需要施加相应的辐射换热条件.

互感器外壳外表面边界条件:

$$-\lambda \frac{dT}{dx} - \lambda \frac{dT}{dy} = h_1(T - T_0) + \varepsilon_1\sigma(T^4 - T_0^4). \tag{6}$$

导体外表面和外壳内表面之间的边界条件:

$$-\lambda \frac{dT}{dx} - \lambda \frac{dT}{dy} = h_2(T_i - T_s) + \varepsilon_2 \sigma F_{ij}(T_i^4 - T_j^4). \quad (7)$$

$$F_{ij} = \frac{1}{A_i} \iint_{A_j} \frac{\cos \theta_i \cos \theta_j}{\pi r^2} dA_i dA_j. \quad (8)$$

式中: h_1 、 h_2 为对流换热系数; ε 为辐射率; σ 为 Stefan-Boltzmann 常数; T_0 为环境温度; T_s 为 SF₆ 气体定性温度; F_{ij} 为角系数; θ_i 与 θ_j 表示两个单元面 A_i 与 A_j 的法线与二者连线的夹角; r 表示单元 i 与单元 j 之间的距离.

外壳外表面的对流换热系数通常采用以下特征数关联式进行计算^[13]:

$$Nu = C (GrPr)^n; \quad (9)$$

$$Gr = g\alpha\Delta TD^3/\nu^2; \quad (10)$$

$$Pr = \nu/a; \quad (11)$$

$$h = Nu \cdot \lambda/D. \quad (12)$$

式中: Nu 为努赛尔数; Gr 为格拉晓夫数; Pr 为普朗特数; C 、 n 为常数,文中分别取为 0.5 与 0.25; g 为重力加速度; α 为体胀系数; ΔT 为外壳与环境温度的差值; D 为外壳外径; ν 为空气的运动黏度; a 为热扩散率; λ 为空气的导热系数.

3 计算结果与分析

由于互感器外壳两端用短路板连成闭合回路,当导体通过电流时,在外壳中感应出的环流近似等于导体电流.电子式电流互感器的额定电流为 5 000 A,在此计算导体流过额定电流时的流场和温度场分布,分为考虑环流和不考虑环流两种情况进行建模和仿真.

考虑外壳环流时,温度场和流场分布如图 2 所示.不考虑外壳环流时,温度场和流场分布如图 3 所示.

由温度场分布图可知,无论是否考虑外壳环流,温度场分布都呈左右基本对称,上部温度高于下部温度的分布规律,其中最高温度出现在导体顶部,最低温度出现在导体的正下方.

由气体流动矢量图可以看出:由于互感器模型几何结构的对称性,使得气体流动散热路径在左右两侧基本相同.导体正上方的气体流动速度最大,为 0.094 7 m/s,气体流动携带了大量的热量上升至此,使其传热过程更加强烈,使得导体顶部的温度最高.而由于重力对气体流动的影响,使竖直方向上的气体流动呈现回流的形态,这也导致了温度分布上部高于下部的现象.另外,由于回流作用,导体正下方的气体向下流动,带走了大部分的热量,使得此处的温度最低.

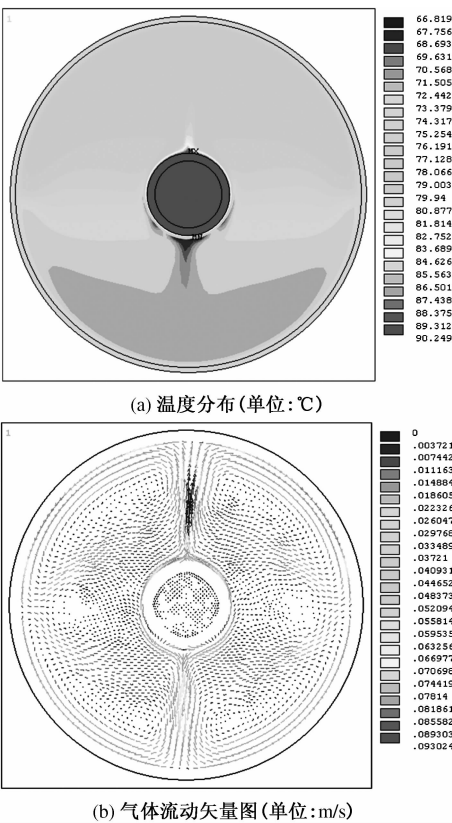


图 2 考虑环流时温度场和流场分布

Fig. 2 Thermal field and fluid field distribution in consideration of current circulation

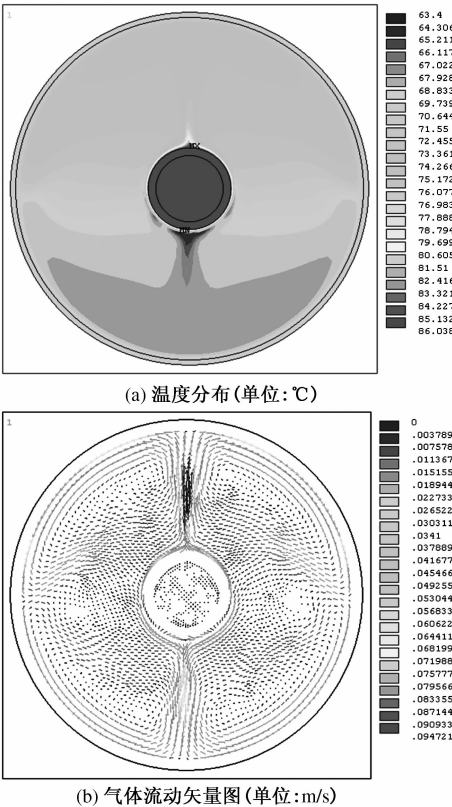


图 3 不考虑环流时温度场和流场分布

Fig. 3 Thermal field and fluid field distribution regardless of current circulation

这和文献[11]中没有考虑太阳照射时,最低温度出现在外壳底部的结果有所不同,原因在于铝是热的良导体,可以迅速传热,考虑太阳照射时,外壳温度分布比较均匀.由温度场分布图可以看出,达到稳态时外壳温度较高,在70℃左右.如此高的温度,容易发生烫伤事故,在现场运行中应有隔离栏等相应的防护措施.

另外,互感器内部环状空间的等温线呈弯曲的S型分布,这是因为在环形空间内部,气体对流换热作用较为强烈,存在较强的回流流动,这从气体流动矢量图上也可以直观地看出.

由图2和图3的温度分布图可知,电流为5 000 A时,考虑外壳环流时的最高温度为90.249℃,不考虑外壳环流时的最高温度为86.038℃,两种情况下最高温度相差4.211℃.所以在进行GIS电子式组合互感器的温度场计算和分析时,必须考虑外壳环流的影响.

将发热温度计算结果与实测结果进行对比,选取导体温度最高位置,即导体顶部,作为测量点.对比结果如下:实测值89.5℃,计算值为90.249℃,误差为0.83%,可以看出该计算方法具有较高的精确度.

在GIS装置相关标准中规定温升极限时,主要的对象是针对主导体部分和外壳,我国国标中规定的高压GIS设备的温升极限值如表2所示.所研究的GIS电子式组合互感器的导体和外壳均为铝材,导体允许最大温升为115℃,外壳允许最大温升为80℃.可以看出,该厂所生产的单相500 kV GIS电子式组合互感器可以满足温升发热要求.

表2 高压GIS设备的温升极限值^[14]

Tab.2 The maximum temperature-rise of high voltage GIS equipments

部件类别	工作状态	温度的最大值/℃
裸铜、裸铜合金或裸铝合金	在空气中	90
	在SF ₆ 中	115
	在油中	100
可触及的部件	在正常操作中可触及	70
	在正常操作中不需触及	80

4 结论

笔者在综合考虑太阳照射、外壳环流、气体流动以及重力等因素影响的基础上,建立了单相500 kV GIS电子式组合互感器损耗发热的流场-

温度场耦合求解模型,得出了以下结论:

(1)由于互感器模型几何结构对称,导致气体流动散热路径左右两侧基本相同,从而使温度分布左右基本对称.

(2)由于重力对气体流动的影响,对水平放置的单相GIS电子式组合互感器而言,内部空间温度呈上高下低的分布规律,同时由于考虑了太阳照射使外壳温度升高的影响,最高温度出现在导体顶部,最低温度出现在导体的正下方.

(3)温度变化会影响电子式互感器的测量准确度,笔者计算了当电流为额定电流5 000 A时互感器的温度场分布,所得出的结论对电子式互感器的散热设计具有一定的参考价值.

(4)在后续的研究工作中,计划将本文的仿真计算结果与GIS电子式组合互感器的温度特性试验进一步结合,获取更加丰富的测量数据,为电子式互感器的散热设计提供更加详尽可信的依据.

参考文献:

[1] 蒋汉儒,易灿江,刘华,等. 新型电子式组合互感器研究[J]. 高压电器,2013,49(1):77-80.

[2] 李洪涛,张巍,刘忠战. 220 kV 组合电子式互感器原理结构及挂网试验[J]. 高压电器,2011,47(8):112-116.

[3] IEC. IEC 60044-7—1999 Instrument transformer-part7: Electronic voltage transformer[S].

[4] IEC. IEC 60044-8—2002 Instrument transformer-part8: Electronic current transformer[S].

[5] 刘绍峻. GIS的热计算(Ⅰ)[J]. 华通技术,1993(3):2-4.

[6] 刘绍峻. GIS的热计算(Ⅱ)[J]. 华通技术,1994(1):10-15.

[7] 刘绍峻. GIS的热计算(Ⅲ)[J]. 华通技术,1994(3):7-14.

[8] KIM S W, KIM H H, HAHN S C. Coupled finite element-analytic technique for prediction of temperature rise in power apparatus [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2002,38(2):921-924.

[9] KIM J K, HAHN S C, PARK K Y, et al. Temperature rise prediction of EHV GIS bus bar by coupled magnetic-thermal finite element method [J]. IEEE Transactions on Magnetics,2005,41(5):1636-1639.

[10] LABRIDIS D, HATZIATHANASSIOU V. Finite element computation of field force and inductance in underground SF₆ insulated cables using a coupled magnetic-thermal formulation [J]. IEEE Transactions on

Power Delivery,1994,30(4):1407-1415.

[11] 范镇南,张德威,陈显坡,等. GIS 母线损耗发热状况的电磁场与流场计算分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(增刊):241-244.

[12] 陶文铨. 数值传热学[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2001:242-243.

[13] 赵镇南. 传热学[M]. 北京:高等教育出版社,2008: 220-223.

[14] 宋帆. 特高压 GIS 设备的涡流及其相关问题的研究 [D]. 沈阳:沈阳工业大学电气工程学院,2009:190-191.

Finite Element Calculation about the Heat of Single-phase
500 kV GIS Electronic Combined Transformer

XU Min¹, QI Zhao-yang¹, LIU Wei², WU Jie²

(1. School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Zhengzhou Electric Power Company, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: The variation of temperature may influence the measuring accuracy of electronic transformer. 500kV GIS electronic combined transformer is usually arranged in the open air, so the temperature will rise because of factors such as resistance loss, sun exposure, etc, even exceed the permitted temperature in practical operation, which will influence its work performance. To analyze its loss and heat accurately and ensure the safety and reliability of its operation, a fluid-thermal coupled solution model was established by using finite element method, which calculated and analyzed the distribution regularities of the fluid field and thermal field in consideration of factors such as sun exposure, shell current circulation, gas flow and gravity. The results show that thermal field distribution has the geometric regularity of basic symmetry on both sides and upper temperature is higher than the lower temperature. The highest temperature appears on the top of the conductor and the lowest temperature appears directly below the conductor. The conclusions can provide some reference for the heat dissipation design of electronic transformer.

Key words: GIS;electronic combined transformer;fluid field;thermal field;loss and heat

文章编号:1671-6833(2015)03-0016-04

基于逆系统方法的永磁同步风力发电系统随机最优控制

刘艳红, 齐书康

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 风力发电系统是典型的强耦合非线性随机系统. 针对永磁同步风力发电系统的随机最优控制问题, 建立了系统的非线性动态模型; 然后, 采用逆系统方法设计了反馈线性化控制器, 将永磁同步风力发电系统转化为具有线性传递关系且已解耦的伪线性系统; 最后, 考虑风速随机性并设计了线性二次型高斯随机最优控制器. 仿真结果验证了所提控制策略的有效性.

关键词: 风力发电系统; 永磁同步发电机; 逆系统方法; 随机最优控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.004

0 引言

风能是比较廉价且具有良好发展前景的可再生新型能源. 目前世界各国均高度重视风能的开发利用, 并致力于提高风力发电系统控制技术以实现最大风能捕获^[1-3]. 风力发电系统是典型的强耦合多变量非线性动态系统. 目前多种方法被应用于最大风能捕获控制研究, 但由于风速变化的随机性, 当风机运行点偏离线性化点时, 难以保证系统的动态性能. 反馈线性化方法基于受控系统的非线性动态模型设计控制器, 能够保证系统在大范围运行时的动态性能^[4-5]. 逆系统方法基于受控非线性系统的逆构造可通过状态反馈实现的积分逆系统, 并实现系统的线性化和解耦, 具有物理概念清楚、便于应用等优点, 被广泛应用于电力系统控制研究^[6-7].

笔者采用逆系统方法并结合线性二次型高斯方法研究永磁同步风力发电系统的最大风能捕获控制问题. 首先建立了永磁同步风力发电系统非线性动态模型. 然后采用逆系统方法推导出系统的二阶积分逆模型, 将风力发电系统补偿为具有线性传递关系且已解耦的伪线性系统. 最后, 考虑风力发电系统的随机性并将风速扰动视为随机扰动, 设计了线性二次高斯控制器实现最优控制. 在随机风速变化下的仿真结果验证了所提出的控制方案的有效性.

1 永磁同步风力发电系统动态模型

永磁同步风力发电系统包括风力机、永磁同步发电机和变流器. 考虑到永磁同步风力发电系统中风力机和永磁同步电机的动态变化过程远远慢于变流器, 而且系统的负载转矩随着风速的变化而变化, 可以把变流器等效为可变负载 R_s 和常电感 L_s . 风力发电系统结构图如图 1 所示.

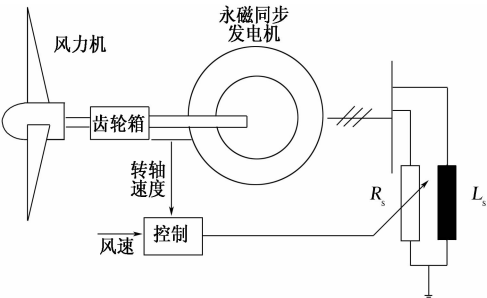


图 1 永磁同步风力发电系统结构图

Fig.1 Configuration of the permanent magnet synchronous wind power system

1.1 风力机输出特性

风力机捕获的机械转矩可表示为^[8]

$$\Gamma_{wt} = \frac{1}{2} \pi \rho v^2 r^3 C_T(\lambda, \beta). \quad (1)$$

式中: Γ_{wt} 为风机轴上的机械转矩; $C_T(\lambda, \beta)$ 为转矩系数, $\lambda = \frac{r\Omega_1}{v}$ 为叶尖速比, β 为桨距角, Ω_1 为风轮角速度; r 为风轮半径; ρ 为空气密度; v 为风速. 为获得最大风能, 桨距角 β 需保持恒定值 0,

收稿日期:2015-01-25; 修订日期:2015-03-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61473265); 河南省教育厅科学技术重点研究项目(13A520379)

作者简介:刘艳红(1970-), 女, 河南孟州人, 郑州大学教授, 博士, 主要从事复杂非线性系统分析与控制、电力系统控制研究, E-mail: liuyh@zzu.edu.cn.

则转矩系数可表示为

$$C_T = a_6 \lambda^6 + a_5 \lambda^5 + a_4 \lambda^4 + a_3 \lambda^3 + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0. \quad (2)$$

当风力机运行在最佳叶尖速比 λ_{opt} 处时,转矩系数可以简化表示为

$$C_T = a_0 + a_1 \lambda + a_2 \lambda^2. \quad (3)$$

结合式(1)和式(3),有

$$\Gamma_{wt} = d_1 v^2 + d_2 v \Omega_h + d_3 \Omega_h^2. \quad (4)$$

$$\text{其中, } d_1 = \frac{1}{2} \pi \rho a_0 r^3, d_2 = \frac{1}{2} \pi \rho a_1 r^4, d_3 = \frac{1}{2} \pi \rho a_2 r^5.$$

1.2 永磁同步风力发电系统动态模型

在 $d-q$ 同步旋转坐标系下永磁同步发电机的电磁方程满足:

$$\begin{cases} (L_d + L_s) \dot{i}_d = -(R + R_s) i_d + p(L_q + L_s) i_q \Omega_h; \\ (L_q + L_s) \dot{i}_q = -(R + R_s) i_q - p(L_d + L_s) i_d \Omega_h + p \Phi_m \Omega_h. \end{cases} \quad (5)$$

式中: R 为定子电阻; p 为极对数; i_d 和 i_q 分别为定子电流在 d 轴和 q 轴的分量; Ω_h 为旋转角速度; L_d 和 L_q 分别为定子 d 轴和 q 轴的电感; Φ_m 为永磁同步电机的磁通。

永磁同步风力发电系统的机械运动方程为

$$J \dot{\Omega}_h = \Gamma_{wt} - \Gamma_G. \quad (6)$$

忽略铁损和单极电压,有

$$\Gamma_G = p[\Phi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (7)$$

假设永磁体安装在转子表面,则 $L_d = L_q$,从而有

$$\Gamma_G = p \Phi_m i_q. \quad (8)$$

综合式(4)~(6)和(8)可以得到风力发电系统的动态模型. 选状态变量 $\mathbf{x} = [i_d, i_q, \Omega_h]^T$, 控制输入 $u = R_s$, 输出变量 $\mathbf{y} = \Omega_h - \Omega_{ref}$, 其中 Ω_{ref} 为参考角速度. 则风力发电系统的动态模型可以表示为下面标准非仿射非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, u); \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}). \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } \mathbf{f}(\cdot) &= [f_1, f_2, f_3]^T, f_1 = \frac{1}{L_d + L_s} [-R x_1 + \\ &(L_q - L_s) \cdot p x_2 x_3] - \frac{1}{L_d + L_s} x_1 u, f_2 = \frac{1}{L_q + L_s} [-R x_2 - \\ &(L_d + L_s) \cdot p x_1 x_3 + p \Phi_m x_3] - \frac{1}{L_q + L_s} x_2 u, f_3 = \\ &\frac{1}{J} (d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - p \Phi_m x_2), h(\mathbf{x}) = x_3 - \Omega_{ref}. \end{aligned}$$

2 控制器设计

2.1 风力发电系统线性化和解耦控制

采用逆系统方法完成系统的精确线性化,同时实现转速与磁链动态的解耦.

首先,对输出 y 求导直到 u 显式出现:

$$\dot{y} = \dot{x}_3 = \frac{1}{J} (d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - p \Phi_m x_2); \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= \frac{2d_1 v \dot{v} + d_2 \dot{v} x_3 + d_2 v + 2d_3 x_3 \dot{x}_3}{J} - \frac{p \Phi_m}{J(L_q + L_s)} \cdot \\ &[-R x_2 - p(L_d + L_s) x_1 x_3 + p \Phi_m x_3] + \frac{p \Phi_m x_2}{J(L_q + L_s)} u. \end{aligned} \quad (11)$$

故系统的相对阶 $r=2$. 令

$$\begin{cases} \varphi = \ddot{y}; \\ u = -\frac{L_q + L_s}{p \Phi_m x_2} (2d_1 v \dot{v} + d_2 \dot{v} x_3) - \\ \frac{(d_2 v + 2d_3 x_3)(L_q + L_s)}{p \Phi_m x_2} \dot{y} + \\ \frac{-R x_2 - p(L_d + L_s) x_1 x_3 + p \Phi_m x_3}{x_2} + \\ \frac{J(L_q + L_s)}{p \Phi_m x_2} \varphi. \end{cases} \quad (12)$$

则可得永磁同步风力发电系统的 α 阶积分逆系统,其中 φ 为逆系统的输入. 将 α 阶积分逆系统串联在风力发电系统模型之前,可以得到线性化且状态解耦的伪线性系统,其动态方程满足

$$\ddot{y} = \varphi. \quad (13)$$

2.2 线性二次型高斯最优控制

基于上节得到的伪线性系统,可利用线性控制理论设计反馈控制器满足动态性能的要求. 考虑到风力发电系统不可避免地受到风速随机扰动和量测噪声的影响,笔者对伪线性系统设计二次型高斯(LQG)最优控制器^[9].

考虑风速随机扰动和量测噪声,则风力发电系统线性化模型可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\varphi + \mathbf{G}\boldsymbol{\omega}(t); \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t). \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [1 \quad 0]; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [y, \dot{y}]^T$; $\boldsymbol{\omega}(t)$ 和 $\mathbf{v}(t)$ 是相互独立且均值为零的高斯白噪声信号,其中 $\boldsymbol{\omega}(t)$ 为干扰噪声, $\mathbf{v}(t)$ 为由传感器带来的量测输出噪声,它们的协方差矩阵满足:

$$\begin{cases} E[\boldsymbol{\omega}(t) \boldsymbol{\omega}^T(t)] = \Xi \geq 0; \\ E[\mathbf{v}(t) \mathbf{v}^T(t)] = \Theta > 0. \end{cases} \quad (15)$$

选择最优控制的目标函数:

$$J = E \left\{ \int_0^\infty [\mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \varphi^T \mathbf{R} \varphi] dt \right\}. \quad (16)$$

其中, \mathbf{Q} 为半正定对称矩阵; \mathbf{R} 为正定对称矩阵.

最优控制律可构造为

$$\varphi = -\mathbf{k}_c \hat{\mathbf{x}}(t). \quad (17)$$

其中,反馈矩阵 $\mathbf{k}_c = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c$, \mathbf{P}_c 由下面矩阵 Riccati 方程确定:

$$A^TP_c + P_cA - P_cBR^{-1}B^TP_c + M^TQM = 0. \tag{18}$$

状态估计 $\hat{x}(t)$ 动态方程为

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B\varphi + k_f[y(t) - C\hat{x}(t)]. \tag{19}$$

其中, k_f 为 Kalman 滤波增益, $k_f = P_fC^T\Theta^{-1}$, P_f 满足矩阵 Riccati 方程:

$$P_fA^T + AP_f - P_fC^T\Theta^{-1}CP_f + G\Xi G^T = 0. \tag{20}$$

2.3 稳定性分析

由于系统相对阶 $r=2$, 故闭环系统包含有零动态, 整个系统的稳定性取决于零动态系统^[10]. 下面求零动态系统. 选择坐标变换

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \varphi_1(x) \\ \varphi_2(x) \\ \varphi_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1(x) \\ z_2(x) \\ z_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_fh(x) \\ \varphi_3(x) \end{bmatrix}. \tag{21}$$

其中, 函数 $\varphi_3(x)$ 满足 $L_g\varphi_3(x) = 0$, 且 Jacobian 矩阵 $J_\Phi = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \Big|_{x=x^0}$ 非奇异. 选择

$$\varphi_3(x) = -\frac{1}{L_d + L_s} \frac{x_1}{x_2} = a_3 \frac{x_1}{x_2}. \tag{22}$$

其中, $a_3 = -\frac{1}{L_d + L_s}$. 则有

$$\begin{aligned} L_1\varphi_3(x) &= -\frac{a_3^2}{x_2}[-Rx_1 + p(L_q - L_s)x_2x_3] + \\ &\frac{a_3^2x_1}{x_2^2}[-Rx_2 - p(L_d + L_s)x_1x_3 + p\Phi_mx_3]. \end{aligned} \tag{23}$$

将式(23)中的 x 转换成 z , 有

$$\begin{aligned} L_1\varphi_3(x) \Big|_{x=\Phi^{-1}(z)} &= L_1\varphi_3(\Phi^{-1}(z_1, z_2, z_3)) \\ &= a_3Rz_3 - a_3^2p(L_d - L_s)z_1 - a_3Rz_3 + \\ &\frac{a_3d_4p\Phi_mz_1z_3}{d_1v^2 + d_2vz_1 + d_3z_1^2 - Jz_2^2}. \end{aligned} \tag{24}$$

令 $z_1=0, z_2=0$, 则零动态系统为

$$\dot{z}_3 = L_1\varphi_3(\Phi^{-1}(0, z_3)) = 0. \tag{25}$$

故系统零动态稳定的, 整个系统稳定.

综合逆系统(12)、最优控制律(17), 可得永磁同步风力发电系统的控制结构如图 2 所示.

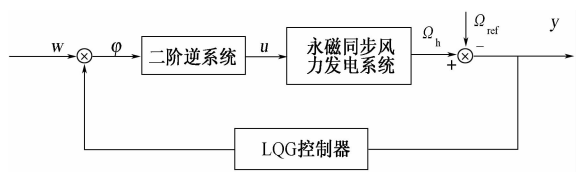


图 2 整个系统控制结构图
Fig.2 Configuration of the control system

3 仿真分析

为了验证笔者所设计的控制器的有效性, 采用 MATLAB/Simulink 搭建永磁同步风力发电系统. 永磁同步发电机的额定功率为 3 kW, 定子电阻为 3.3 Ω , 极对数为 3, 由永磁体决定的恒值磁

通为 0.438 2 Wb, d 轴和 q 轴电感为 41.56 mH. 风力机的桨叶半径为 2.5 m, 转矩系数中参数选为 $a_0=0.125\ 3, a_1=-0.004\ 7, a_2=-0.000\ 5$. 反馈增益 $k_c=[31.622\ 8\ 8.015\ 3]^T, k_f=[1.414\ 2\ 1]^T$. 在仿真过程中假设风速在 9 m/s 和 12 m/s 之间随机波动, 其变化曲线如图 3 所示, 仿真结果如图 4~6 示.

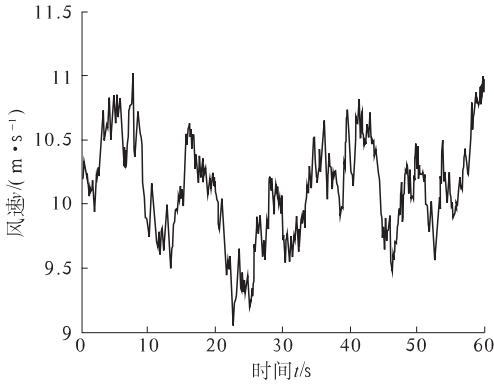


图 3 风速变化曲线
Fig.3 Wind speed curve

从仿真结果可以看出, 在随机风速变化条件下, 永磁同步风力发电系统的风能利用系数和叶尖速比可保持在最优值 $C_{p_max}=0.47, \lambda_{opt}=7$ 附近, 从而实现最大风能捕获. 此外, 风力发电系统输出功率能快速跟踪风机捕获的机械功率.

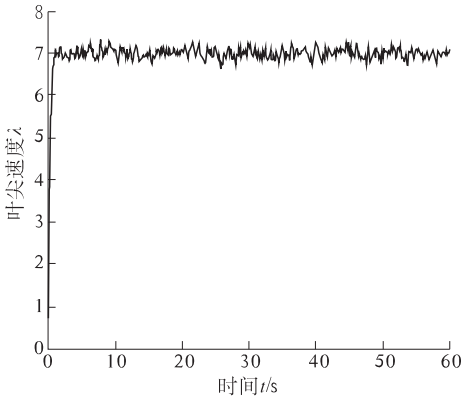


图 4 叶尖速比变化曲线
Fig.4 Response of the tip speed ratio

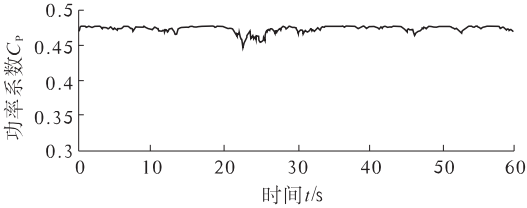


图 5 风能利用系数变化曲线
Fig.5 Response of the wind energy utilization coefficient

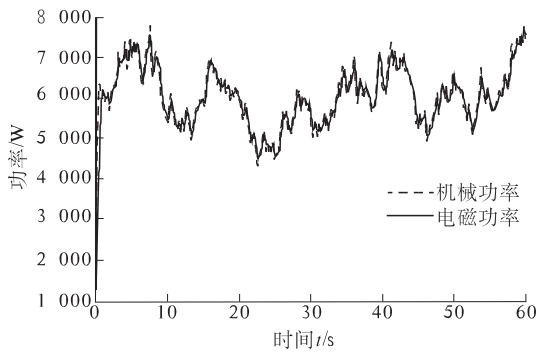


图6 机械功率和电磁功率曲线

Fig. 6 Response of the mechanical power and electromagnetic power

4 结束语

笔者研究了永磁同步风力发电系统的随机最优控制问题。首先分析了风力机的输出特性,建立了永磁同步电机的非线性控制数学模型,然后基于逆系统方法实现了系统的精确线性化和解耦,在考虑风速变化随机性条件下设计了线性二次型高斯随机最优控制器,分析了闭环系统的稳定性。仿真结果表明:所提出的控制器能够在随机风速下实现风能最大捕获。

参考文献:

- [1] 舒进,张保会,李鹏,等. 变速恒频风电机组运行控制[J]. 电力系统自动化,2008,32(16):89-93.
- [2] HONG C M, CHEN C H, TU C T. Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind

generation system without mechanical sensors[J]. Energy conversion and management,2013,69:58-67.

- [3] TAN K, ISLAND S. Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors[J]. IEEE Transactions Energy Conversion, 2004, 19(2): 392-399.
- [4] 王伟,陈奇,纪志成. 基于反馈线性化 PMSG 风力发电系统控制[J]. 系统仿真学报,2010,22(6):1397-1401.
- [5] 王利兵,毛承雄,陆继明,等. 基于反馈线性化原理的直驱风力发电机组控制系统设计[J]. 电工技术学报,2011,26(7):1-6.
- [6] 李春文,刘艳红,陈铁军,等. 基于逆系统方法的广义非线性系统控制及电力系统应用[J]. 控制理论与应用,2007,24(5):799-802.
- [7] 葛友,李春文. 逆系统方法在电力系统综合控制中的应用[J]. 中国电机工程学报,2001,21(4):1-4.
- [8] MAUREEN H M. Systematic control design methodology for variable-speed wind turbine, NREL/TP-500-29415[R]. Colorado, USA: National Renewable Energy Laboratory, 2002.
- [9] 范晓旭,白焰,吕跃刚,等. 大型风力发电机组线性二次型高斯最优控制策略[J]. 中国电机工程学报,2010,30(20):100-105.
- [10] GENG Hua, ZHOU Wei-song, YANG Geng. Inverse-system control approach for variable-speed variable-pitch wind generator[C]//Proceeding of the 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Taipei, Taiwan:IEEE Press, 2007:1627-1632.

The Stochastic Optimal Control of Permanent Magnet Synchronous Wind Power Generation System Based on an Inverse System Method

LIU Yan-hong, QI Shu-kang

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: The wind power generation systems are typical strong coupling, nonlinear and stochastic. For the optimal stochastic control of the system, this paper proposes a nonlinear system dynamic model for the system. Then the feedback linearization controller is designed by using the inverse system method and the considered system is transformed to a decoupled pseudo-linear system. Finally, with the consideration of the randomness of wind speed, a linear quadratic Gaussian stochastic optimal controller is put forward. The simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed control scheme.

Key words: wind power generation system; permanent magnet synchronous generator; inverse system method; stochastic optimal control

基于角点动能的视频群体异常行为检测

逯 鹏, 梁 玉, 陈树伟

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 为了提高实时性和精确度, 提出一种利用角点动能检测群体异常行为的方法. 首先, 利用金字塔 Lucas-Kanade 光流法计算 FAST(Features from Accelerated Segment Test)角点光流, 筛选出运动的角点; 然后, 利用 k 均值方法聚类图像中的角点, 自适应地调整正常行为角点动能, 定义每一类的局部异常程度为角点平均动能与正常时的比值, 整体运动异常程度为局部异常程度之和; 最后, 如果整体异常程度大于异常阈值为异常行为, 否则为正常行为. 实验结果表明: 该方法能够检测出多种群体异常行为且实时性强于 Harris、SIFT(Scale-Invariant Feature Transform)和 SURF(Speed Up Robust Features)角点, 精确度高于光流法、社会力法和图分析法.

关键词: 群体异常行为; k 均值; 角点动能; 异常程度; 自适应

中图分类号: TP391.41 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.005

0 引言

群体出现异常行为, 如惊慌逃跑、紧急逃散等, 会对群体成员的人身安全造成威胁, 因此, 检测群体异常行为、实现在线预警成为计算机视觉领域重要的前沿课题^[1-3].

群体异常行为检测的实质是对感兴趣目标的运动特征进行分类, 判断当前状态^[4]. 与个体异常行为相比, 群体行为面临群体间严重遮挡、密度随机变化以及高密度群体中个体分辨率低等难题, 造成目标提取困难.

传统的基于目标行为分析方法, 通过分析个体目标的运动轨迹等建立行为模型, 这种方法随着场景中个体的增加, 其计算复杂度增加, 仅适合目标数量较少的场景^[5]. 如何对整个场景的行为特征进行分析成为难题. 因此, 不提取个体目标的整体分析方法成为解决问题的关键切入点. 从这一思路出发, Mahadevan 等^[6]用混合动态纹理描述群体动态变化, 根据动态纹理在空间和时间上的不同分布来检测异常行为. 然而, 这种方法对场景变化引起的噪声敏感, 抗干扰性不强. Mehran 等^[7]的思路则是通过在图像中建立粒子, 根据粒

子光流的动态变化建立社会力模型(Social Force Model, SFM), 利用粒子与周围空间的相互作用力描述群体运动剧烈程度, 根据力的强度检测出异常行为, 其局限性在于粒子位置固定, 不能随机选择粒子. 段晶晶等^[8]进一步采用 Harris 角点运动光流方法表示群体中个体的运动信息, 用角点的能量特征衡量运动剧烈程度, 建立隐马尔科夫模型, 识别出 3 种类型(突聚、突散、奔跑)的异常. 然而, 由于异常的突发性, 这种方法没有考虑视觉的病态现象. 此外, 提取 Harris 角点的计算复杂度高, 对于高帧速视频的识别实时性低.

针对上述问题, 笔者采用 FAST^[9]角点表示群体中的个体, 再利用角点的光流特征描述群体中个体的运动信息. 首先, 利用金字塔 Lucas-Kanade 光流法计算 FAST 角点光流; 再利用 k 均值方法对每一帧图像中的角点进行聚类, 自适应地调整正常时的角点动能, 计算每一类角点的平均动能和正常行为时动能的比值作为每一类的异常程度, 求和作为整体运动异常程度; 最后, 根据整体异常程度的不同来区分正常行为和异常行为. 算法处理流程如图 1 所示, 分为动态特征提取和异常行为检测两个模块.

收稿日期:2015-02-06; 修订日期:2015-03-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61172152)

作者简介:逯鹏(1974-), 男, 河南滑县人, 郑州大学副教授, 博士, 主要研究方向为智能系统、模式识别技术, E-mail: lupeng@zzu.edu.cn.

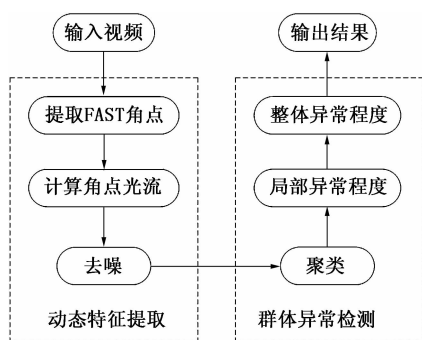


图1 角点动能法处理流程

Fig.1 Processing flow of corner kinetic method

1 动态特征提取

动态特征提取解决的主要问题:用动态角点表示运动目标,用角点的动态变化描述群体行为.其基本思路是首先提取目标角点,然后计算角点的光流,最后去噪完成特征提取.

角点是图像中具有稳定特征的像素点,在当前帧和下一帧都能提取出来,适合追踪.如Harris角点,位于图像二阶导数的自相关矩阵有两个最大特征值的地方,因需要耗时的计算图像导数,所以难以满足高帧率视频处理实时性的要求;而FAST角点利用机器学习实现角点的快速检测,提高了计算效率,满足实时性要求.

FAST角点提取方法.首先,基于特征点周围图像强度定义角点,通过检查中心像素与周围的像素的大小关系来判定一个角点.以像素 p 为中心,半径为3的圆周上共有16个像素点,每个点 x 对应一个状态 $S_{p \rightarrow x}$,如式(1):

$$S_{p \rightarrow x} = \begin{cases} d, & I_{p \rightarrow x} \leq I_p - t (\text{较暗}), \\ s, & I_p - t < I_{p \rightarrow x} < I_p + t (\text{近似}), \\ b, & I_p + t \leq I_{p \rightarrow x} (\text{较亮}). \end{cases} \quad (1)$$

设置3个状态(较暗、近似、较亮).式中, I_p 表示 p 点的像素值; $I_{p \rightarrow x}$ 代表圆周上点 x 的像素值; t 是阈值参数.如果圆周上超过连续12个点的像素状态为较暗或较亮,则点 p 为候选角点.

其次,经过非极大值抑制,确定真正的角点,利用评分函数 V 对每个候选角点进行评分,比较相邻的两个角点,去除分数较低的候选角点,使角点分布更加均匀.

$$V = \max \left(\sum_{x \in S_b} |I_{p \rightarrow x} - I_p| - t, \sum_{x \in S_d} |I_p - I_{p \rightarrow x}| - t \right). \quad (2)$$

其中, $S_b = \{x \mid I_{p \rightarrow x} \geq I_p + t\}$,
 $S_d = \{x \mid I_{p \rightarrow x} \leq I_p - t\}$.

在获得目标的角点后,采用金字塔模型Lucas-Kanade光流法对图像进行金字塔采样,从金字塔的最高层到最底层进行迭代计算光流.这种方法既可以估计小范围内微小变化的光流,也可以估计角点运动较大时的光流.具体方法:首先,在当前帧提取出FAST角点,然后用金字塔Lucas-Kanade光流法在下一帧固定窗口范围搜寻满足一定误差的角点,如果找到则返回一个为真的状态标志位.假设共找到 m 对特征点 $\{(p_i(x, y), q_i(x', y')) \mid i = 1, 2, \dots, m\}$.其中 $p_i(x, y)$ 为前一帧角点的位置, $q_i(x', y')$ 为当前帧角点的位置.则角点光流为

$$v = \sqrt{(x' - x)^2 + (y' - y)^2}. \quad (3)$$

用运动的角点的动态信息描述目标动态行为,需要筛选出运动的特征角点并去除背景噪声角点.背景中角点没有移动,角点光流速度接近于零,保留角点光流较大的角点, $v > \varepsilon$ 则保留, ε 是一个较小正数,筛选后共得到 n 个角点的光流 $v = \{v_i \mid i = 1, 2, \dots, n\}, n \leq m$.

去噪前后的特征点分布如图2所示.图2(a)为去噪前的FAST角点,图2(b)为去噪后的FAST角点.从图2中可以看出,筛选后去除了背景中静止的角点,且角点均匀地分布在运动目标的周围,并跟随运动目标移动.角点的光流反映了运动目标的动态变化,另外,通过角点的分布也可以定位出群体成员的大致位置.

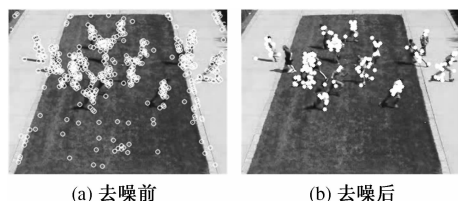


图2 FAST角点检测结果

Fig.2 Detection result of FAST corners

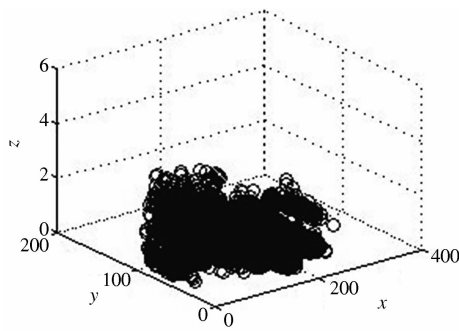
随着运动目标的变化,遮挡等现象会造成特征点减少.设定最少特征点数 n_k ,若 $n > n_k$,把当前帧当作前一帧,继续追踪,计算角点光流,否则提取新的角点.

2 群体异常检测

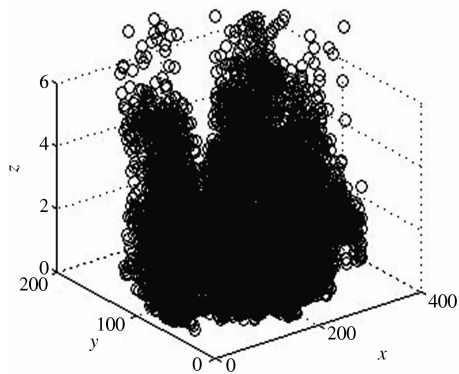
群体异常行为发生时,如群体恐慌逃跑、紧急疏散、群体冲突等会导致群体剧烈运动.相应地,群体周围的角点变化剧烈,角点光流会增大,每一帧图像中的角点的动能也增大.由于视觉问题的病态现象,物体的二维外观会随着视点的变化发

生很大变化.通过对角点位置进行聚类,根据空间位置的不同,自适应地调整正常行为的平均动能,分析每一类角点的运动异常程度,再根据每一类的异常情况进行整体分析.这种整体到局部再到整体的模式能充分反映群体行为动态.

构建三维坐标 (x_i, y_i, z_i) , z_i 为角点 $p(x_i, y_i)$ 相对应的光流.正常行为和异常行为时的角点位置和光流如图 3 所示.角点的位置反映了个体目标在场景中的位置.图 3 中,正常行为时角点的光流较小,分布集中,角点动能变化稳定;行为异常时角点光流整体增大,且分布范围扩大.



(a) 正常群体行为角点分布



(b) 异常群体行为角点分布

图 3 角点位置和光流

Fig. 3 Optical flow and location of corners

k 均值是一种最常用的聚类方法. k 均值方法即根据角点集 $P = \{p(x_i, y_i) \mid i = 1, 2, \dots, n\}$ 在图像中的位置聚成 k 类, 其中, $p(x_i, y_i)$ 为动态特征提取阶段去噪后的 n 个角点; $1 < k < 10$, k 值过大会造成有些类的角点数量过少, 只能覆盖个体目标的局部. 每一类的角点平均动能为

$$E_j = \frac{1}{n_j} \sum_{i=1}^{n_j} m v_i^2. \quad (4)$$

式中: m 为角点质量, 实验中都取 1; n_j 为每一类的角点数量, $j = 1, 2, \dots, k$.

假设正常行为时的角点动能为 E_0 , 随着场景中运动目标与摄像头的距离增大, 运动目标图像

尺度变小, 连续两帧之间的角点移动速度变缓, 即角点光流速度变小, 与实际运动速度偏差增大. 为了克服这个问题, 采用自适应的正常行为角点动能进行矫正, 把 E_0 根据距离摄像头的远近分为两部分, 则 E_0 为

$$E_0 = \begin{cases} E_{01} = \frac{1}{n_{01}} \sum_{i=1}^{n_{01}} m v_i^2, & 0 \leq y_i \leq \frac{h}{2}; \\ E_{02} = \frac{1}{n_{02}} \sum_{i=1}^{n_{02}} m v_i^2, & \frac{h}{2} < y_i \leq h. \end{cases} \quad (5)$$

式中: h 为运动目标到摄像头的距离, 实验中取为图像的高度; n_{01} 、 n_{02} 分别为上下两部分图像区域所对应的角点数量; y_i 为角点的纵坐标. 每一类根据聚类中心所在的空间位置选取相应的 E_0 . 即

$$E_0 = \begin{cases} E_{01}, & 0 \leq y_{mj} \leq \frac{h}{2}; \\ E_{02}, & \frac{h}{2} < y_{mj} \leq h. \end{cases} \quad (6)$$

式中: y_{mj} 为聚类中心的纵坐标. 每一类的异常程度为

$$\lambda_j = \frac{E_j}{E_0} = \frac{1}{n_j E_0} \sum_{i=1}^{n_j} m v_i^2. \quad (7)$$

整体异常程度为

$$\lambda = \sum_{j=1}^k \lambda_j = \frac{1}{E_0} \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^{n_j} \frac{1}{n_j} m v_i^2. \quad (8)$$

群体正常行为时, λ 接近 k ; 异常行为发生时, λ 迅速增大, λ 越大, 运动越剧烈, 发生异常行为的可能性就越大. 设定异常阈值 λ_0 , 如果 $\lambda > \lambda_0$ 则判断为异常; 否则为正常.

3 实验结果分析

为了验证算法的有效性, 选择两种经典公共群体异常行为数据集 UMN 和 PETS2009, 分别如图 4、图 5 所示. 群体行为正常时, 人群中不同个体在聊天、散步或正常行走等, 异常行为包括群体惊慌逃跑、紧急疏散等. UMN 数据集共 7 739 帧, 共 11 个群体异常行为, 每个异常行为持续 100 帧左右. PETS2009 数据集包含同一场景不同视角下的群体行为, 以视角 1 为例进行试验, 包含 3 个异常行为, 共 601 帧, 3 个异常行为分别持续 70 帧、59 帧、43 帧. 实验分为两部分, 首先比较不同角点对实时性的影响, 然后根据 ROC (Receiver Operating Characteristic) 曲线衡量检测精度. 统一调整视频帧图像尺寸大小为 320×240 , 根据数据集图像尺寸大小, 选择参数: $\varepsilon = 0.2$, $n_k = 60$, $k = 4$.

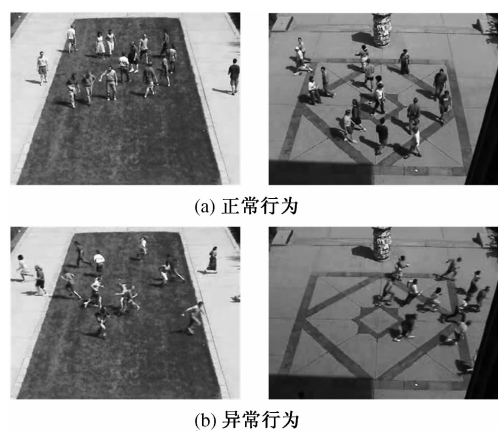


图 4 UMN 数据集
Fig. 4 UMN dataset

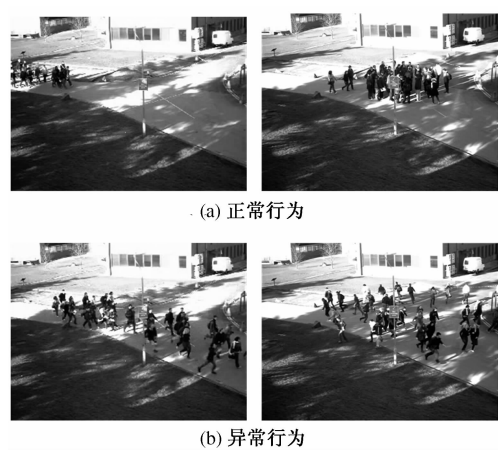


图 5 PETS2009 数据集
Fig. 5 PETS2009 dataset

3.1 实时性分析

以 UMN 数据集场景 1 中的一段视频为对象,比较不同角点对实时性的影响. 系统配置: CPU2.2 GHz,内存 2GB. 编译环境为 VS2010 加载 OpenCV2.4.6 函数库. 主要对比典型角点特征方法包括: Harris、SIFT^[10]、SURF^[11] 角点. 连续 200 帧平均处理时间如表 1 所示.

表 1 不同角点的实时性	
角点	每帧处理时间/ms
Harris	331
SIFT	232
SURF	179
FAST	155

从表 1 可以看出,FAST 角点的处理速度是 Harris 角点的两倍左右,且高于 SIFT 和 SURF,说明 FAST 角点的实时性更好.

3.2 精确度分析

根据 ROC 曲线比较本文方法和当前主要群体异常行为检测方法(纯光流法、社会力模型法^[5]、图分析法^[4]). 图 6 为 UMN 数据集上的精确度,为 3 个场景的平均值. 图 7 为 PETS2009 数据集上的精确度. 图 6 和图 7 中,ROC 曲线横坐标是虚警率,表示实际的正常帧数中误判为异常的比率;纵坐标是检测率,表示实际的异常帧中正确判断为异常的比率. 通过调节异常阈值 λ_0 可以得到不同的虚警率和检测率得到 ROC 曲线.

从图 6 和图 7 可以看出,本文方法在虚警率相同的情况下检测率高于其他方法. 纯光流法对光照条件等噪声敏感;社会力模型法容易把人体局部快速运动如关节处的运动检测为异常,检测率相对较低;而图分析方法考虑了人群密度、人群流量等信息,检测精度相对较高. 而本文方法直接利用群体行为的动态特征结合局部异常程度和整体异常程度两个方面进行了分析,同时对因运动目标与摄像头的距离所造成的角点光流速度偏差进行了矫正,增加了正常行为和异常行为的区分度,精确度更高.

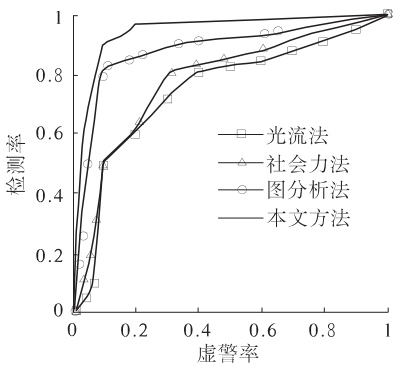


图 6 UMN 数据集 ROC
Fig. 6 UMN dataset ROC

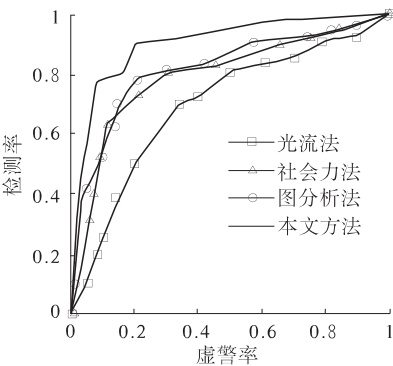


图 7 PETS2009 数据集 ROC
Fig. 7 PETS2009 dataset ROC

4 结束语

笔者提出一种群体异常行为的检测方法,用 FAST 角点的动态信息描述群体行为的运动特性,直接分析群体行为的运动特征,实时性更强.该方法通过对角点聚类,并结合角点动能定义异常程度,同时考虑运动目标的空间变化,自适应地调整正常行为角点动能,综合分析了局部和整体的异常程度,提高了精确度.实验结果表明,该方法能够检测出多种群体异常行为,而且精确度高于光流法、社会力和图分析法.

参考文献:

- [1] MANUEL A, AHDREA T, ALVARO S M, et al. Abnormal behavior detection using dominant sets [J]. Machine Vision and Applications, 2014, 25(5):1351-1368.
- [2] JUNIOR S J. Crowd analysis using computer vision techniques [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010, 27(5): 66-77.
- [3] CRISTANI M, RAGHAVENDRA R, ALESSIO D B, et al. Human behavior analysis in video surveillance: A social signal processing perspective [J]. Neurocomputing, 2013, 100(2): 86-97.
- [4] 朱海龙, 刘鹏, 刘家锋, 等. 人群异常状态的图分析方法[J]. 自动化学报, 2012, 38(5): 742-750.
- [5] 张震, 李丹丹. 自适应双阈值的运动目标检测算法[J]. 郑州大学学报:工学版, 2013, 34(6): 15-19.
- [6] MAHADEVAN V, LI Wei-xin, VASCONCELOS N, et al. Anomaly detection and localization in crowded scenes[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2014, 36(1): 18-32.
- [7] MEHRAN R, OYAMA A, SHAH M. Abnormal crowd behavior detection using social force model [C]// Computer Vision and Pattern Recognition, 2009. Miami, Florida: IEEE Press, 2009: 935-942.
- [8] 段晶晶, 高琳, 范勇, 等. 基于 KOD 能量特征的群体异常行为识别[J]. 计算机应用研究, 2013, 30(12): 3836-3839.
- [9] ROSTEN E, DRUMMOND T. Computer vision-ECCV 2006 [M]. Berlin:Springer, 2006: 430-443.
- [10] LOWE D G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints [J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 60(2): 91-110.
- [11] BAYA H, ESSA A, TUYTELAARSB T, et al. Speeded-up robust features (SURF) [J]. Computer Vision and Image Understanding, 2008, 110(3): 346-359.

Abnormal Crowd Behavior Detection Based on Corner Kinetic in Video

LU Peng, LIANG Yu, CHEN Shu-wei

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In order to improve the performance of real-time and detection accuracy, this paper presents a method to detect abnormal crowd behavior using corner kinetic. First, the optical flow of FAST corners is calculated using Pyramid Lucas-Kanade optical flow method and the moving corners are selected. Then, the corners are clustered using k -means method and the normal corner kinetic adaptively. The local abnormal degree is defined as the ratio of the average kinetic energy of the corner in each class with the normal. The global abnormal degree is the sum of the local abnormal degrees. Finally, it is believed as abnormal behavior if the global abnormal degree is greater than the threshold; otherwise, it is considered as normal behavior. Experimental results show that the method can detect different abnormal behavior with higher real-time performance than Harris corners, SIFT and SURF and higher detection accuracy than optical flow method, social force model and graph analysis method.

Key words: abnormal crowd behavior; k -means; corner kinetic; abnormal degree; adaptive

文章编号:1671-6833(2015)03-0025-05

基于支持向量机与 Hamming 距离的虹膜识别方法

张 震, 张英杰

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对传统的虹膜识别方法侧重于特征提取这一现象, 提出了一种侧重于模式匹配的认可算法, 即基于支持向量机(Support Vector Machine, SVM)和 Hamming 距离的虹膜识别方法. 该算法首先对采集到的虹膜图像进行预处理, 准确定位出虹膜, 并对其进行归一化处理; 然后使用 Log-Gabor 滤波器提取虹膜纹理特征, 在得到虹膜特征编码后, 用 SVM 和 Hamming 距离方法进行模式匹配. 在 CASIA 虹膜库上的实验结果表明: 与经典的识别方法相比, 该方法识别率达到了 99.63%, 错误接受率(FAR)和错误拒绝率(FRR)分别降到了 0.02% 和 0.35%.

关键词: 虹膜识别; 支持向量机; Hamming 距离; Log-Gabor 滤波器

中图分类号: TP391 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.006

0 引言

目前, 虹膜识别方法主要可以分为 3 类: 一是 Daugman 的相位编码方法, 它主要利用 2D Gabor 滤波器的局部性和方向性对虹膜纹理进行分解和编码, 该算法识别率较高, 是目前虹膜识别商用系统的基础, 但该算法的识别速度较慢, 且易受外界环境影响, 实际应用中对设备的要求较高^[1]; 二是基于纹理分析方法, Wildes 利用 Gauss-Laplace 在不同分辨率下分解虹膜图像, 并将对应的图像进行相关比较, 该算法较复杂、计算量较大、且实用性较差^[2]; 三是 Boles 提出的基于小波变换过零点检测方法, 该方法能有效地克服图像平移、旋转、缩放等问题, 识别性能高, 但该算法只能在小样本集中取得有限的结果, 且对灰度值变化比较敏感^[3].

因此, 笔者提出了一种利用 Log-Gabor 滤波器和 SVM 的虹膜识别方法: 首先利用 Log-Gabor 滤波器对虹膜图像进行特征编码, 而后通过 Hamming 距离进行模式识别, 对于未能正确识别或者识别错误的图像再次通过 SVM 进行二次识别, 以提高系统的识别率.

一个完整的虹膜识别系统主要包括: 虹膜图像的采集、预处理、特征提取、模式匹配 4 个过程^[4], 其系统框图如图 1 所示.

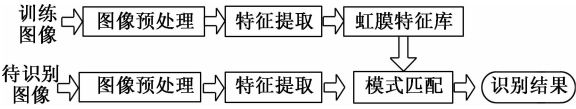


图 1 虹膜识别系统框图

Fig. 1 Block diagram of iris recognition system

1 虹膜图像采集及预处理

1.1 虹膜图像的采集

如何在侵犯人体的情况下获取高质量的虹膜图像是虹膜识别系统的关键技术之一. 由于虹膜面积小(一般直径在 1 cm 左右), 易受光照影响及易被遮挡等因素的干扰, 对虹膜图像的采集需要通过专用的设备来完成. 鉴于虹膜图像采集的复杂性, 笔者采用中科院自动化研究所提供的 CASIA 虹膜图像数据库作为实验样本. 图 2 为虹膜库中所选取的部分虹膜图像.

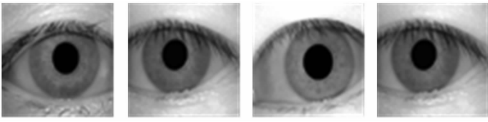


图 2 原始虹膜图像

Fig. 2 The original iris image

1.2 虹膜图像预处理

虹膜图像预处理一般主要包括虹膜定位、图

收稿日期:2015-02-01; 修订日期:2015-03-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61473266); 河南省教育厅科学技术研究重点项目(13A510684).

作者简介:张震(1966-), 男, 河南郑州人, 郑州大学教授, 博士, 主要从事信号处理、图像处理与模式识别研究, E-mail: zhangzhen66@126.com.

像归一化和图像增强 3 个步骤.

1.2.1 虹膜定位

虹膜定位是指通过各种技术方法求出虹膜的内外边界参数,进而分割出虹膜区域.笔者采用了结合人眼特征和几何方法的虹膜定位方法:首先根据瞳孔内部的灰度特点,在瞳孔内确定一点;然后利用边缘检测模板,依据该点,分别在虹膜内外边界上找到各自不共线的 3 个边界点,这样就能得到两个直角三角形;根据几何原理,虹膜内外边界圆的直径就是这两个直角三角形的斜边,从而可以得到虹膜内外边界参数,并准确定位出虹膜^[5].实验结果证明:该算法不仅简单,而且定位速度快、鲁棒性好、定位精度高.同时,该方法在一定程度上还能对图像质量较差的虹膜图像进行准确定位,是一种行之有效的虹膜定位算法.

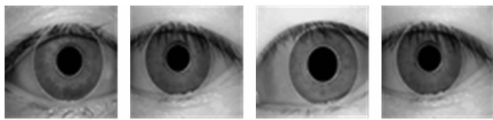


图 3 定位后的虹膜图像
Fig.3 Iris image after location

1.2.2 图像归一化

图像归一化的目的是为了将环形的虹膜区域通过极坐标变换的方法映射到一个具有指定大小的矩形区域中,从而消除平移、缩放和旋转等对虹膜大小的影响^[6].公式(1)为进行极坐标变换的映射公式.图 4 为图像归一化原理的示意图,其中归一化处理后的直角坐标系的横轴表示角度 θ ,纵轴表示半径 r .

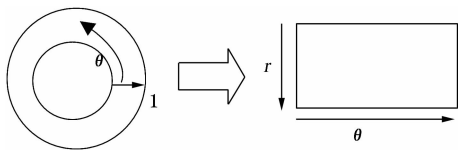


图 4 图像归一化原理示意图
Fig.4 Sketch map of image normalization

具体的映射公式为:

$$\begin{cases} x_{\theta}(\rho) = x_1 + r\cos \theta; \\ y_{\theta}(\rho) = y_1 + r\sin \theta. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $r \in [0,1], \theta \in [0,2\pi]$.

图 5 为通过极坐标变换后得到的归一化图像.

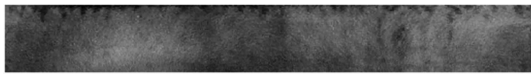


图 5 归一化后的图像
Fig.5 The image after normalization

1.2.3 图像增强

显然,归一化后的图像纹理依旧不清晰且对比度比较低,这将严重影响随后的特征提取和匹配过程,为此需要对图像进行增强处理.常用的图像增强技术主要有平滑滤波、图像锐化和直方图均衡化等.鉴于本文主要是为了突出虹膜纹理信息,因此,采用直方图均衡化显然能够更好地提高图像对比度.增强后的图像如图 6 所示.

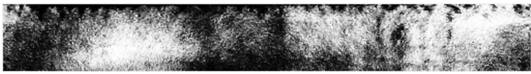


图 6 增强后的虹膜图像
Fig.6 Iris image after enhancement

2 虹膜特征提取

2.1 Log-Gabor 滤波器

Log-Gabor 滤波器最早是由 Field 提出的,它在线性频率尺度下的频率函数表达式为^[7]

$$G(f) = \exp\left(\frac{-(\ln(f/f_0))^2}{2(\ln(\beta/f_0))^2}\right). \quad (2)$$

式中: f_0 代表滤波器的中心频率; β/f_0 为常数,用来保证滤波器的形状不变.

Log-Gabor 滤波器除具备普通 Gabor 滤波器的优点外,还具备以下几个特点:一是 Log-Gabor 滤波器没有直流分量,致使它的带宽可以不受限制;二是 Log-Gabor 滤波器可以覆盖更大的频率范围;三是该传递函数在高频端有一个延长的尾巴,这在一定程度上弥补了普通 Gabor 滤波器过度表达低频分量而对高频分量表达不足的缺点.同时,由于人的视觉系统具有对数性质的非线性,显然,采用 Log-Gabor 滤波器可以更加真实反映虹膜纹理图像的频率响应^[8].

2.2 特征提取算法

对虹膜的特征编码是通过将归一化的虹膜图像与一维的 Log-Gabor 小波卷积来实现的:将二维的归一化图像分解成一系列的一维信号,然后将这些一维信号分别与 1D Log-Gabor 小波进行卷积.由于归一化的虹膜图像的行向量具有最大的非相关性,因此,将二维的归一化虹膜图像的每一行看作一个一维信号.显然,每行的一维信号对应虹膜区域中的一个圆环.

通常,将已检测出的噪声区域的灰度值设为周围像素的平均值,这样可以避免噪声对滤波器输出的影响.按照 Daugman 的方法将滤波器的输出相位量化为四级,对每个相位值滤波器产生一

个 2 bit 的数据,相位的量化输出记为一个灰度编码,当一个象限转换到另一个象限时,只有一个比特位改变.具体方法可描述为:每一个复数结果代表一个特征值,其实部和虚部分别用特征值的两个特征码表示,如果 $\text{Re}[x] \geq 0$,则相应的特征码置 1,否则置 0;同理,如果 $\text{Im}[x] \geq 0$,则相应的特征码也置为 1,否则也置为 0.相位编码示意图如图 7 所示.

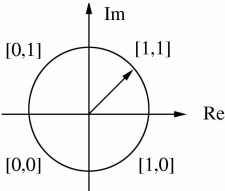


图 7 相位编码示意图

Fig. 7 Sketch map of phase encoding

图 8 为采用 Log-Gabor 滤波器提取虹膜的纹理特征的示意图.



图 8 特征编码示意图

Fig. 8 Sketch map of feature code

3 虹膜特征匹配

3.1 支持向量机 (SVM)

SVM 是建立在统计学习理论的 VC 维理论和结构风险最小原理基础上的,根据有限的样本信息在模型的复杂性(即对特定训练样本的学习精度)和学习能力(即无错误地识别任意样本的能力)之间寻求最佳折衷,以期获得最好的推广能力^[9].由于实际应用的虹膜识别系统一般都是小样本系统,故很适合采用 SVM 来进行分类与识别.根据所处理数据的不同,可分别采用线性 SVM 和非线性 SVM 的方法来进行分类与识别.采用线性 SVM 可以将问题转换为一个二次优化问题,而采用非线性 SVM 的方法一般主要用来实

现复杂数据的计算与匹配.由于虹膜纹理特征编码所组成数据较复杂,故采用非线性 SVM 的方法更合适.

数据通常以点积的形式出现在线性支持向量机的训练算法中.现在用非线性映射把输入空间映射到某一特征空间,记为: $\mathbf{R} \rightarrow \mathbf{H}$.假设存在一种核函数 K ,满足:

$$K(x_i, x_j) = \psi(x_i) \cdot \psi(x_j). \tag{3}$$

则可以在不需要知道具体映射的情况下在特征空间中进行许多计算.

现在用核函数 K 代替线性 SVM 中的点积形式,对偶规划之后可变为

$$\begin{cases} \max(\alpha) = \sum_{i=1}^n \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(x_i, x_j); \\ \text{s. t. } \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i = 0, 0 \leq x_i \leq C, i = 1, \dots, n. \end{cases} \tag{4}$$

式中: $\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_i, y_i)\}$ 为训练样本; $y \in \{-1, 1\}$; α_i 表示 Lagrange 乘子.

非线性 SVM 最优超平面的决策函数为

$$f(x) = \text{sgn}\left(\sum_{i=1}^n \alpha_i y_i K(x_i, x) + b\right). \tag{5}$$

式中:sgn 表示符号函数; b 为分类阈值.

SVM 识别原理如图 9 所示.其中, x_1, x_2, \dots, x_n 为待识别的样本; $K(x_j, x) (j = 1, 2, \dots, s)$ 为基于 s 个支持向量的核函数^[10].

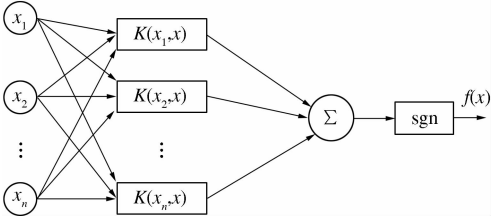


图 9 SVM 识别原理

Fig. 9 SVM recognition principle

3.2 Hamming 距离

Hamming 距离 (HD) 是最常用的匹配算法,它主要是利用特征编码相应位置上编码不同的数量同编码位数的比例作为两个特征模板之间的匹配程度,距离越小,匹配程度越高^[11].

设 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为两个长度相同的虹膜编码,位数为 N , A_i, B_i 分别为相应的第 i 位特征码,则 HD 可定义如下:

$$HD = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i \oplus B_i. \tag{6}$$

式中: \oplus 为异或操作符.此时,如果人为设置的阈值 $T_0 > HD$,则可以判定这两个虹膜属于同一个

人;如果國值 $T_0 < HD$,则可以判定虹膜不属于同一个人.

3.3 基于 SVM 和 Hamming 距离的模式匹配

- 虹膜特征匹配的具体算法如下:
- (1)输入虹膜图像的特征编码;
 - (2)通过反复实验,确定最优的核函数及相应的核参数,同时对特征编码进行规范化处理,以便使其限定在所选核函数要求的范围之内;
 - (3)构造核矩阵 $H(N,N)$,求解拉格朗日系数、支持向量以及最优类超平面系数 b ;
 - (4)通过步骤(3)计算出的参数,建立虹膜纹理特征的最优决策类超平面,完成训练;
 - (5)根据式(6)计算出待识别虹膜的相应决策输出值,得出虹膜是否来自同一人,并输出初步的识别结果;
 - (6)对于步骤(5)中未能正确识别或者拒绝识别的图像再次通过 SVM 的方法进行二次识别,并输出最终的识别结果.

4 实验结果及分析

4.1 实验数据及环境选择

本文算法的测试样本来自中科院自动化所提供的虹膜数据库(版本 1.0),该库是目前测试虹膜识别算法最佳的大样本共享库.它一共由 80 个人的 108 只不同眼睛虹膜图像组成,每个眼睛 7 幅图像,共 756 幅.前 3 张与后 4 张的采集时间间隔一个月,图像格式均为 8 bit、256 灰度级的灰度图像,分辨率为 $320 * 280^{[12]}$.

测试环境: Intel Core i5 处理器(主频为 2.60 GHz),内存为 4G 华硕笔记本电脑,并使用 MATLAB 7.0 来实现本文的算法.

4.2 算法衡量指标

一般情况下,衡量算法的性能指标主要有:识别率、错误拒绝率(FRR)、错误接受率(FAR)、注册时间和匹配时间等^[13].笔者主要采用识别率、识别时间、FRR 和 FAR 来进行评价.

4.3 核函数的选择

输入数据之间的相似性一般由核函数来反映,因此必须针对所要解决的具体问题来构造相应的核函数.多项式核函数、径向基函数(RBF)和 sigmoid 函数是目前研究最多也最常用的核函数.一般情况下,对于小样本的模式识别问题,3 种核函数都能达到较为精确的识别效果.但当样本数目较大时,由于 RBF 和 sigmoid 函数的收敛机会明显大于多项式核函数,此时 RBF 和 sigmoid 函

数能达到更好的识别效果.对于向量维数较高的模式识别问题,一般采用 RBF 函数或者多项式函数进行识别^[14].选择 RBF、sigmoid 函数和多项式函数分别作为核函数,计算识别率的详细情况如表 1 所示.

表 1 不同核函数时的识别率
Tab.1 The recognition rate of different kernel functions

核类型	识别率/%
多项式函数	95.83
sigmoid 函数	97.35
RBF	99.63

显然,采用 RBF 作为 SVM 的核函数时能够取得最佳的识别效果,这是因为相对于多项式函数与 sigmoid 函数,RBF 函数待确定的参数更少,这也是其优势所在.

4.4 实验结果与分析

在采用 Log-Gabor 滤波器提取纹理特征的基础上,分别采用 SVM、Hamming 距离以及二者结合的方法在中科院虹膜数据库(版本 1.0)上进行实验,实验结果如表 2 所示.

表 2 不同识别方法时的识别率
Tab.2 The recognition rate of different methods

识别方法	FAR/%	FRR/%	识别率/%
SVM 方法	0	17.65	82.35
Hamming 距离	0.07	9.35	90.58
本文方法	0.02	0.35	99.63

由表 2 可知,本文方法比前两种方法识别效果更好,这是由于传统的虹膜识别方法侧重于特征提取,特征的提取过程一般又比较复杂.相比之下,本文方法更加侧重于特征提取后的识别过程,特征提取方法较为简单,这也是采用单一识别方法时识别率较低的原因所在.此外,表 3 还将本文算法与传统方法做了比较.

表 3 与传统算法的比较
Tab.3 Compared with the traditional algorithm

算法	FAR /%	FRR /%	识别率 /%	识别时 间/ms
Daugman 算法	0.01	0.08	99.91	346.9
Boles 算法	0.86	4.56	94.58	96.3
本文算法	0.02	0.35	99.63	65.8

显然,本文算法跟 Daugman 算法相比,虽然识别率略有下降,但识别时间更短、速度更快;跟 Boles 算法相比,错误拒绝率和错误接受率更低,

且识别率更高.所以从综合性能上来看,本文算法比另外两种算法更加实用.

5 结论

传统的虹膜识别算法一般都侧重于虹膜纹理的特征提取过程,笔者提出了一种侧重于模式匹配过程的虹膜识别算法,即用 SVM 和 Hamming 距离的方法对提取的虹膜纹理特征进行识别与分类,并在数据库上进行实验.最后的实验结果表明本文算法能有效地减少虹膜识别系统的识别时间,同时该算法的识别率也达到了 99.63%,综合性能相对更好.

参考文献:

- [1] DAUGMAN J. How iris recognition works [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2004, 14(1): 21 - 30.
- [2] WILDES R P. Iris recognition: An emerging biometric technology [J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(9): 1351 - 1362.
- [3] BOLES W, BOASHASH B. A human identification technique using images of the iris and wavelet transform [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(4): 1185 - 1188.
- [4] 陈芋文,向林泓,张昱林. 基于 Log-Gabor 滤波的虹膜识别系统[J]. 计算机与现代化, 2012, 202(7): 100 - 103.
- [5] 朱琼瑶. 结合人眼特征与几何方法的虹膜定位方法[J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(8): 182 - 184, 244.
- [6] 戚玲. 小波变换与数学形态学相结合的虹膜识别算法研究[D]. 济南: 山东大学控制科学与工程学院, 2012.
- [7] 许威,权芳芳,姜媛媛,等. 改进的算法在虹膜识别中的应用研究[J]. 计算机技术与发展, 2013, 23(3): 34 - 37.
- [8] 赵冠男. 基于 Log-Gabor 变换与 DLPP 算法的虹膜识别的研究[D]. 长春: 吉林大学计算机科学与技术学院, 2012.
- [9] 陈振国,王树,田立勤. 基于核 Fisher 鉴别分析与支持向量机的虹膜识别方法[J]. 山东大学学报: 工学版, 2011, 41(5): 53 - 56, 68.
- [10] 段益群,刘国彦. 基于 EMD 和 SVM 的虹膜识别方法[J]. 计算机工程与应用, 2010, 46(30): 188 - 190, 194.
- [11] 岳学东,刘洋. 基于 Kaiser 滤波及噪声抑制优化的虹膜识别[J]. 郑州大学学报: 工学版, 2010, 37(3): 122 - 126.
- [12] 王玥. 基于 MATLAB 的虹膜识别系统研究[D]. 武汉: 武汉理工大学信息工程学院, 2007.
- [13] 胡靛. 虹膜识别的算法研究及系统实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学机电工程与自动化学院, 2010.
- [14] 李盼池,许少华. 支持向量机在模式识别中的核函数特性分析[J]. 计算机工程与设计, 2005, 26(2): 302 - 304.

Iris Recognition Method Based on Support Vector Machine and Hamming Distance

ZHANG Zhen, ZHANG Ying-jie

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In order to solve the problem of traditional iris recognitions focusing on feature extraction, a new method focusing on pattern matching was proposed, which was named iris recognition method using support vector machine (SVM) and Hamming distance. Firstly, normalization was used to process the iris position which was located in the eye images. And then Log-Gabor filter was used to extract the features. After obtaining iris feature codes, SVM and Hamming distance were used to classify the iris features. Experiment results on the CASIA iris database showed that recognition rate of this method reached 99.63%, false acceptance rate and false rejection rate were reduced to 0.02% and 0.35% compared to the classical recognition methods.

Key words: iris recognition; support vector machine; hamming distance; Log-Gabor filter

文章编号:1671-6833(2015)03-0030-04

基于 HKG-07A 红外脉搏传感器的智能睡眠唤醒仪

李晓媛¹, 孟昕元², 苏 星¹, 魏健平¹, 陈雪美¹, 牛云玲¹

(1. 郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 河南机电高等专科学校 自动控制系, 河南 新乡 453003)

摘 要: 为了提高学生和上班族午睡的效率,减少传统医用睡眠监测仪给使用者带来的不便,在研究人体脉搏和睡眠状态相关性的基础上,设计了一种基于 HKG-07A 红外脉搏传感器的智能睡眠唤醒仪. 该装置仅通过实时监测手指脉搏信号,传输至单片机实现系统控制,采用支持向量机算法(SVM)构建个人睡眠状态分类数据库,自适应地实现睡眠状态的分类预测,结合定时和语音模块实现报警和唤醒功能.

关键词: 脉搏传感器;支持向量机 SVM;有效睡眠定时;智能睡眠监测

中图分类号: TP277

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.007

0 引言

睡眠是身体机能自我修复和排毒的重要时段,随着人们生活节奏的加快,睡眠不足或质量下降已经成为普遍的社会问题.临床上使用最广泛的多道睡眠图(PSG)被视为诊断呼吸暂停综合征(OSAHS)的“金标准”^[1],监测信号包括脑电、心电、肌电、脉搏波、眼动、体位体动、呼吸和血氧等 10 余个通道的生理参数.虽然这种专业设备能够实现准确监控患者的睡眠质量和诊断睡眠疾病,但是错综复杂的感应器连线和长时间连续监测会给患者造成心理和生理不适,并且数据分析需要专业技术人员,其推广和普及受到较大制约.为了解决 PSG 使用费昂贵、操作复杂和技术要求高的问题,以检测参数简化和使用新兴分析技术为主要特色的便携式睡眠监测仪(PMDs)得到迅速发展^[2-3].由于不同的 PMDs 记录不同数量和类型的生理参数,且根据记录参数设计独特的分析软件,因此造成 PMDs 具有敏感性和特异性,并非适用所有人.总之,这些专用的医用设备监测的生理参数较多,从价格和技术上不适用于普通上班族的智能睡眠唤醒.2012 年由 Zeo 公司赞助开发的一款预测睡眠周期的设备^[4]可测量脑电波和眼动,通过蓝牙与 iPhone 设备连接,在睡眠者处于浅睡阶段时轻柔地唤醒,从而减轻醒来后昏沉的感觉.这项研究开启了“智能闹钟”的新时代,但

售价相对昂贵,且长期利用无线传输对大脑是否具有损害还没有明确定论.

因此,笔者在研究人体脉搏和睡眠状态相关性的基础上,采用了一种仅通过检测手指脉搏信号的简单技术,利用单片机进行支持向量机(SVM)学习算法来实现睡眠状态自适应预测,并结合定时和语音模块实现智能睡眠唤醒功能,有效提高上班族和学生的午休质量和效率.

1 睡眠状态监测基本原理

研究表明:脉搏波和心电信号 R-R 间期存在内在关联性^[5],睡眠过程中心率变异性在不同睡眠分期呈现相应的变化模式^[6].健康的人从清醒状态进入睡眠状态时脉搏明显减慢,而脉搏频率可以间接反映人的睡眠状态^[7].智能睡眠唤醒仪的主要功能是识别从清醒进入睡眠状态的时间段,因此实时监控心脏脉搏并找到合适的表征睡眠状态的脉搏阈值是该设备需要解决的关键问题.

根据午睡时间短的特点,本设计将国际通用的睡眠分期简化为觉醒期、睡眠期和快速眼动期,进入有效睡眠的时间点定义为从觉醒期进入到睡眠期的时间点.采集受试者午休过程脉搏变化数据,利用统计分析方法得到不同睡眠阶段脉搏频率之间的差异性,从而确定由觉醒期到睡眠期的脉搏阈值,定义该时间为进入有效睡眠的起点.

收稿日期:2015-01-17;**修订日期:**2015-03-03

基金项目:河南省教育厅科学技术重点研究项目(14A120003);郑州大学大学生创新实践项目

作者简介:李晓媛(1972-),女,河南偃师人,郑州大学副教授,主要从事生物信号处理和智能控制方面的研究, E-mail:lixiaoyuan@zzu.edu.cn.

1.1 实验设计和数据采集

实验选择 50 名 (18 ~ 30 岁) 身体健康、无精神障碍的大学生或上班族作为受试者. 每位受试者采用医院提供的睡眠监测仪连续监测 3 d 午休过程 (1 h 左右), 同时采用 HKG-07A 红外脉搏传感器同步采集午睡过程的脉搏频次, 采样周期 30 s. 以专业的睡眠监测仪得到的睡眠分期时间点作为验证本文 SVM 自学习预测的评价标准.

1.2 用 SVM 进行睡眠状态分类预测

本设计利用支持向量机 (SVM) 构建预测睡眠状态的神经网络模型, 输入向量为脉搏频次时序变化序列, 输出为预测的睡眠状态, 具体实验步骤为:

- (1)数据的预处理. 为了消除个体差异, 采集每位受试者在清醒安静状态 5 min 的平均脉搏作为基准数据, 所有输入向量均为脉搏频率变化量.
- (2)训练样本和测试样本建立. 输入向量集 $X_i = [X(1), X(2), \dots, X(n)]$ 为连续 10 min 脉搏变化时序, 采样周期为 30 s. 输出 $Y(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的预测状态 ($Y=0$ 清醒, $Y=1$ 睡眠). 实验样本由受试者连续 3 d 监测数据构成, 分别在不同的睡眠状态随机选取 70% 样本构成训练集, 剩余 30% 作为测试集.
- (3)SVM 分类预测模型构建^[8]. SVM 分类预测系统包括离线分类器学习和在线预测两个子系统. 采用 LibSVM 支持向量机库中的训练函数得到分类器, 模型如图 1 所示.

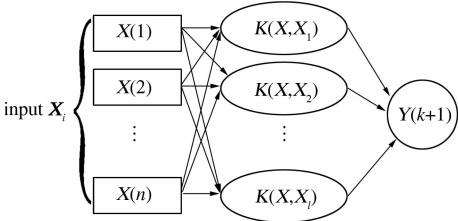


图 1 SVM 分类预测模型

Fig.1 The SVM predictive model for classification

训练样本的核函数选用 RBF 函数, 采用交叉验证选择 SVM 最佳惩罚参数 c 和核函数参数 g , 训练得到 SVM 模型. 模型最优分割面的法向量 w 和分割阈值 b 由公式 (1) 和 (2) 计算得到, 存储在单片机中作为分类函数的计算参数.

$$w = \sum_{i=1}^l \alpha_i Y_i \Phi(X_i).$$

(1)

$$Y_i (w \cdot \Phi(X_i) + b) = 1 - \xi_i, \xi_i \geq 0.$$

(2)

式中: Φ 为训练样本 X_i 的非线性映射; α_i 为拉格朗日算子. 在线预测睡眠状态的分类函数为

式 (3).

$$f(X) = \text{sgn}\{w \cdot \Phi(X_i) + b - 1 + \xi_i\}.$$

(3)

基于 SVM 的睡眠状态分类预测流程如图 2 所示.

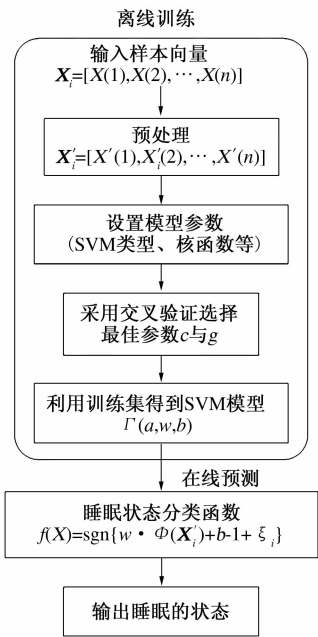


图 2 基于 SVM 的睡眠状态分类预测流程

Fig.2 Flow chart of classification and prediction for sleeping status based on SVM

2 智能睡眠唤醒仪设计

智能睡眠唤醒仪由 HKG-07A 脉搏传感器、STM32 单片机、显示模块、数据存储模块和 ISD4004 语音报警模块构成, 系统的结构如图 3 所示. 午休过程中采集受试者的脉搏时序变化信号, 研究脉搏信号与睡眠状态的关系, 采用 SVM 网络学习自适应提取表征受试者进入睡眠状态的脉搏阈值, 启动定时系统, 达到有效睡眠时间系统会自动发出报警信号唤醒睡眠者.

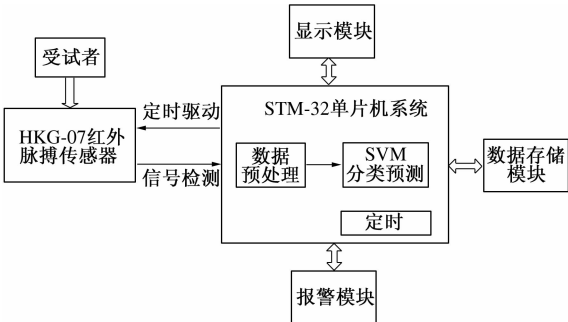


图 3 睡眠唤醒装置的系统结构图

Fig.3 The structure of intelligent sleep alarm system

2.1 脉搏信息的采集

采用 HKG-07A 红外脉搏传感器检测人体脉搏率,利用特定波长红外线检测由于心脏跳动而引起的指尖内微血管容积发生的变化,经过信号放大、调理、整形输出同步于脉搏跳动的脉冲信号,输出脉冲波形如图 4 所示(电源电压 $U_{cc}=5\text{ V}$).

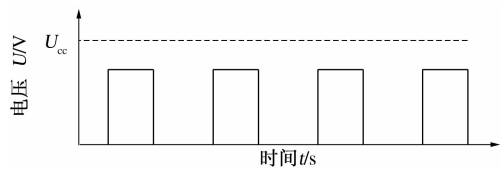


图 4 HKG-07A 红外脉搏传感器的输出波形图
Fig.4 The output waveform of HKG-07A

2.2 STM32 单片机控制系统

由于智能睡眠仪需要存储大量的训练样本,

且实时预测受试者的睡眠状态,因此本系统采用处理速度快和功能强大的 STM32 F103VET6 控制芯片, Cortex-M3 内核, 处理速度可达 72 MHz, ROM 和 RAM 容量大. 将构建的训练样本采用 LibSVM 库中的训练函数得到分类器,实时预测新采集的测试样本表征的睡眠时相. 如果进入睡眠则启动定时装置,按照设定的有效睡眠时间报警唤醒睡眠者.

2.3 脉搏显示与语音报警模块设计

显示电路采用四位 LED 数码管动态显示,与 STM32 芯片的 P1 口连接;语音报警电路由 ISD4004 芯片加上音乐蜂鸣器组成. 报警电路触发信号由单片机的 P3.4 口直接产生,报警音乐可自主录制和选择. 其外围设备的连接如图 5 所示.

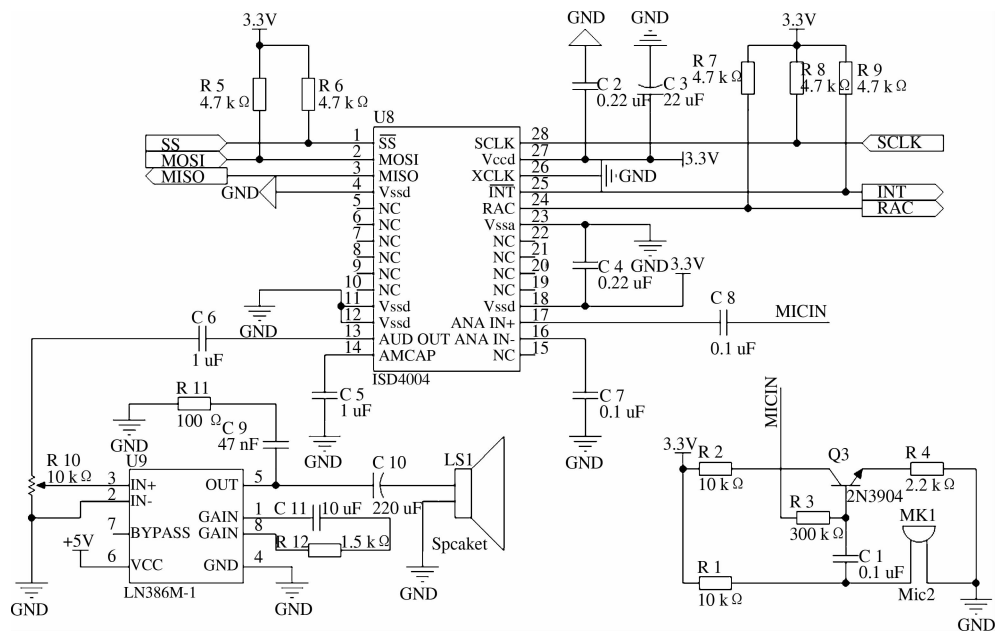


图 5 外围设备 (HKG07A, ISD4004 和扬声器) 连接
Fig.5 The connection diagram for HKG -07A, ISD4004 and speakers

3 实验结果

3.1 睡眠时相与脉搏率的关系

采用医用睡眠监测仪和自主开发睡眠唤醒装置同步检测 50 名受试者连续 3 d 的午休过程,分别统计不同睡眠时相连续 5 min 的平均脉搏率,其脉搏频次分布如图 6 所示. 将 50 名受试者在清醒、睡眠和唤醒 3 种不同状态下的脉搏率分组,利用单因素方差分析(one-way ANOVA)检验睡眠时相对受试者脉搏率的影响,分别计算组间、组内方差,构建检验统计量 F ,取显著性水平 $\alpha=0.05$,得到睡眠时相对受试者脉搏率有显著影响($p <$

0.05). 进一步采用多重比较分析得到 3 种状态下的平均脉搏率均具有显著差异,结果表明,实验结果与文献[8]中得到的睡眠时相与脉搏率的关系一致.

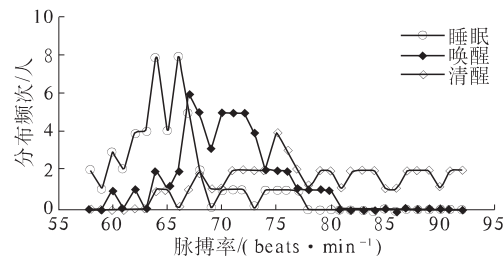


图 6 50 名受试者脉搏频数分布图
Fig.6 The pulse frequent distribution of 50 subjects

3.2 基于 SVM 的实时睡眠时相判断

表 1 为 10 名受试者在两种睡眠监测仪同步记录时判断进入睡眠时相的时间点,正确率是以医用睡眠仪为标准,计算笔者开发的 SVM 实时预测的正确率.睡眠唤醒设备预测的进入睡眠的时间点均滞后,可能是由于 SVM 预测设计时需要保证两次相同睡眠的预测结果才认为是有效的.平均预测的正确率为 85.6%,且实际睡眠时间均大于设定睡眠时间,实现了睡眠的有效定时.调查结果表明:80% 以上的受试者被唤醒后表示没有不适的感觉,且短暂的睡眠达到较好的休息效果.

表 1 10 名受试者午休睡眠状态预测结果
Tab.1 The predictive results of 10subjects

受试者	睡眠时 间/min	检测仪 睡眠点	睡眠唤醒 睡眠点	正确 率/%
男,19	40	第 6 min	第 12 min	85
男,22	50	第 12 min	第 20 min	84
男,24	46	第 11 min	第 16 min	89
男,28	44	第 12 min	第 14 min	95
男,30	55	第 16 min	第 25 min	83
女,24	45	第 9 min	第 15 min	86
女,18	42	第 8 min	第 12 min	90
女,27	52	第 12 min	第 22 min	80
女,23	43	第 7 min	第 13 min	86
女,24	38	第 4 min	第 8 min	89

4 结论

采用 STM32 和红外脉搏传感器完成了智能睡眠唤醒装置的设计.本系统通过 SVM 神经网络学习训练自动完成实时预测睡眠时相.虽然单纯利用脉搏率信号预测进入睡眠时相的时间精度不

够高,但是适用于快速预测清醒和睡眠状态转变的时相,完全满足智能睡眠定时的需要.与传统的睡眠监测方法相比,本系统记录简单、操作方便、对睡眠影响小,且实验结果表明,实际睡眠时间均大于设定睡眠时间.笔者选取的样本没有涉及睡眠障碍患者,可能导致对特殊人群的睡眠预测分类准确率下降.今后需要进一步扩充训练样本的类型和数量,增加无线通讯模块,实现睡眠时相的在线训练,增加设备的灵活性.

参考文献:

[1] 王宁宇,张娟.便携式睡眠监测仪发展现状[J].中国医学文摘耳鼻咽喉科学,2010,25(6):302-304.

[2] 张箭,田学隆,李一言.基于 MSP430 的便携式睡眠监测仪的设计[J].传感器与微系统,2011,30(11):118-121.

[3] 吴超,江贵平.基于 ZigBee 的便携式睡眠监测仪设计与实现[J].计算机工程与设计,2014,35(2):478-483.

[4] SHAMBROOM J R, F4BREGAS S E, JOHNSTONE J. Validation of an automated wireless system to monitor sleep in healthy adults[J]. J Sleep Res, 2012, 21(2):221-230.

[5] 张爱华,张妍,王琦.基于脉搏信号的心电特征研究[J].电子测量技术,2009,32(8):8-11.

[6] 庄志,高上凯,高小榕.基于心率变异分析的睡眠分期方法[J].生物医学工程学杂志,2006,23(3):499-504.

[7] CHOI SANG J. Sleepy alarm system activated by heart pulse meter;USA,6791462132[P]. 2004-09-14.

[8] 王琛磊.基于 DSP 的睡眠监测系统设计与实现[D].广州:华南理工大学软件学院,2013.

The Design of an Intelligent Sleep Timing Device Based on
HKG-07A Infrared Pulse Sensor

LI Xiao-yuan¹, MENG Xin-yuan², SU Xing¹, WEI Jian-ping¹, CHEN Xue-mei¹, NIU Yun-ling¹

(1. School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Department of Automatic Control, Henan Mechanical and Electrical Engineering College, Xinxiang 453003, China)

Abstract: In order to improve the nap efficiency for students and office workers and reduce traditional sleep medical sleep monitor inconvenience to users, an intelligent sleep awake timer was designed using infrared pulse sensor HKG-07A. This instrument realizes the control system using single chip microcomputer only with real-time monitoring finger pulse signal. The support vector machine (SVM) algorithm was adopted to build the database of personal sleep state levels, then the sleep status was predicted and classified adaptively. Finally, the functions of alarm and wakeing up were realized in combination with timing and voice modules.

Key words:infrared pulse sensor; support vector machine; effective sleeptiming; intelligent sleep monitoring

文章编号:1671-6833(2015)03-0034-05

六环冗余轴向磁力轴承的热性能研究

王晓光, 谢 钧, 张 晓, 刘 倩, 付 靖

(武汉理工大学 机电工程学院, 湖北 武汉 430070)

摘 要: 利用 ANSYS Workbench 对六环冗余轴向磁力轴承的温度场进行仿真计算,探讨了导致六环冗余轴向磁力轴承温升的原因,分析了磁路面积、磁环侧壁、转子转速等参数对六环冗余轴向磁力轴承温升的影响,给出了六环冗余轴向磁力轴承的结构设计和温升计算方法. 研究表明:六环冗余轴向磁力轴承的结构形式对转子的温升影响较大,磁路设计时应该避免导致转子旋转时的反复磁化;失效重构对六环冗余轴向磁力轴承的温升影响较小,可以忽略其影响;六环冗余轴向磁力轴承较原有的两环冗余轴向磁力轴承具有更高的可靠性、力学特性以及较好的热特性.

关键词: 轴向磁力轴承; 冗余; 温度场

中图分类号: TH133.3

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.008

0 引言

磁力轴承是一种高性能无机械接触的支承部件,其可靠性是航空发动机中磁力轴承的关键技术指标,而冗余设计是提高磁力轴承系统可靠性的重要方法. 磁力轴承在运行过程中的温升对系统的工作稳定性和可靠性影响较大. 因此,研究具有冗余能力的磁力轴承,要求我们既要研究其承载特性也要研究其热特性. 文献[1]对磁悬浮磨削主轴温度场分布及产生原因进行了试验、理论和仿真研究. 文献[2]对轴向电磁轴承的发热问题做了仿真计算,指出高频电流的幅值是影响电磁轴承发热最重要的参数. 文献[3]利用 ANSYS 对一种磁悬浮飞轮系统的转子组件进行了温度场仿真,分析了组件材料属性对温度场分布的影响,为磁悬浮飞轮系统的热设计及总体结构设计提供了依据. 可以看出,国内外学者对冗余磁力轴承的研究主要对象是径向磁力轴承,而对轴向磁力轴承的研究较少. 除了 A. F. Storace 曾于 1995 年提出的两环结构轴向磁力轴承冗余方案以外^[4],再没有提出新的方案,更没有冗余轴向磁力轴承的温升方面的研究.

笔者利用 ANSYS Workbench 对六环冗余轴向磁力轴承的温度场进行了分析:在满足六环冗

余轴向磁力轴承力学特性基础上,研究温升较小情况下的轴向磁力轴承的结构形式以及结构参数的选择;不同失效情况下冗余重构方式导致的温度场变化情况;转子转速对六环冗余轴向磁力轴承系统温升的影响.

1 六环冗余轴向磁力轴承热源分析

1.1 六环冗余轴向磁力轴承结构介绍

六环冗余轴向磁力轴承的结构见图 1. 它由定子、转子和线圈三部分组成,左右定子材料选用电工纯铁,每个定子有六个环形线圈腔. 由于结构需要,右定子厚度小于左定子厚度. 这种六环冗余轴向磁力轴承在承载力和冗余度方面都要优于普通的轴向磁力轴承和 A. F. Storace 提出的两环冗余轴向磁力轴承.

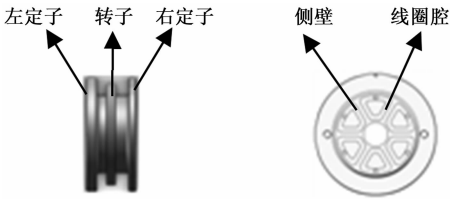


图 1 六环冗余轴向磁力轴承结构图

Fig. 1 The structure of six-ring redundant axial magnetic bearing

收稿日期:2015-01-18; **修订日期:**2015-03-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51205300;51147004)

作者简介:王晓光(1955-),男,河北肃宁人,武汉理工大学教授,博士,博士生导师,主要研究方向为机械制造及其自动化、机电一体化、磁悬浮理论与应用, E-mail: xgwang55@163.com.

1.2 轴向磁力轴承的热源分析和计算

磁力轴承的温度场模型为一定初始条件和边界条件下的热传导模型. 轴向磁力轴承的热特性分析主要是计算轴向磁力轴承的热源、生热率、温度变化以及温度场分布. 六环冗余轴向磁力轴承的热源主要是线圈通电流后的发热(铜损耗)以及铁心发热(铁损耗). 在对磁力轴承温度场进行分析的时候,只考虑铜损耗和铁损耗导致的发热.

1.2.1 轴向磁力轴承铜损耗

轴向冗余磁力轴承的铜损耗可以用以下公式计算^[5]

$$P_{cu} = I_{max}^2 r = I_{max}^2 \frac{\rho L}{S}. \quad (1)$$

式中: r 为线圈的电阻; ρ 为线圈的电阻率; L 为线圈的总长度; S 为导线的横截面积.

1.2.2 轴向磁力轴承铁损耗

冗余轴向磁力轴承的铁损耗主要由磁滞损耗和涡流损耗组成. 当铁心的磁通密度在 $0.2\text{T} \sim 1.5\text{T}$ 之间时,其磁滞损耗满足以下关系式^[5]:

$$P_h = k_h f_r B_m^{1.6} V_{fe}. \quad (2)$$

式中: k_h 为铁心的材料常数,对于硅钢片和电工纯铁来说 $k_h < 1$; B_m 为磁路中磁通密度变化的幅值; f_r 为再磁化频率; V_{fe} 为冗余轴向磁力轴承的铁心体积. 在计算相关损耗时, V_{fe} 分别指图1中定子以及推力盘的体积. 其中,左定子体积为 $213\,441.679\text{ mm}^3$;右定子体积为 $255\,651.073\text{ mm}^3$;推力盘体积为 $159\,281.617\text{ mm}^3$.

六环冗余轴向磁力轴承的涡流损耗的计算要比磁滞损耗复杂一些:由于六环冗余轴向磁力轴承不仅和普通轴向磁力轴承一样采用实心式铁心结构,而且如图1所示定子中含有侧壁结构,侧壁的存在会使得轴向磁力轴承和径向磁力轴承一样也存在着转子的反复磁化. 所以,冗余轴向磁力轴承的涡流损耗 P_e 由两部分组成:一部分是有高频谐波电流引起的 P_{e1} ,按照轴向磁力轴承涡流损耗的计算公式(3)计算;另一部分是由于转子的反复磁化而引起的 P_{e2} ,按照径向磁力轴承涡流损耗的计算公式(4)计算.

对于普通的轴向磁力轴承,其涡流损耗为^[6]

$$P_{e1} = \sigma_w \left(\frac{f}{100} B_m \right)^2 V_{fe} r_{fe}. \quad (3)$$

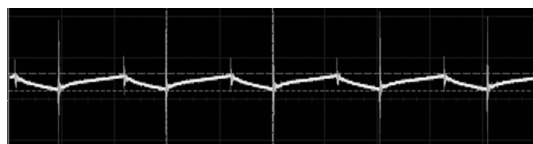
式中: σ_w 为涡流损耗系数,对于电工纯铁来说, $\sigma_w = 2$; f 为开关放大器输出的高频电流的频率; B_m 为交变磁感应强度的幅值; V_{fe} 为铁心的体积; r_{fe} 为电工纯铁的比重,取 7.87×10^3 .

对于径向磁力轴承来说,由于主轴的转动会引起转子的反复磁化从而产生大量涡流,所以其涡流损耗可为^[5]

$$P_{e2} = \frac{1}{6\rho} \pi^2 e^2 f_r^2 B_m^2 V_{fe}. \quad (4)$$

式中: ρ 为铁心单位电阻; e 为叠片厚度; f_r 为再磁化频率; V_{fe} 为铁心的体积.

公式(3)、(4)中的 B_m 均指磁力轴承气隙中磁感应强度的变化幅值. 由于轴向磁力轴承的 B_m 是由线圈中电流的变化产生的,所以需要通过实验测得线圈中电流的变化. 图2是实验测得的六环冗余轴向磁力轴承功率放大器上电流传感器的输出电压波形,其对应的电流波形即是线圈中电流的实际变化.



(横轴 $20\text{ }\mu\text{s/格}$,纵轴 1 V/格)

图2 功率放大器上电流传感器输出的电压波形

Fig.2 Voltage waveform from the Current sensor in the power amplifier

根据安培环路定理^[7]以及 $H = \frac{B}{\mu} = \frac{\phi}{\mu A}$,得

$$\oint H \cdot ds = H_s l_s + H_r l_r + H_0 2x = NI. \quad (5)$$

$$B_0 \approx NI \frac{\mu_0}{2x}. \quad (6)$$

式中: H_s 为定子铁心的磁感应强度; H_r 为转子铁心的磁感应强度; H_0 为气隙中的磁场强度; I 为线圈中的电流; μ_0 为真空磁导率; N 为线圈匝数; x 为轴向磁力轴承的单边气隙大小.

假设线圈中电流的表达式如下所示:

$$I = I_0 + I_m f(t). \quad (7)$$

式中: I_0 为线圈电流中由直流稳压电源提供的直流部分; I_m 为线圈电流的交流幅值.

将式(7)带入式(6)中,可得磁力轴承中的磁感应强度 B_0 的表达式如下:

$$B_0 \approx \frac{\mu_0 NI_0}{2x} + \frac{\mu_0 NI_m f(t)}{2x} = B_1 + B_2 f(t). \quad (8)$$

根据电磁学的相关理论,交流电才会产生涡流损耗,所以公式(3)、(4)中的 $B_m = B_2 = \frac{\mu_0 NI_m}{2x}$.

上述公式中, I_m 需要根据图3中电流传感器所测的电压幅值 $V_m' = \Delta Y/2 = 109.37\text{ mV}$ 以及电

压对应的电阻值 $300\ \Omega$ 求出,最后求出 $I_m' = V_m'/R = 0.36\ \text{mA}$. 由于计算得出的 I_m' 是经过电流传感器转化得出的电流值,而轴向磁力轴承实际电流 $1\ \text{A}$ 对应电流传感器上电流值 $3\ \text{mA}$,所以,轴向磁力轴承线圈上的实际电流幅值 $I_m = 0.12\ \text{A}$. 另外,通过实验利用示波器可以测出高频电流的频率 $f = 50\ \text{kHz}$.

从计算涡流损耗的公式(3)、(4)可以看出,由于六环冗余轴向磁力轴承所采用的电工纯铁材料的单位电阻率很低,这就会造成其涡流损耗很大. 而从磁滞损耗的公式不难发现,由于 $k_h < 1$,导致磁滞损耗比涡流损耗小至少 4 个数量级. 文献[8]具体验证了当磁力轴承转速较高时磁滞损耗在总损耗中所占的比例可以忽略不计. 所以,在计算铁损耗的过程中,可以近似地认为铁损耗约等于涡流损耗.

1.3 六环轴向磁力轴承生热率计算

生热率 q 指热源单位的发热量,计算公式为^[9]

$$q = \frac{Q}{V}.$$
 (9)

式中: Q 为热源即整个系统的发热量; V 为热源的体积. 对于线圈, Q 指的是线圈工作时产生的铜损耗引起的发热量;对于轴向定转子来说, Q 指的是轴向磁力轴承定转子工作时产生的铁损耗引起的发热量.

1.4 对流换热系数和热传导系数

应用 ANSYS Workbench 热分析模块时需要找出各个部分的热传导系数和对流换热系数. 表 1 是根据文献[9-10]分析相关磁力轴承温度场以及所用材料得出的各个部分的热传导系数和对流换热系数.

表 1 各部分热传导系数和对流换热系数

Tab.1 The thermal conductivity and heat transfer coefficient of different parts

组件名称	热传导系数/ ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)	对流换热系数/ ($\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)
轴向定子	52	9.7
轴向转子	48	9.7
线圈	370	9.7

1.5 轴向磁力轴承温度场仿真分析

利用 ANSYS Workbench 对六环冗余轴向磁力轴承进行温度场仿真. 首先根据式(1)、(3)、(4)计算出相关损耗,然后求出各个热源的生热率,同时代入热传导系数和对流换热系数,选用

SOLID70 单元对模型进行网格划分,最后进行求解.

图 3 为六环冗余轴向磁力轴承转子磁化示意图. 从图 3 可以看出,六环冗余轴向磁力轴承定子结构的磁极序列为 NSNSNSNS,即当转子每旋转一周会被反复磁化 6 次,所以再磁化频率 f_r 为旋转频率的 6 倍.

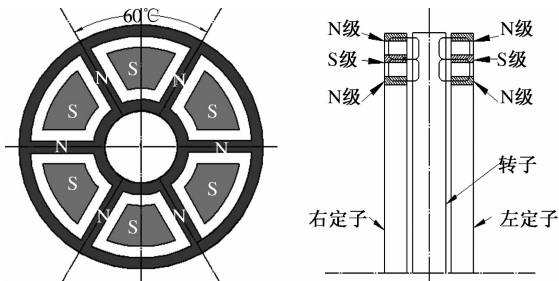


图 3 六环冗余轴向磁力轴承转子磁化示意图

Fig.3 The Magnetization schematic of six-ring redundant axial magnetic bearing

计算时以转子转速 $7\ 200\ \text{r/min}$ 为例. 由于旋转过程中转子的反复磁化,定子和转子的涡流损耗是有所区别的. 对于定子来说,磁铁中的磁通变化是由控制电流变化引起的^[7],所以对于定子来说,工作时铁损耗所产生的生热率 $q = 2.51 \times 10^5\ \text{W/m}^3$. 而对于转子来说,随着旋转频率的增加,涡流损耗会逐渐变大. 根据转子的转速得出转子的再磁化频率 $f_r = 720\ \text{Hz}$,生热率 $q = 5.09 \times 10^5\ \text{W/m}^3$. 表 2 具体列出了当转子转速从 $0 \sim 36\ 000\ \text{r/min}$ 变化时,六环冗余轴向磁力轴承转子的生热率. 另外,线圈的生热率为 $63\ 215.7\ \text{W/m}^3$,定子生热率为 $2.51 \times 10^5\ \text{W/m}^3$.

表 2 不同转速下定转子和线圈的生热率

Tab.2 The Heat production of coils, stators and rotors in different speeds

主轴转速/ ($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	转子生热率/ ($\text{W} \cdot \text{m}^{-3}$)
0	2.51×10^5
7 200	5.09×10^5
14 400	1.24×10^6
21 600	2.49×10^6
28 800	4.22×10^6
36 000	6.45×10^6

结合表 2 的数据对六环冗余轴向磁力轴承进行温度场仿真,得出其整体温度分布. 取磁力轴承上具有代表性的 5 个部分,每个部分上取一个点,以 5 个点的平均值作为磁力轴承整体的平均温

度.图 4 给出了转速为 7 200 r/min 时的温度场.图 5 为转子转速变化时整个磁力轴承平均温度的变化情况.

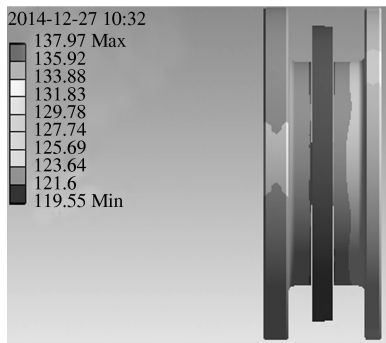


图 4 转速为 7 200 r/min 时轴向磁力轴承温度场

Fig. 4 The temperature field of axial magnetic bearing when the rotor speed is 7 200 r/min

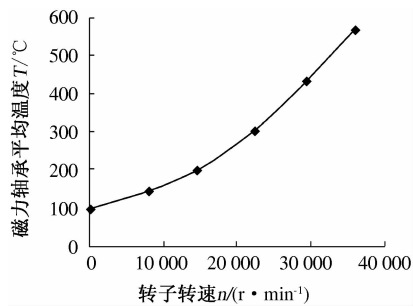


图 5 不同转速下轴向磁力轴承整体的平均温度

Fig. 5 The overall average temperature of axial magnetic bearing in different speeds

从图 4,5 可以看出:六环冗余轴向磁力轴承的最高温度出现在转子部分.转速为 7 200 r/min 时,整个磁力轴承的平均温度约为 131.6 ℃;随着转速的升高,整个磁力轴承的平均温度逐渐上升,当转速超过 10 000 r/min,整个磁力轴承的平均温度已经超过 150 ℃.因此说明:六环冗余轴向磁力轴承定子上侧壁结构的存在导致转子被反复磁化,致使转子的涡流损耗增加.

下面对其结构进行改进:去掉定子六环结构的侧壁,使转子旋转过程中不被反复磁化,减少转子的涡流损耗.

2 无侧壁六环轴向磁力轴承的温升

2.1 无侧壁六环冗余轴向磁力轴承结构设计

无侧壁六环冗余轴向磁力轴承结构设计时选择磁极面积相等的设计准则,最终设计出的单环定子的内环面积约为 405 mm²,外环面积约为 428 mm²,如图 6 所示.

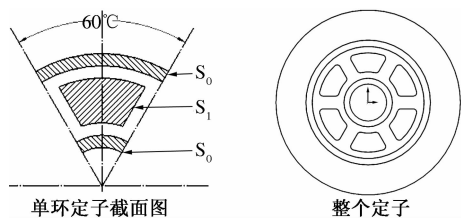


图 6 无侧壁六环冗余轴向磁力轴承定子结构图

Fig. 6 The stator structure of six-ring redundant axial magnetic bearing without side

与有侧壁六环结构相比,无侧壁六环结构的轴向磁力轴承的磁极面积并没有较大变化.有、无侧壁六环结构的轴向磁力轴承失效补偿后的承载力如表 3 所示.可以看出,无侧壁六环结构轴向磁力轴承承载力大于有侧壁六环结构的.

表 3 有、无侧壁六环轴向冗余磁力轴承失效补偿后承载力

Tab. 3 The capacity of two kinds of six-ring redundant axial magnetic bearing after compensating N

失效级数	有侧壁结构	无侧壁结构
0 级	89.9	91.04
2 级	108.2	112.42
3 级	89.4	92.13
4 级	89.9	92.87

2.2 无侧壁六环轴向冗余磁力轴承温度场分析

无侧壁六环结构在计算涡流损耗的时候,不存在转子的反复磁化引起的涡流损耗 P_{e2} ,所以,在计算时转子的涡流损耗 $P_e = P_{e1}$.铜损耗以及最后生热率的计算都与前文一样.当转速为 0 ~ 36 000 r/min,无侧壁六环结构的轴向磁力轴承的平均温度如图 7 所示.

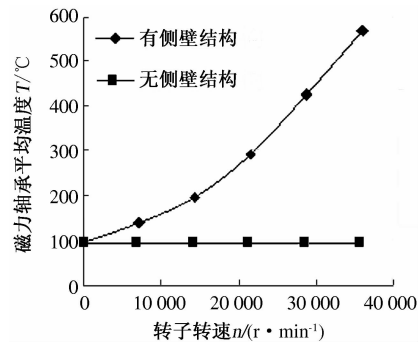


图 7 有、无侧壁的六环冗余轴向磁力轴承整体的平均温度

Fig. 7 The average temperature of two kinds of six-ring redundant axial magnetic bearing

由图 7 可见,无侧壁六环冗余轴向磁力轴承整体的平均温度不随转子转速升高而升高.

3 六环冗余轴向磁力轴承不同失效重构时温度场仿真

六环冗余轴向磁力轴承单个定子有 11 种线圈失效形式^[4]. 笔者对六环结构的轴向磁力轴承失效重构后的温度场进行计算. 图 8 是 3 种经典失效形式及正常工作的示意图. 表 4 是计算出的 3 种失效情况及正常工作下线圈的生热率.

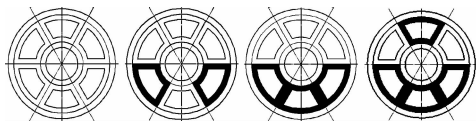


图 8 3 种失效形式及正常工作示意图
(黑色表示失效线圈)

Fig. 8 Schematic diagram of three failure and normal working modes

表 4 3 种失效情况及正常工作下的热源体积及生热率
Tab. 4 The heat source volumes and heat productions of three failure and normal working modes

失效级数	冗余补偿 电流	热源体积 V/mm ³	生热率 q/ (W · m ⁻³)
0	3	96 969. 6	63 215. 7
2	$3\sqrt{1.5}$	64 646. 4	94 823. 5
3	$3\sqrt{2}$	48 484. 8	126 431. 3
4	$3\sqrt{3}$	32 323. 2	189 647. 1

当转子转速为 7 200 r/min, 在不同失效重构及正常工作时, 轴向磁力轴承温度场见图 9.

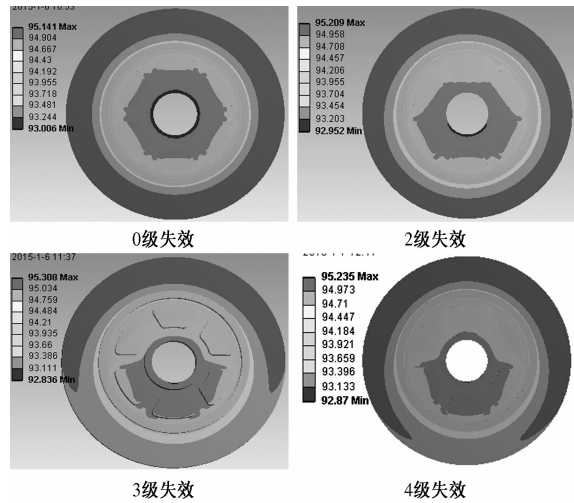


图 9 不同失效重构及正常工作时定子温度场
Fig. 9 The stator temperature filed of three failure and normal working modes

从图 9 可以看出: 不同失效重构之后, 轴向磁力轴承的整体温度变化不大, 最高温度都没有超过 100 ℃. 随着轴向磁力轴承失效级数的增加, 线

圈腔的温度场呈现一定程度分布不均匀的现象, 但温度差并没有超过 1 ℃.

以上两点可以说明: 不同失效重构方案对轴向磁力轴承的温度变化影响很小.

4 结论

(1) 给出了六环冗余轴向磁力轴承的温度场的计算方法. 研究结果表明: 六环冗余轴向磁力轴承的结构形式对转子的温升影响较大, 磁路设计时应该避免导致转子旋转时的反复磁化.

(2) 失效重构对六环冗余轴向磁力轴承的温升影响较小, 只是温度场分布较失效前略不均匀, 但温度差并没有超过 1 ℃, 因此可以忽略其影响.

(3) 六环冗余轴向磁力轴承的结构较原有的两环冗余轴向磁力轴承具有更高的可靠性、力学特性以及较好的热特性.

参考文献:

[1] 吴华春, 胡业发. 磁悬浮磨削主轴热态特性[J]. 机械工程学报, 2010, 46(20): 29-33.

[2] 李新生, 杨作兴, 赵雷, 等. 轴向电磁轴承发热问题研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2002, 42(8): 1015-1019.

[3] 张姝娜, 房建成, 韩邦成, 等. 磁悬浮飞轮转子组件温度场分析与研究[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 5(1): 67-71.

[4] 黄龙飞. 多环轴向磁力轴承冗余设计研究[D]. 武汉: 武汉理工大学机电工程学院, 2014.

[5] SCHWEITZER G, MASLEN E H. Magnetic bearing: theory, design, and application to rotating machinery [M]. Beijing: Springer, 2012.

[6] 辛璐. 磁悬浮支承的温度场理论分析与实验验证[D]. 武汉: 武汉理工大学机电工程学院, 2011.

[7] 陈秉乾, 王稼军. 电磁学[M]. 北京: 北京大学出版社, 2012.

[8] MEEKER D C, FILATOV A V, MASLEN E H. Effect of magnetic hysteresis on rotational losses in heteropolar magnetic bearings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(5): 102-108.

[9] 杨世铭, 陶文铨. 传热学[M]. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2006.

[10] RIKUP, ANNEN, MARKOR, et al. Transient thermal model for radial active magnetic bearing [C]//The 10th International Symposium on Magnetic Bearings, August, 2006. Martigny: EPFL Lausanne, 2006: 416-421.

两挡纯电动汽车动力传动系统参数设计与仿真

龚贤武^{1,2}, 唐自强², 吴德军¹, 马建²

(1. 长安大学 电子与控制工程学院, 陕西 西安 710064; 2. 长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘 要: 提出将一款固定速比传动的纯电动汽车改为两挡传动的方案, 分析了满足整车性能指标要求的动力传动系统部件主要参数的匹配方法. 为了验证参数匹配的合理性, 分别制定了动力性换挡规律和经济性换挡规律, 通过 Matlab/Simulink 建立的整车性能仿真平台, 对不同换挡规律下的整车动力性和续驶里程进行了仿真. 仿真结果表明, 动力系统参数匹配合理, 满足整车动力性和续驶里程要求; 其中经济性换挡规律下的 NEDC 工况续驶里程比动力性换挡规律下高 0.14%; 动力性换挡规律下百公里加速时间比经济性换挡规律下缩短了 6.02%.

关键词: 纯电动汽车; 参数匹配; 换挡规律; 经济性; 动力性

中图分类号: U469.72 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.009

0 引言

纯电动汽车动力传动系统部件参数的合理设计是提高纯电动汽车续驶里程的有效手段之一. 目前小型纯电动汽车动力传动系统中多采用固定速比的减速器, 这种传动方式结构简单、制造成本较低^[1], 但电机效率低. 多档减速器可以通过控制速比使电机工作于高效区域^[2]. 由于驱动电机的全负荷特性曲线与汽车驱动理想特性场的轮廓相近, 因此实际减速器的挡位数设置一般不应超过 3 个挡位, 这样不仅可以降低对驱动电机性能的要求, 而且避免了减速装置体积和质量过大.

目前, 关于两挡纯电动汽车动力传动系统参数匹配研究以及两挡 AMT 变速器不同换挡规律下的整车性能分析较少. 文献[1]对两挡电动汽车动力传动系统部件参数进行了匹配, 并针对两挡自动变速器设计了经济性换挡规律, 与固定速比下整车经济性的差异进行了对比分析. 文献[3]分析了动力性换挡规律对纯电动汽车动力性的影响. 文献[4]中对纯电动汽车 AMT 变速器的两种换挡规律下经济性差异进行了分析.

笔者提出了将一款固定速比传动的纯电动汽车改为两挡传动的方案, 分析了满足整车性能指

标要求的动力传动系统部件主要参数的匹配方法; 并且根据目前常见的两种驾驶需求分别制定了 AMT 变速器的动力性换挡规律及经济性换挡规律; 在 Matlab/Simulink 建立的整车性能仿真平台上, 验证了参数匹配的合理性, 同时对比分析了两种换挡规律下整车动力性以及 NEDC 工况下的整车能耗及续驶里程.

1 整车基本参数及性能指标

某单速比微型纯电动汽车基本参数及主要性能指标见表 1.

表 1 整车基本参数及性能指标

参数名称	参数值
整车装备质量 + 附加质量 ^[4] m/kg	1 324
汽车风阻系数 C_d	0.335
汽车迎风面积 A/m^2	2.1
汽车最高车速 $u_{\text{amax}}/(\text{km} \cdot \text{h}^{-1})$	130
百公里加速时间 t/s	< 15
最大爬坡度 i_{max}	30%
爬坡测试速度 $u_i/(\text{km} \cdot \text{h}^{-1})$	20
60 km/h 匀速续驶里程 S/km	> 120
滚动阻力系数 f	0.01
车轮半径 R/m	0.282

收稿日期:2015-02-02; 修订日期:2015-03-28

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2012AA111106); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(2013G3322009, 2014G1321040).

作者简介: 龚贤武(1978-), 男, 福建邵武人, 长安大学副教授, 博士, 主要从事现代电动汽车及汽车电子技术方面的研究, E-mail: xwgong@chd.edu.cn

2 动力系统部件参数匹配

2.1 电机主要参数匹配

在电机主要参数匹配的过程中,需要匹配的参数主要有峰值功率、额定功率、峰值扭矩、额定转矩、额定转速和最高转速.

2.1.1 电机峰值功率以及峰值扭矩的选取

电机峰值功率需要依据整车性能指标如最高车速、低速最大爬坡度、百公里加速时间来匹配.在水平路面高速行驶时,驱动电机输出的最大功率为

$$P_{e1} \geq \frac{1}{\eta_T} (\frac{mgf}{3\ 600} u_{amax} + \frac{C_d A}{76\ 140} u_{amax}^3). \quad (1)$$

式中: P_{e1} 为最高车速下的电机需求功率; η_T 为传动效率,值为0.96; g 为重力加速度,值为9.8 m/s².由式(1),解得 P_{e1} 约为21.2 kW.

车辆以稳定车速爬坡时,驱动电机输出的最大功率为

$$P_{e2} \geq \frac{1}{\eta_T} (\frac{mgf \cos \alpha_{max}}{3\ 600} u_i + \frac{mgsin \alpha_{max}}{3\ 600} u_i + \frac{C_d A}{76\ 140} u_i^3). \quad (2)$$

$$\alpha_{max} = \tan^{-1}(i_{max}). \quad (3)$$

式中: P_{e2} 为稳定车速爬坡时的电机需求功率; α_{max} 为最大坡道角,值为16.7°.由式(2)解得 P_{e2} 约为38.3 kW.

百公里加速时间要求下电机峰值功率的确定:根据电机的外特性,车辆加速过程可分为恒转矩区域和恒功率区域,同时两挡变速器还存在着换挡过程,为了简化计算,直接使用二挡速比作为整个加速过程中的速比,所以车辆百公里加速时间与电机的峰值功率之间的关系可表示为

$$t = \int_0^{v_b} \frac{mdv}{\frac{P_{e3} \eta_T}{v_b} - (mgf + \frac{C_d A v^2}{21.15})} + \int_{v_b}^{v_f} \frac{mdv}{\frac{P_{e3} \eta_T}{v} - (mgf + \frac{C_d A v^2}{21.15})}. \quad (4)$$

$$v_b = 0.377 \frac{R n_{nom}}{i_2}. \quad (5)$$

式中: P_{e3} 为满足加速能力要求下的电机峰值功率; v_f 为百公里加速末时刻车速,值为100 km/h; n_{nom} 为电机的额定转速,值为3 000 r/min; i_2 为二挡总传动比; v_b 为二挡总传动比下电机额定转速对应的车速值,km/h.

10%的车轮滑移率下,车辆达到最高行驶车速时,可选传动系统二挡总传动比为

$$i_2 = 0.377 \frac{0.9 R n_{max}}{u_{amax}}. \quad (6)$$

式中: n_{max} 为电机最高转速,值为10 000 r/min.考察现有电机产品技术参数,选择电机最高转速为10 000 r/min.

由式(6)得二挡总速比 i_2 约为7.36;联立式(4)~(6),解得 P_{e3} 为52 kW.

电机峰值功率需要同时满足以上3种动力性能指标的要求,所以电机峰值功率 P_{max} 取52 kW.

电机的峰值扭矩 T_{max} 为

$$T_{max} = 9\ 550 \frac{P_{max}}{n_{nom}}. \quad (7)$$

由式(7)解得电机峰值扭矩为166 N·m.

2.1.2 电机额定功率以及额定转矩选取

电机额定功率需根据最高稳定车速行驶时的功率需求选取,因此额定功率 P_e 为

$$P_e = \frac{1}{\eta_T} (\frac{mgf}{3\ 600} u_{amax} + \frac{C_d A}{76\ 140} u_{amax}^3). \quad (8)$$

由式(8)解得额定功率 P_e 约为21.2 kW.

额定转矩 T_e 为

$$T_e = 9\ 550 \frac{P_e}{n_{nom}}. \quad (9)$$

由式(9)解得额定转矩 T_e 约为67.5 N·m.

依据以上分析,电机匹配的主要参数见表2.

表2 电机主要参数

Tab.2 The main parameters of motor

参数名称	参数值	参数名称	参数值
峰值功率/kW	52	额定转矩/(N·m)	67.5
额定功率/kW	21.2	额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
峰值扭矩/(N·m)	166	最高转速/(r·min ⁻¹)	10 000

2.2 电池主要参数匹配

在蓄电池参数匹配过程中,主要需考虑单体电池的类型、额定电压、容量以及单体电池的组数.结合电池的资源以及发展应用趋势,选择单体额定电压为3.2 V的磷酸铁锂电池,其标称容量为45 Ah.

2.2.1 依据电机峰值功率匹配电池组数

根据整车性能指标要求,电池的输出功率需满足电机峰值功率的要求.国家标准要求电动汽车加速性能、爬坡性能的动力性能试验需在蓄电池处于完全充电的50%~60%状态下进行,所以电池单体的组数 N_1 为

$$N_1 = (\frac{P_{max}}{\eta_b} + P_a) \frac{4R_{ess}}{U_{ess}^2}. \quad (10)$$

式中: η_b 为电池的放电效率,值为0.88; P_a 为车辆上其他附件的功率,值为4.5 kW; U_{ess} 为SOC达到50%时单体电池电压,值为3.2 V; R_{ess} 为50% SOC时单体电池内阻,值为0.002 3 Ω .

由式(10)解得单体电池的组数为57组.

2.2.2 依据续驶里程要求匹配电池组数

根据纯电动汽车续驶里程要求:纯电动汽车60 km/h匀速行驶的续驶里程应达到120 km. 据此匹配电池的组数 N_2 为

$$N_2 = \frac{S}{U_b C_b v D_b} \cdot \frac{P}{\eta_1 \eta_2}. \quad (11)$$

式中: v 为纯电动汽车的行驶车速,值为60 km/h; P 为纯电动汽车60 km/h匀速行驶时的整车需求功率,值为5.73 kW; U_b 为单体电池的工作电压,值为3.2 V; C_b 为单体电池的容量,值为45 Ah; D_b 为电池放电深度,值为0.8; η_1 为电池化学能与车辆动能之间的转换效率,值为0.912; η_2 为车辆其他附属部件的能耗比例,值为0.95.

由式(11),解得单体电池的组数为115组. 为同时满足电机峰值功率需求以及纯电动汽车续驶里程要求,取单体电池的组数为115组. 根据以上分析,电池匹配的主要参数:电池类型为磷酸铁锂,额定电压3.2 V,标称容量45 A·h,电池组数为115.

2.3 减速器总传动比参数匹配

2.3.1 传动系统二挡总传动比选取

根据电机最高转速对应的最大输出转矩 T_m 产生的驱动力应大于最高行驶车速下的行驶阻力,可知二挡总传动比 i_2 下限为^[5]

$$i_2 \geq \frac{(mgf + \frac{C_d A u_{amax}^2}{21.15}) R}{\eta_T T_m}. \quad (12)$$

由式(12)解得 i_2 大于或等于0.96.

在10%的滑移率下,车辆应能够达到最高行驶车速设计要求,可知二挡总传动比 i_2 上限为

$$i_2 \leq 0.377 \frac{0.9 R n_{max}}{u_{amax}}. \quad (13)$$

由式(13)解得 i_2 小于或等于7.36.

根据能量效率最优的选择原则^[6],最终选择 i_2 为7.36,同时也验证了由式(6)匹配的二挡总传动比是符合要求的.

2.3.2 传动系统一挡总传动比选取

根据整车低速爬坡时车轮获得的驱动力不小于纯电动汽车所受到的行驶阻力,可知一挡总传动比 i_1 下限为

$$i_1 \geq \frac{(mgf \cos \alpha_{max} + mg \sin \alpha_{max} + \frac{C_d A u_i^2}{21.15}) R}{T_{max} \eta_T}. \quad (14)$$

由式(14)解得 i_1 大于或等于3.39.

根据一挡下最大驱动力不大于地面对驱动轮的最大附着力 F_{xmax} ,可知一挡总传动比 i_1 上限为

$$i_1 \leq \frac{F_{xmax} R}{T_{max} \eta_T}. \quad (15)$$

由式(14)解得 i_1 小于或等于14.21.

根据相邻挡位比值过大会造成换挡困难以及齿轮寿命降低,可知一挡总速比 i_1 上限为

$$i_1 \leq 1.8 i_2. \quad (16)$$

由式(16)解得 i_1 小于或等于13.248.

根据能量效率最优的选择原则^[6],选择 i_1 为13.23.

3 换挡规律

变速器换挡规律分为动力性换挡规律和经济性换挡规律. 本文中两种换挡规律均采用加速踏板开度和车速这两个参数作为换挡控制参数^[7].

3.1 经济性换挡规律制定

纯电动汽车经济性换挡规律的原则是使得电机工作点始终处于最高效率区域. 经济性换挡规律换挡规则如下^[7]:同一加速踏板开度下,取两挡效率曲线的交点作为换挡点;当电机效率曲线不相交时,取同一加速踏板开度下,一挡速比的最高行驶车速点作为换挡点;为了防止循环换挡,设置升档曲线与降档曲线之间间隔5 km/h. 建立经济性换挡规律换挡曲线如图1所示.

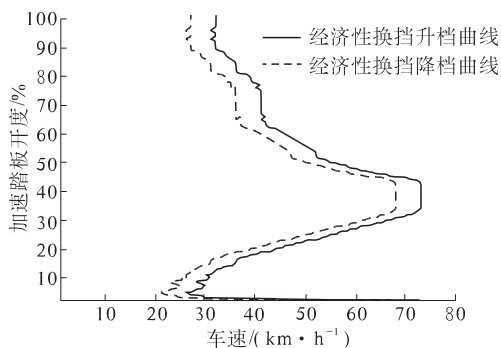


图1 经济性换挡曲线

Fig. 1 The curve of economic shift schedule

3.2 动力性换挡规律制定

动力性换挡规律的原则是使得车辆始终处于最佳加速性能状态. 动力性换挡规律规则如下^[7]:同一加速踏板开度下,取两挡驱动力曲线的交点处作为换挡点;为了防止循环换挡,设置升

档车速与降档车速之间间隔 5 km/h. 根据以上分析,建立动力性换挡规律换挡曲线如图 2 所示.

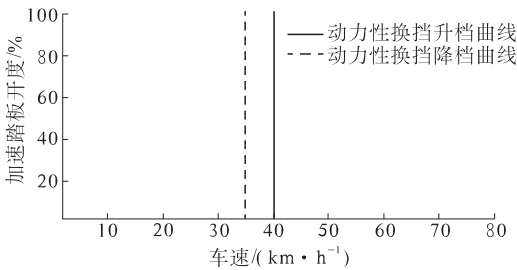


图 2 动力性换挡曲线
Fig. 2 The curve of dynamic shift schedule

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 下搭建了后向为主、前向为辅的整车动力学仿真平台^[8],如图 3 所示.

将经济性换挡与动力性换挡规律下的车速与 NEDC 工况进行对比,可以发现,两种换挡规律下的车速跟随情况良好.表 3 为不同换挡规律下的整车动力性及经济性仿真结果.由表 3 可见,两种换挡规律下均能满足整车性能设计要求,这表明动力传动系统部件参数匹配以及制定的换挡规律是合适的.

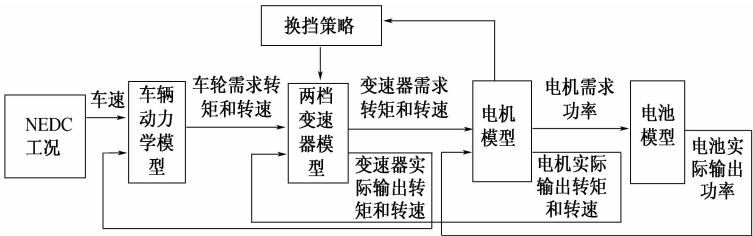


图 3 整车动力学仿真平台
Fig. 3 The vehicle performance simulation platform

表 3 仿真结果对比

项目	动力性	经济性
	换挡	换挡
百公里加速时间/s	13.75	14.63
最高车速/(km·h ⁻¹)	133	133
最大爬坡度	> 30%	> 30%
NEDC 工况能耗/kJ	4 923.58	4 916.93
NEDC 工况续驶里程/km	105.88	106.03
60 km/h 匀速续驶里程/km	128.62	128.62

在 NEDC 工况下,两种换挡规律下整车能耗情况如图 4 所示.经济性换挡规律下单循环工况能耗为 4 916.93 kJ,较动力性换挡规律下减少 0.14%.经济性换挡规律下 NEDC 工况续驶里程为 106.03 km,比动力性换挡规律下提高 0.14%.

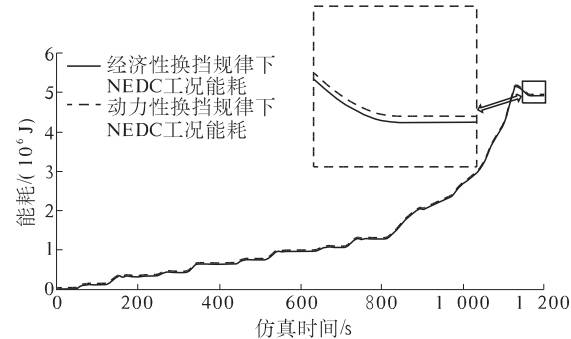


图 4 NEDC 工况下整车能耗
Fig. 4 The vehicle energy consumption under NEDC condition

图 5 为 NEDC 工况下两种换挡规律的换挡情况.可以看出,经济性规律下换挡次数多于动力性规律下的换挡次数,以使得电机工作点更多的处于高效率区域.

图 6 为两种换挡规律下百公里加速时间曲线.两种换挡规律下百公里加速时间都小于 15 s,其中动力性换挡规律下百公里加速时间为 13.75 s,比经济性换挡规律下缩短了 6.02%.

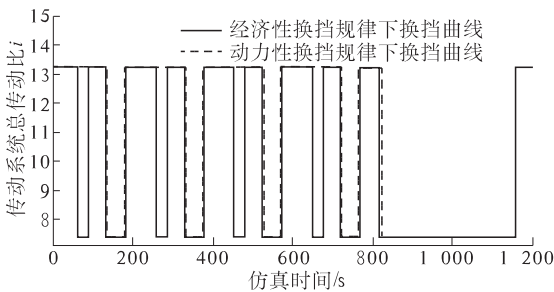


图 5 NEDC 工况下换挡情况
Fig. 5 The actual gear shift under NEDC condition

5 结论

(1)纯电动汽车选用两挡 AMT 变速器后,对整车动力传动系统部件的主要参数进行了匹配并制定了两种换挡规律,通过整车性能仿真结果验证了动力传动系统部件参数匹配以及换挡规律的有效性,这对两挡纯电动汽车动力传动系统参数设计及换挡规律的制定具有重要的理论意义.

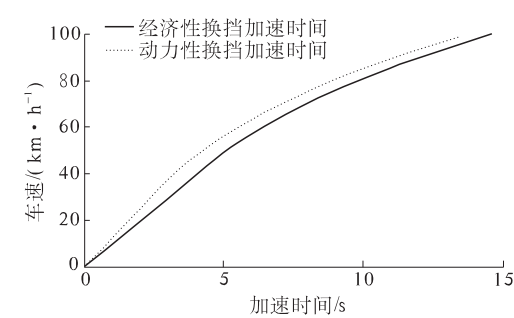


图 6 两种换挡规律下加速曲线

Fig. 6 The acceleration curve under two kinds of shift schedules

(2)NEDC 工况下,经济性换挡规律的换挡次数较动力性换挡次数多,以使得电机工作点更多地处于高效区;经济性换挡规律下纯电动汽车的续驶里程比动力性换挡规律下高 0.14%;动力性换挡规律下的百公里加速时间比经济性换挡规律缩短了 6.02%.

参考文献:

[1] 秦大同,周宝华,胡明辉.两挡电动汽车动力传动系统的参数设计[J].重庆大学学报,2011,34(1):1-6.

[2] EBERLEH B, HARTKOPF T. A high speed induction machine with two speed transmission as drive for electric vehicles [C]//International Symposium on Power Electrical Drives, Automation and Motion. Taormina: IEEE Press, 2006:249-254.

[3] 杨易,江清华,周兵,等.纯电动汽车最佳动力性换挡规律研究[J].汽车技术,2011(3):1-4.

[4] 刘拂晓,赵韩,江昊.纯电动汽车 AMT 换挡规律及仿真研究[J].合肥工业大学学报:自然科学版,2013,36(11):1281-1284.

[5] 中国汽车技术研究中心.GB/T 18385—2005.电动汽车动力性能试验方法[S].北京:中国标准出版社,2005.

[6] 黄康,罗时帅,王富雷.纯电动汽车动力系统传动比优化设计[J].中国机械工程,2011,25(5):625-629.

[7] 陈淑江,秦大同,胡明辉,等.兼顾动力性与经济性的纯电动汽车 AMT 综合换挡策略[J].中国机械工程,2013,24(19):2687-2692.

[8] 龚贤武,吴德军,高闯,等.混联型混合动力汽车建模及控制策略研究[J].郑州大学学报:工学版,2014,35(3):73-77.

Parameters Design and Simulation of Powertrain for Two-speed Pure Electric Vehicle

GONG Xian-wu^{1,2}, TANG Zi-qiang², WU De-jun¹, MA Jian²

(1. School of Electronic and Control Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China; 2. School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: A pure electric vehicle with a fixed speed ratio was changed into two gear transmission scheme. The matching method of main parameters for powertrain components was analyzed based on specifications of vehicle performance. In order to prove that the parameter matching is reasonable, the dynamic shift schedule and the economy shift schedule were formulated. Through the vehicle performance simulation platform which was established under Matlab/Simulink, the vehicle dynamic performance and the driving range under the different shift schedule were simulated. The simulation results show that the parameter matching is reasonable, and the power performance and the driving range can meet the design requirements. The driving range of the NEDC condition under economy shift schedule is 0.14% higher than under the dynamic shift schedule. The acceleration time in 100km under the dynamic shift schedule decreased by 6.02% than under the economy shift schedule.

Key words: pure electric vehicle; parameter matching; shift schedule; economic performance; dynamic performance

文章编号:1671-6833(2015)03-0044-05

基于 LMD 和样本熵的齿轮故障特征提取方法研究

王洪明, 郝旺身, 韩捷, 董辛旻, 郝伟, 欧阳贺龙

(郑州大学 机械工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 针对齿轮故障信号的非线性、非平稳特征, 采用局部均值分解(LMD)结合样本熵的方法提取故障特征. 采用滑动平均法构造均值函数与包络函数, 将原始信号分解得到一系列的 PF 分量, 通过剔除无意义的 PF 分量, 筛选出反映真实状态信息的分量, 然后计算筛选出的 PF 分量的样本熵. 不同故障信号的 PF 分量的样本熵的大小不一, 规律可寻, 据此可以将样本熵的值作为元素构造故障特征向量. 通过实验模拟齿轮正常、齿根裂纹、断齿和缺齿这 4 种状态, 比较 LMD-近似熵与 LMD-样本熵的分类效果, 实验模拟表明: LMD-样本熵比 LMD-近似熵有更好的区分效果.

关键词: 非线性; LMD; 样本熵; 故障特征; 齿轮

中图分类号: TH133

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.010

0 引言

齿轮在发生故障时引起结构的改变, 其本身也具有非线性因素, 信号在齿轮箱壳体间传递过程中又发生干扰与衰减, 导致传感器最终采集的振动信息往往表现明显的非平稳与非线性特征, 用传统的线性信号处理方法处理这类信号易增大误判率. 1991 年 Pincus^[1] 引入近似熵(ApEn)算法用来表示系统的复杂度, 但是用近似熵计算的结果稳定性较差. 2000 年 Joshua S. Richman^[2] 在近似熵的基础上提出了一种新的算法用来表示系统的复杂度——样本熵(SampEn), 并证明了样本熵相较于近似熵的统计精度有所增加, 且样本熵降低了数据长度对计算结果的影响. 2005 年 Jonathan S. Smith^[3] 提出了一种新的自适应信号分解方法——局部均值分解(LMD), 其类似于经验模态分解(EMD), 但是, EMD 存在明显的模态混叠与端点效应, LMD 改善了 EMD 的不足, 特别适合用于具有多分量信息的非平稳信号的处理. 国内外学者常将样本熵用于生物信号的处理, 将其引入故障诊断领域是近几年新兴的课题. 据此, 笔者提出一种基于局部均值分解与样本熵的齿轮故障特征提取方法, 该方法将 LMD 与 SampEn 结合起来, 通过监测齿轮不同状态下振动信号的 PF

分量样本熵的大小来区分各个状态.

1 LMD-样本熵方法

1.1 局部均值分解理论

原始信号为 $x(t)$, 其具体分解过程如下:

Step1. 将原始信号 $x(t)$ 的局部极值点 n_i 全部找出, 求出两两相邻的局部极值点 n_i 和 n_{i+1} 的平均值 m_i , 再用折线连接所有求得的平均值 m_i , 构造初始均值函数^[4], 采用滑动平均法对初始均值函数进行平滑处理^[5], 得到一个局部平均值函数 $m_{11}(t)$.

Step2. 用找出的局部极值点 n_i , 求得包络估计值 a_i 为

$$a_i = \frac{|n_i - n_{i+1}|}{2}. \quad (1)$$

用 Step1 中的相同手段处理包络估计值 a_i , 得估计函数 $a_{11}(t)$.

Step3. 将局部平均值函数 $m_{11}(t)$ 从 $x(t)$ 分离出来, 即

$$h_{11}(t) = x(t) - m_{11}(t). \quad (2)$$

Step4. 对函数 $h_{11}(t)$ 进行解调, 即

$$s_{11}(t) = \frac{h_{11}(t)}{a_{11}(t)}. \quad (3)$$

Step5. 由 Step3 和 Step4, 得

收稿日期: 2015-01-21; 修订日期: 2015-03-20

基金项目: 河南省教育厅科学技术研究重点项目(13A460673)

通信作者: 韩捷(1957-), 男, 河南安阳人, 郑州大学教授, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为设备故障机理及智能诊断技术, E-mail: hj_em@163.com.

$$\begin{cases} h_{11}(t) = x(t) - m_{11}(t); \\ h_{12}(t) = s_{11}(t) - m_{12}(t); \\ \vdots \\ h_{1n}(t) = s_{1(n-1)}(t) - m_{1n}(t). \end{cases} \quad (4)$$

终止条件为^[6]

$$\lim_{n \rightarrow \infty} a_{1n}(t) = 1. \quad (5)$$

Step6. 将上述在迭代运算的过程中产生的各个包络估计函数 $a_{1q}(t)$ 相乘,得到的结果即为包络信号 $a_1(t)$,也即瞬时幅值:

$$a_1(t) = a_{11}(t)a_{12}(t)\cdots a_{1n}(t) = \prod_{q=1}^n a_{1q}(t). \quad (6)$$

Step7. 将上述计算过程中求得的纯调频信号 $s_{1n}(t)$ 与包络信号 $a_1(t)$ 相乘,就得到信号 $x(t)$ 的第一个 PF 分量:

$$PF_1(t) = a_1(t)s_{1n}(t). \quad (7)$$

Step8. 将原始信号 $x(t)$ 的第一个 PF 分量 $PF_1(t)$ 从其本身分离出来,剩余部分作为一个新的信号 $u_1(t)$,再将 $u_1(t)$ 作为原始信号,重复 Step1 ~ Step7,循环 k 次,直到最后所得信号 u_k 单调时循环终止^[7],即

$$\begin{cases} u_1(t) = x(t) - PF_1(t); \\ u_2(t) = u_1(t) - PF_2(t); \\ \vdots \\ u_k(t) = u_{k-1}(t) - PF_k(t). \end{cases} \quad (8)$$

原始信号 $x(t)$ 经过 LMD 分解之后相当于 k 个被分离出来的 PF 分量和一个残余分量 u_k 之和^[8],即

$$x(t) = \sum_{p=1}^k PF_p(t) + u_k(t). \quad (9)$$

1.2 样本熵理论

假设 $\{x(n)\} = x(1), x(2), \dots, x(N)$ 是采集到的 N 点时域离散序列,其样本熵计算过程如下.

Step1. 重构一组 m 维的向量.

$$\mathbf{X}_m(1), \dots, \mathbf{X}_m(N-m+1), \quad (10)$$

其中,

$$\mathbf{X}_m(i) = \{x(i), x(i+1), \dots, x(i+m-1)\}, \quad 1 \leq i \leq N-m+1. \quad (11)$$

Step2. 定义向量 $\mathbf{X}_m(i)$ 和向量 $\mathbf{X}_m(j)$ 之间的距离 $d[\mathbf{X}_m(i), \mathbf{X}_m(j)]$ 为两组向量中位置一一对应元素的最大差值的绝对值^[9]. 即

$$d[\mathbf{X}_m(i), \mathbf{X}_m(j)] = \max_{k=0, \dots, m-1} (|x(i+k) - x(j+k)|). \quad (12)$$

Step3. 设定一个阈值 r , 统计 $d[\mathbf{X}_m(i), \mathbf{X}_m(j)]$ 小于和等于 r 的数量,并记为 B_i . 对于 $1 \leq$

$i \leq N-m+1$, 定义:

$$B_i^m(r) = \frac{1}{N-m-1} B_i, \quad (13)$$

则

$$B^m(r) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m+1} B_i^m(r). \quad (14)$$

Step4. 将向量增加到 $m+1$ 维,再统计 $\mathbf{X}_{m+1}(i)$ 与 $\mathbf{X}_{m+1}(j)$ 之间的距离小于和等于 r 的数量,记为 A_i . 定义^[10]:

$$A_i^m(r) = \frac{1}{N-m-1} A_i, \quad (15)$$

则

$$A^m(r) = \frac{1}{N-m} \sum_{i=1}^{N-m} A_i^m(r). \quad (16)$$

这样, $B^m(r)$ 即为两组向量的元素在容差 r 下能匹配 m 个点的概率;而 $A^m(r)$ 是能匹配 $m+1$ 个点的概率. 样本熵如下定义:

$$\text{SampEn}(m, r) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ -\ln \left[\frac{A^m(r)}{B^m(r)} \right] \right\}. \quad (17)$$

实际应用中 N 长度有限,通常取^[11]:

$$\text{SampEn}(m, r, N) = -\ln \left[\frac{A^m(r)}{B^m(r)} \right]. \quad (18)$$

显然 m, r 的大小直接关系到样本熵的结果. Pincus 指出,当 $m=1$ 或 $2, r=0.1\sigma \sim 0.25\sigma$ (σ 为 $x(i), i=0, 1, N$ 的标准差) 时,样本熵才具有统计意义. 据此选择 $m=2, r=0.2\sigma$.

为进一步理解样本熵的意义,对样本熵进行仿真,构造仿真信号如下:

$$f(t) = \begin{cases} 100\sin(2\pi t), & 0 \leq t \leq 0.25 \text{ 或 } 0.75 \leq t \leq 1; \\ 100\sin(40\pi t), & 0.25 \leq t \leq 0.5; \\ 100\sin(80\pi t), & 0.5 \leq t \leq 0.75. \end{cases}$$

采样频率 4 000 Hz, 采样时间 1 s, 即采样点数为 4 000. 选择样本熵嵌入维数 $m=2$, 阈值 $r=14$, 计算长度 $N=100$ 的子序列的样本熵,依次向后推移一个点,直至推移到第 3 900 个点. 即相当于将原始信号分解为 40 个子信号,得到 40 个样本熵值如图 1 所示.

对比仿真信号的频率变化可以看出:样本熵整体上发生了 3 次明显的改变,变化的时刻对应了仿真信号的 3 次频率突变,显然,样本熵的变化可以反映原始信号的频率变化. 据此可以将原始信号进行 LMD 分解,再将得到的各个 PF 分量分别作为样本熵的输入序列,计算不同状态下的振动信号经过 LMD 分解之后得到的 PF 分量的样本熵的大小.

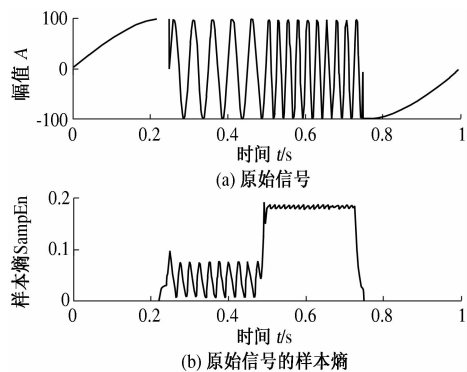


图 1 原始信号及其样本熵
Fig.1 Original signal and the sample entropy

2 LMD – 样本熵应用仿真

设原始信号为

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t).$$

式中: $x_1(t)$ 为调幅调频信号; $x_2(t)$ 为调频信号.

$$x_1(t) = (1 + \cos(8\pi t)) \cos(300\pi t + 3\cos(10\pi t));$$

$$x_2(t) = 2\sin(6\pi t) \sin(80\pi t).$$

采样频率 1 024 Hz, 采样时长 1 s, 仿真信号及其 LMD 分解如图 2 所示.

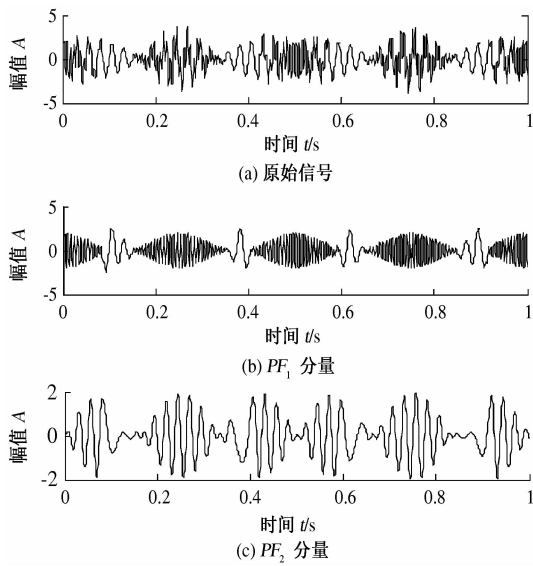


图 2 仿真信号的 LMD 分解

Fig.2 The LMD decomposition of simulation signal

计算 PF_1 与 PF_2 的样本熵分别为 0.725 6 与 0.385 5, 从图 2 也可以看出, PF_1 相对 PF_2 的复杂度更高, 故 PF_1 的样本熵大于 PF_2 的样本熵.

3 LMD-样本熵试验

试验采用美国 Spectra Quest 公司设计的可模拟风力涡轮机的动力传动故障诊断综合实验台 (WTDS), 该系统主要由一个 2 级行星轴承箱, 一个由滚动轴承或套筒轴承支撑的 2 级平行轴

承箱, 1 个轴承径向负载和 1 个可编程的磁力制动器组成. 关于传感器的具体布点可参照 WTDS 的说明书^[12]. 试验预先设置输入轴小齿轮的正常、齿根裂纹、断齿和缺齿 4 种状态, 电机转速 900, 1 800, 3 600 r/min, 采样频率 7 680 Hz, 采样点数 8 192.

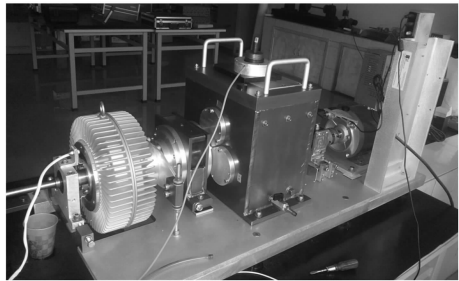


图 3 WTDS 试验台
Fig.3 WTDS test bench

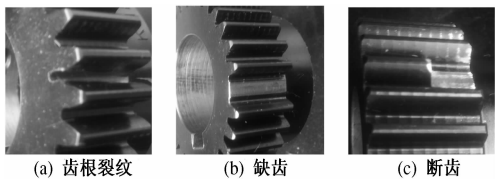


图 4 输入轴小齿轮 3 种故障
Fig.4 Three kinds of fault of input shaft gear

取嵌入维数 $m = 2$, 阈值 (容限) $r = 0.2\sigma$, 分别计算电机转速 900, 1 800, 3 600 r/min 时输入轴小齿轮的 4 种状态的 LMD-样本熵与 LMD-近似熵, 取前 5 个 PF 分量 (第 5 个分量以后已经没有意义). 3 种转速下每种状态均取 10 组数据, 4 种状态共 120 组数据. 篇幅所限, 只取 3 种转速下每种状态其中一组数据展示, 如表 1 所示.

图 5 是对 3 种转速下 4 种状态共 120 组数据各 PF 分量的样本熵和近似熵的平均值的统计结果. 从图 5 可以看出, 随着转速的升高, LMD-样本熵与 LMD-近似熵均有所增加, 这是因为随着转速的升高, 信号突变的速度更快, 复杂度明显增加. 对比 LMD-样本熵与 LMD-近似熵发现, 样本熵比近似熵拥有更好的区分能力, 与 Richman 的结论是一致的. 4 种状态的信号随着 LMD 分解层次的增加, PF 分量的复杂度迅速降低, 对应的样本熵快速下降. 考察不同状态下的 LMD-样本熵, 齿根裂纹与正常状态的样本熵差别较小, 这是因为齿根裂纹的故障特征最不明显, 周期性冲击较弱. 缺齿状态的 LMD-样本熵最小, 是因为缺齿导致原始信号出现明显的周期性冲击, 这些周期性冲击“湮没”了原始信号的随机成分, 信号的自相似性升高, 故样本熵明显减小.

表 1 齿轮各种状态下前 5 个 PF 分量的样本熵和近似熵
Tab. 1 The SampEn of the gear in different conditions

状态	转速/ ($r \cdot \min^{-1}$)	PF_1	PF'_1	PF_2	PF'_2	PF_3	PF'_3	PF_4	PF'_4	PF_5	PF'_5
正常	900	1.165 3	1.525 6	0.528 1	0.629 2	0.419 5	0.549 6	0.231 7	0.330 6	0.060 4	0.060 4
	1800	1.375 6	1.595 8	0.599 2	0.733 1	0.479 6	0.567 1	0.260 6	0.284 2	0.070 4	0.071 0
	3 600	1.592 2	1.674 1	0.709 1	0.811 0	0.511 8	0.617 7	0.268 8	0.113 8	0.068 4	0.070 2
齿根裂纹	900	1.253 7	1.532 8	0.600 9	0.700 7	0.467 1	0.606 9	0.269 7	0.368 8	0.073 3	0.073 1
	1 800	1.452 8	1.608 5	0.670 7	0.783 2	0.526 9	0.608 9	0.298 8	0.347 1	0.083 1	0.083 4
	3 600	1.650 2	1.668 0	0.716 5	0.830 6	0.555 2	0.570 2	0.305 4	0.323 0	0.075 0	0.081 0
断齿	900	1.014 4	1.313 5	0.496 1	0.603 1	0.386 0	0.503 0	0.167 8	0.265 1	0.053 1	0.056 5
	1 800	1.213 5	1.168 0	0.553 1	0.672 7	0.433 0	0.447 3	0.195 1	0.151 1	0.046 5	0.045 6
	3 600	1.218 0	1.308 7	0.658 2	0.736 8	0.476 7	0.431 8	0.182 4	0.204 9	0.067 9	0.069 3
缺齿	900	0.760 7	0.950 7	0.481 2	0.708 0	0.303 6	0.605 4	0.105 5	0.206 8	0.063 1	0.060 6
	1 800	0.950 7	1.661 1	0.500 8	0.747 8	0.355 4	0.555 7	0.136 8	0.198 8	0.070 6	0.077 3
	3 600	0.892 4	1.365 5	0.602 4	0.693 9	0.406 0	0.564 1	0.110 4	0.288 7	0.064 2	0.063 3

注: PF_1 、 PF_2 、 PF_3 、 PF_4 、 PF_5 为样本熵; PF'_1 、 PF'_2 、 PF'_3 、 PF'_4 、 PF'_5 为近似熵。

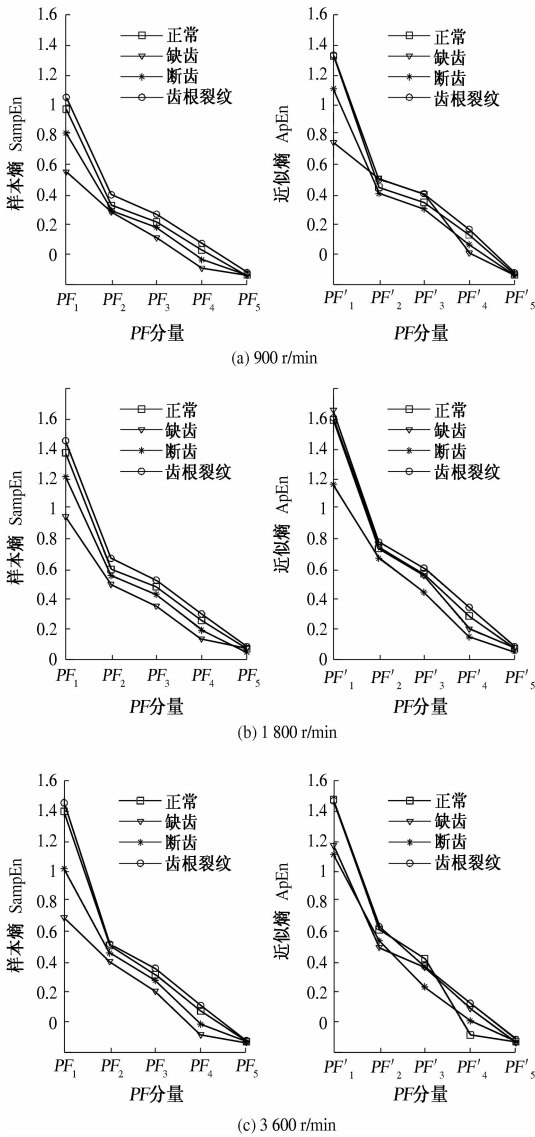


图 5 不同转速下 4 种状态的样本熵与近似熵

Fig. 5 Sample Entropy and approximate entropy of four states under different speeds

4 结论

(1) 样本熵算法作为一种对近似熵的改进算法,抗干扰能力比近似熵更强,能够更好表征信号的动力学突变,进而反映信号的复杂度,该算法通过结合齿轮不同故障的故障特征,比较 LMD-样本熵的大小来定性地区分出齿轮的故障类别。

(2) 将局部均值分解(LMD)与样本熵结合起来,原始信号经 LMD 分解后筛选分量的过程实际上也是一个降噪的过程,减小了噪声的随机性对样本熵大小的影响.通过对比多分量的样本熵,结论也更为可靠.与 LMD-近似熵的对比证明,LMD-样本熵拥有更好的区分能力,因此,采用 LMD-样本熵进行齿轮的故障特征提取是可行的。

参考文献:

[1] PINCUS S M. Approximate entropy as a measure of system complexity[J]. Proc Natl Acad Sci, 1991, 88 (6): 2297 – 2301.

[2] RICHMAN J S, MOORMAN J R. Physiological time series analysis using approximate entropy and sample entropy[J]. Am J Physio Heart Physio, 2000, 278 (3): 2039 – 2049.

[3] SMITH J S. The local mean decomposition and its application to EEG perception data[J]. Journal of the Royal Society Interface, 2005, 2(5): 444 – 450.

[4] 李志农,刘卫兵,肖尧先,等. 基于局域均值分解包络谱和 SVM 的滚动轴承故障诊断方法研究[J]. 机械设计与制造, 2011, 11(11): 170 – 172.

[5] 张淑清,孙国秀,李亮,等. 基于 LMD 近似熵和 FCM 聚类的机械故障诊断研究[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(3): 714 – 720.

- [6] 程军圣,史美丽,杨宇. 基于 LMD 与神经网络的滚动轴承故障诊断方法[J]. 振动与冲击,2010,29(8):141-144.
- [7] 程军圣,张亢,杨宇,等. 局部均值分解与经验模式分解的对比研究[J]. 振动与冲击,2009,28(5):13-16.
- [8] 赵冠宇. 基于 EMD 的结构时变模态参数识别研究[D]. 上海:同济大学土木工程学院,2009.
- [9] 苏文胜,王奉涛,朱泓,等. 基于小波包样本熵的滚动轴承故障特征提取[J]. 振动、测试与诊断,2011,31(2):162-166.
- [10] 刘慧,和卫星,陈晓平. 生物时间序列的近似熵和样本熵方法比较[J]. 仪器仪表学报,2004,25(4):806-807.
- [11] 赵志宏,杨绍普. 一种基于样本熵的轴承故障诊断方法[J]. 振动与冲击,2012,31(6):136-140.
- [12] 吴普特. 风力涡轮机动力传动故障诊断仿真器(WTDS)[EB/OL]. [2014-12-11]. <http://www.haopute.com/p-998.html>.

Research on Gear Fault Feature Extraction Based on LMD and Sample Entropy

WANG Hong-min, HAO Wang-shen, HAN Jie, DONG Xin-min, HAO Wei, OU YANG He-long

(Institute of Vibration Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: For the non-linear and the non-stationary characteristics of gear faults signal, this study adopts the local mean decomposition (LMD) combined with the sample entropy method to extract fault features. With the moving average method to construct the mean function and the envelope function, the original signal is decomposed into a series of components PF . Then by eliminating the meaningless components so that the components including real status information could be selected to calculate sample entropy. The sample entropy changed regularly with different fault signals' PF , and accordingly the sample entropy could be used as elements of fault feature vector. Through experiments simulated under gear normal, tooth root cracked, tooth broken and missing teeth conditions, then compared the classification results of LMD-approximate entropy with LMD-sample entropy, and eventually it is proved that the LMD-sample entropy is better than the LMD-approximate entropy in distinguishing these four typical conditions.

Key words: non-linear; LMD; sample entropy; fault feature; gear

文章编号:1671-6833(2015)03-0049-05

履带车辆转向工况综合传动系统换段品质试验

曹付义, 郭广林, 周志立, 张明柱

(河南科技大学 车辆与交通工程学院, 河南 洛阳 471003)

摘 要: 换段品质研究一直是车辆传动系统研究与开发的重要内容. 以由液压机械无级变速器和液压机械差速转向机构组成的履带车辆综合传动系统为研究对象, 通过对换段品质评价指标的理论分析, 结合农业履带车辆的工作特点, 提出了采用动载系数和换段时间作为换段品质试验的评价指标. 搭建了由 LR6105ZT10 型柴油发动机作为驱动系统、由 CW150 型电涡流测功机和自制电液比例控制盘式制动器作为负载模拟系统、由工控机作为主要测控系统的试验台, 建立了发动机及系统负载的计算模型, 采用转向负载系数表达车辆综合传动系统两侧负载的变化关系, 给出了发动机的控制方法及系统负载在试验台上的实现方法. 以 F4 段换入 F5 段为例, 对履带车辆转向工况综合传动系统换段品质进行了试验研究.

关键词: 履带车辆; 转向工况; 液压机械传动; 换段品质

中图分类号: S219.032.3 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.011

0 引言

全工况速比控制是履带车辆自动控制的重要组成部分. 履带车辆转向工况速比控制不但可避免发动机动力不足, 还可改变车辆转向半径, 使其顺利通过狭窄区域. 因此, 研究履带车辆转向工况速比控制具有重要理论意义和实用价值.

液压机械传动系统是一类由液压功率流和机械功率流复合传递动力的综合传动系统, 通过机械传动实现高效率大功率动力传递, 通过液压传动完成无级变速, 在大功率农业车辆、工程车辆及军用装甲车辆上表现出良好的应用前景^[1-4]. 液压机械传动系统速比控制是通过同时调节泵-马达系统排量比、行星排输入输出关系和有级变速机构的齿轮传动比来实现的, 有关研究主要集中在换段方法、离合器油压控制及结构参数等方面, 且大多采用仿真方法, 缺少试验验证^[5-9].

笔者以由液压机械无级变速器和液压机械差速转向机构组成的履带车辆综合传动系统为研究对象, 通过分析综合传动系统构成, 结合农业履带车辆的工作特点, 提出换段品质的评价指标. 通过搭建履带车辆综合传动系统试验台, 建立发动机及系统负载模型, 给出发动机控制、负载模拟及试

验测控方法, 对履带车辆转向工况综合传动系统换段品质进行试验研究.

1 系统构成

履带车辆综合传动系统联接方案如图 1 所示, 主要由液压机械无级变速器、液压转向闭式回路系统、反向机构和左右行星排等组成. 其中液压机械无级变速器的联接方案如图 2 所示^[9], 主要由分流机构、泵-马达系统、汇流行星排和有级变速机构等组成. 液压转向闭式回路系统是一个采用方向盘控制的液压先导式变量泵-定量马达系统, 反向机构的设置是由履带车辆转向原理决定, 为一级定轴齿轮传动机构, 传动比取为 1^[6].

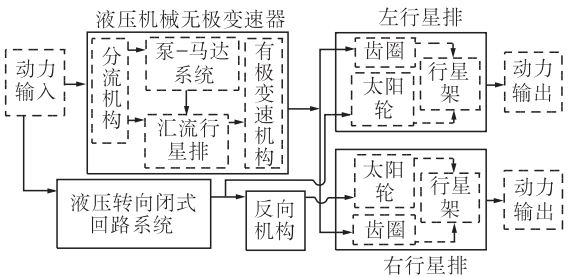


图 1 综合传动系统

Fig. 1 Integrated transmission system

收稿日期:2015-01-16;修订日期:2015-03-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51375145)

作者简介:曹付义(1969-),男,河南兰考人,河南科技大学副教授,博士,主要从事车辆动力学系统研究,E-mail:cfy0908@sina.com.

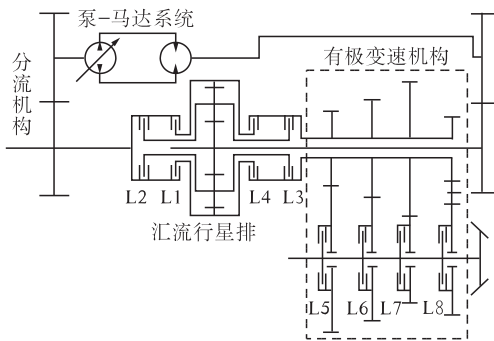


图2 液压机械无级变速器

Fig.2 Hydro-mechanical continuously variable transmission

2 换段品质的评价指标

换段品质是指在保证车辆动力性和可靠性的基础上能迅速、平稳换段的程度.常用评价指标有换段冲击、换段离合器滑磨功和换段时间等^[9].

(1)换段冲击.换段冲击的直观评价指标为冲击度和动载荷.汽车行业国内外都给出了冲击度的评价参考值,但目前农业履带车辆及工程车辆行业还未给出评价参考值.相比汽车,农业履带车辆大多在田间或恶劣地面上行驶,对驾乘人员的舒适性要求较低,换段过程对其纵向冲击度的影响可以忽略不计,采用变速器输出轴动载系数来计算换段冲击,定义为

$$K_M = M_{max} / M_s. \tag{1}$$

式中: M_{max} 为换段过程中变速器最大输出转矩, $N \cdot m$; M_s 为换段前变速器稳定输出转矩, $N \cdot m$.

采用动载系数作为换段冲击的评价指标,可避免对变速器输出动载荷试验值的二次微分运算(会产生畸变),有利于试验测定值的稳定.

动载系数控制在多大的范围内合适,目前尚缺乏理论依据,但本文主要研究换段过程中动载荷变化峰值出现的程度,采用动载系数作为相对评价指标具有实际应用价值.

(2)滑磨功.本研究的综合传动系统中采用湿式换段离合器,滑磨功导致的离合器温升可通过油液冷却,试验时滑磨功不作为换段品质的评价指标进行测定.

(3)换段时间.换段时间是指从前一个段位的稳定状态切换到新一个段位后所需的时间.非道路车辆的换段时间通常控制在1.0~1.6 s之间^[9].

笔者主要以动载系数和换段时间作为换段品质的评价指标进行试验测定和分析.

3 试验方案

3.1 试验台构成

履带车辆综合传动系统试验台基本构成如图3所示,主要由驱动系统(LR6105ZT10型发动机)、综合传动系统、负载模拟系统(电涡流测功机、盘式制动器)及试验测控系统等构成.

发动机采用LR6105ZT10型增压柴油发动机,其额定功率为95.6 kW,额定转速为2 300 r/min.

负载模拟系统采用CW150型电涡流测功机和自制电液比例控制盘式制动器. CW150型电涡流测功机的标定功率为150 kW,标定转矩为955 N·m;电液比例控制盘式制动器的最大制动转矩为680 N·m.

试验测控系统硬件主要由工控机(MIC-3318控制器、Intel Pentium处理器)、PCI-NI6115型数据采集卡、JCG系列转速转矩传感器、PCI-NI843x通讯卡、PCI-CAN总线卡等组成.试验测控系统软件基于分散控制集中管理模式,采用LabVIEW开发软件平台,主要包括I/O接口软件、仪器驱动程序、人机交互软面板、功能算法框图程序等.

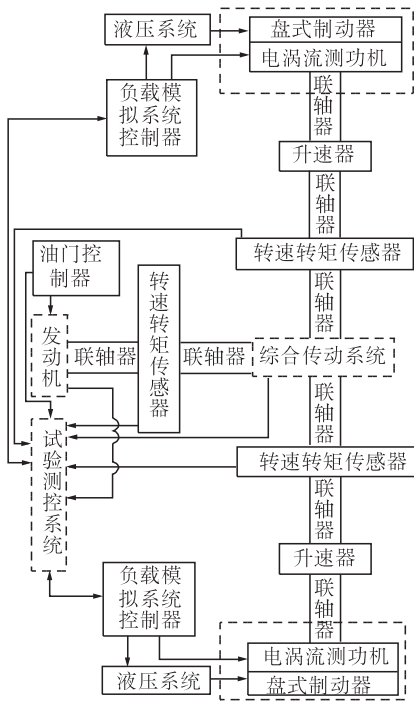


图3 综合传动系统试验台

Fig.3 Test bench of integrated transmission system

3.2 试验台测控

试验台测控主要包括发动机控制、负载及其在试验台上实现、试验参数的实时设定及测量等.

3.2.1 发动机模型及控制

(1) LR6105ZT10 型柴油发动机调速特性模型为^[10]

$$M_e = 490 + 480 \sin \left(\frac{\pi}{2} \left| 1 + \frac{n_e - 1\,500}{800} \right| \right) - \frac{4.5 \times 2\,300}{\chi(n_{e_{\max}} - n_e)}; \quad (2)$$

$$n_{e_{\max}} = 800 + 1\,680\chi. \quad (3)$$

式中: M_e 为发动机转矩, $N \cdot m$; n_e 为发动机转速, r/min ; $n_{e_{\max}}$ 为发动机最高空载转速, r/min ; χ 为发动机油门开度。

发动机动力学模型为

$$J_e \dot{\omega}_e = M_e - M_l; \quad (4)$$

$$\omega_e = \frac{\pi n_e}{30}. \quad (5)$$

式中: J_e 为换算到发动机输出轴上的等效转动惯量, $kg \cdot m^2$; $\dot{\omega}_e$ 为发动机角加速度, rad/s^2 ; M_l 为作用在发动机输出轴上的负载转矩, $N \cdot m$ 。

(2) 根据发动机模型可计算出期望转速控制信号。采用混合式步进电动机 HN200-3426 及其驱动器 IM483 对发动机进行控制, 控制方法采用神经网络优化 PID 控制。原理如图 4 所示, 根据设定的发动机转速及实时采集的发动机转矩计算出油门开度值。

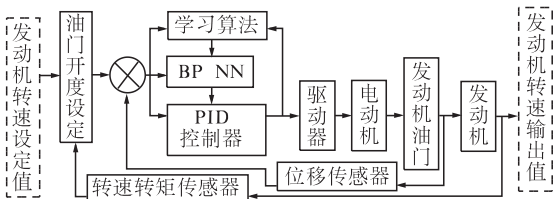


图 4 发动机控制原理

Fig. 4 Control principle of engine

3.2.2 负载计算及模拟

车辆直驶工况变速器换挡品质试验负载计算及实现方法已有文献[9]论述。车辆转向工况动力传动系统两侧负载的变化关系较为复杂, 目前尚未见到确定的计算关系式。笔者采用转向负载系数表达车辆转向工况动力传动系统两侧负载的变化关系。

(1) 负载计算。在车辆直驶过程中转向时, 综合传动系统左、右侧负载存在着一定差值, 大小与所装车辆的结构参数、使用条件及系统左、右侧输出角速度大小有关, 经过一定换算可得综合传动系统的负载模型为

$$M_{kl} = M_d \left(1 + \frac{w}{\beta + \psi} \left| \frac{\omega_{kl} + \omega_{kr}}{\omega_{kl} - \omega_{kr}} \right| \right); \quad (6)$$

$$M_{kr} = M_d \left(1 - \frac{w}{\beta + \psi} \left| \frac{\omega_{kl} + \omega_{kr}}{\omega_{kl} - \omega_{kr}} \right| \right). \quad (7)$$

式中: M_{kl} 、 M_{kr} 为综合传动系统左、右侧负载转矩, $N \cdot m$; M_d 为车辆直驶工况综合传动系统负载转矩, $N \cdot m$; w 为转向负载系数, 根据研究对象的参数和使用条件, 其变化范围为 $w = 0.1 \sim 0.25$ ^[9]; ω_{kl} 、 ω_{kr} 为系统左、右侧输出角速度, rad/s ; β 、 ψ 为常数。

(2) 负载模拟。负载模拟由电涡流测功机和盘式制动器完成, 电涡流测功机实现高速下负载模拟, 盘式制动器完成低速下负载模拟。采用基于遗传算法的动态矩阵控制参数整定方法^[11]对电涡流测功机进行控制, 其原理如图 5 所示。

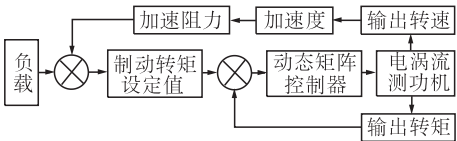


图 5 电涡流测功机控制原理

Fig. 5 Control principle of eddy current dynamometer

盘式制动器的控制原理如图 6 所示。根据所需的制动转矩, 计算出信号电压, 通过电压设定值与反馈电压调节控制电压, 为试验提供合适制动转矩。

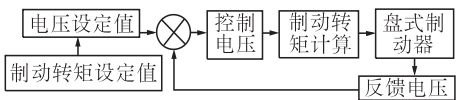


图 6 盘式制动器控制原理

Fig. 6 Control principle of disk brake

3.2.3 试验测控过程分析

试验测控系统主要完成对试验台上众多传感器输出信号的转换与处理、发动机和负载模拟系统的控制、试验台工作状态和试验过程的监视与控制等。工控机实现人机交互, 对试验条件进行设定、对各子系统进行管理、信号采集与数据处理等。在发动机起动时, 工控机同时控制发动机油门控制器与起动机, 起动发动机; 发动机正常工作时由油门控制器根据工控机的指令控制发动机的工作。离合器油压、流量等物理量经多功能数据采集卡输入工控机, 转速转矩传感器输出信号经转换后由等精度测速计数单元通过 USB 通讯输入工控机。负载模拟系统控制器根据工控机设定的负载, 模拟车辆行驶阻力, 同时将负载模拟系统的信息通过串口与工控机通信。综合传动系统的工作状态信号通过 CAN 总线实现与工控机的信息交互。

4 试验及结果分析

转向工况综合传动系统换段品质影响因素多,限于篇幅,仅研究液压转向闭式回路系统排量比 ε 和转向负载系数 w 对其换段品质的影响。

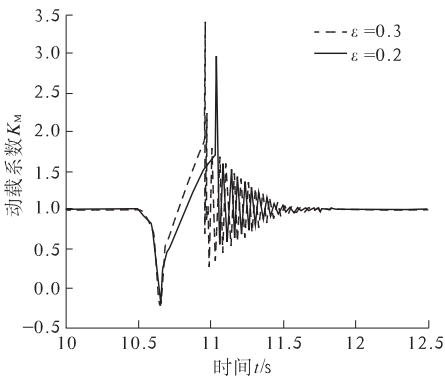
4.1 工况设定

以 F4 段换入 F5 段为例进行试验,由图 2 知, F4 段换入 F5 段涉及 3 组离合器(L1 和 L2、L3 和 L4、L6 和 L7)。试验过程中发动机油门开度为 100%,使用测功机恒转矩模式对综合传动系统输出轴加载,换段离合器主油路压力为 1.5 MPa,直驶阻力设定为 1 kN,换段开始时间为 10 s,离合器 L2、L4 和 L6 同时泄油, L1、L3 和 L7 同时充油。

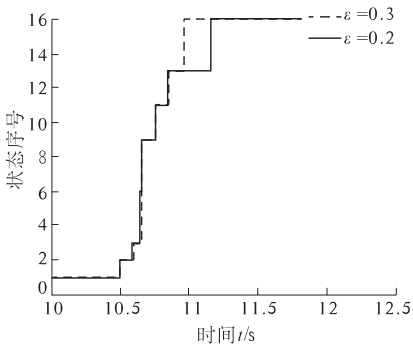
4.2 液压转向闭式回路系统排量比的影响

通过工控机设定转向负载系数 $w=0.1$,液压转向闭式回路系统对综合传动系统换段品质的影响结果如图 7 所示。

由图 7(a)可以看出, $\varepsilon=0.3$ 时, $K_M=3.5$; $\varepsilon=0.2$ 时, $K_M=3.0$ 。说明系统排量比越大,动载系数越大,换段冲击越大。原因在于:由液压机械差速转向原理知,当系统排量比增大时,综合传动系统中转向路功率增大,直驶路功率减小,换段离合器接通时的压力增长率减小,增大了换段冲击。



(a) 动载系数



(b) 离合器状态序号及换段时间

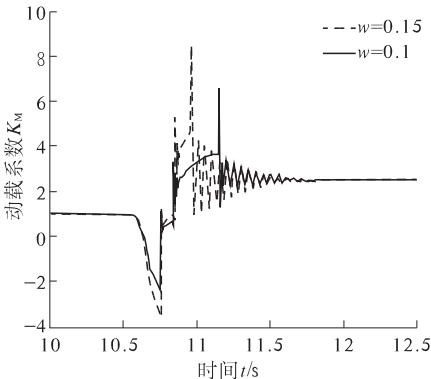
图 7 液压转向闭式回路系统排量比对换段品质的影响

Fig.7 Influence of displacement ratio of hydraulic turning close loop system on shifting quality

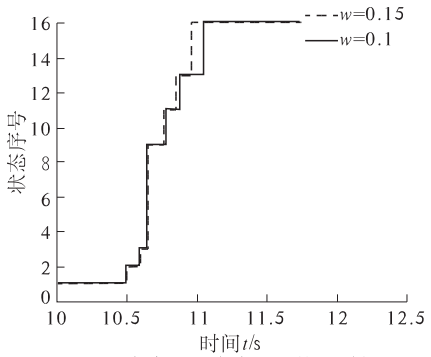
换段时每一组离合器都有切换前、转矩相、惯性相和切换后 4 种状态, F4 段换入 F5 段的过程中离合器存在 16 种可能状态. 图 7(b) 是离合器状态序号变化及换段时间的试验结果. 可以看出, F4 段换入 F5 段的状态改变顺序为 1-2-3-6-9-11-13-16. $\varepsilon=0.3$ 时, $t=0.9$; $\varepsilon=0.2$ 时, $t=1.15$, 说明系统排量比越大,换段时间越短。

4.3 转向负载的影响

设定液压闭式回路系统排量比 $\varepsilon=0.2$,转向负载系数对综合传动系统换段品质的影响如图 8 示。



(a) 动载系数



(b) 离合器状态序号及换段时间

图 8 转向负载对换段品质的影响

Fig.8 Influence of turning load on shifting quality

由图 8(a)可以看出, $w=0.15$ 时, $K_M=8.3$; $w=0.1$ 时, $K_M=6.3$,说明转向负载系数越大,动载系数越大,换段冲击越大。原因在于:当转向负载系数增大时,综合传动系统两侧负载差值增大,对变速器负载的扰动增大,增大了换段冲击。

由图 8(b)知,当转向负载系数为 0.15 时,换段约在 10.9 s 完成;当转向负载系数为 0.1 时,换段约在 11.1 s 完成,说明转向负载系数越大,换段时间越短。

5 结论

(1)在分析综合传动系统构成及其换段品质评价指标的基础上,设计了综合传动系统试验台。

通过对试验台硬件选择、控制模型建立及试验测控过程分析,表明该试验台可用于履带车辆转向工况综合传动系统换挡品质试验。

(2)试验结果表明,液压转向闭式回路系统排量比越大,换挡冲击越大,换挡时间越短;转向负载系数越大,换挡冲击越大,换挡时间越短。

参考文献:

- [1] LEE H D, DOWSON D. Coordinated control of a mechanical hybrid driveline with a continuously variable transmission[J]. JSAE Review, 2012, 30(10):453-461.
- [2] 张炳力,季明微,张友皇. 自动变速器车辆换挡品质研究[J]. 中国公路学报,2012,25(3):141-146.
- [3] 孙贤安,吴光强. 双离合器式自动变速器车辆换挡品质评价系统[J]. 机械工程学报,2011,47(8):146-151.
- [4] 戴振坤,刘艳芳,徐向阳,等. 液力自动变速器传动系统建模与换挡特性仿真[J]. 北京航空航天大学学报,2012,38(8):1027-1031.
- [5] 王光明,朱思洪,史立新,等. 拖拉机液压机械无级变速箱换挡控制优化与试验[J]. 农业工程学报,2013,29(18):51-59.
- [6] 曹付义,周志立,徐立友. 履带车辆液压机械差速转向系统参数优化[J]. 农业工程学报,2013,29(18):60-66.
- [7] 魏超,苑士华,胡纪滨,等. 等差式液压机械无级变速器的速比控制理论与试验研究[J]. 机械工程学报,2011,47(16):101-105.
- [8] 徐立友,周志立,彭巧励,等. 多段式液压机械无级变速器方案设计与特性分析[J]. 中国机械工程,2012,23(21):2641-2644.
- [9] 张迎军. 拖拉机液压机械无级变速传动系统控制策略研究[D]. 武汉:武汉理工大学汽车工程学院,2007.
- [10] 张明柱,周志立,徐立友,等. 柴油发动机调速特性时连续性数学模型研究[J]. 农业工程学报,2004,20(3):74-77.
- [11] 诸静. 智能预测控制及其应用[M]. 杭州:浙江大学出版社,2002:135-176.

Experiment of Shift Quality for Integrated Transmission System of Tracked Vehicle in Turning Conditions

CAO Fu-yi, GUO Guang-lin, ZHOU Zhi-li, ZHANG Ming-zhu

(Vehicle & Communication Engineering College, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China)

Abstract: The shift quality is always the important research and development content of variable transmission system for vehicle. With the research object being integrated transmission system of tracked vehicle composed of hydro-mechanical continuously variable transmission and hydro-mechanic differential turning mechanism, after an analysis of the evaluating indicators of shift quality, and in consideration of the working characteristic of farm tracked vehicle, it is put forward that the dynamic load coefficient and shift time are as the evaluating indicators of shift quality test. The test bench is made up of driving system, measured system, load simulation system and observing and controlling system etc. The LR6105ZT10 diesel engine acts as driving system. The CW150 electric eddy current dynamometer electro-hydraulic proportional control disc brake act as the load simulation system. The observing and controlling system is mainly made up of industrial control computers. The calculation models of engine and load of integrated transmission system are established. The turning load coefficient is adopted to express the two side load change relationship of integrated transmission system of tracked vehicle. The controlling method of engine and realizing method of load on test bench are given. As the example for F4 switching F5, the test research of shift process of tracked vehicle based on integrated transmission in turning conditions was carried out.

Key words: tracked vehicle; turning conditions; hydro-mechanic transmission; shift quality

文章编号:1671-6833(2015)03-0054-05

基于 PolyMAX 的汽车驾驶室系统试验模态分析

曾发林¹, 阮 洋², 李建康¹

(1. 江苏大学 汽车工程研究院, 江苏 镇江 212013; 2. 江苏大学 汽车与交通工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 汽车驾驶室系统的怠速振动是整车 NVH 性能的重要组成部分. 为了满足 NVH 性能要求, 考察模拟实际约束的荣威 950 型汽车驾驶室系统(空调系统总成、脚踏板总成、转向柱总成、仪表台总成、中控台总成、电器线束系统)的动态特性, 采用随机白噪声激励、周期性扫频激励和脉冲激励(锤击)对驾驶室系统及子结构进行模态分析, 通过 PolyMAX 算法获得了前 3 阶固有频率、阻尼和振型, 对比分析其模态参数可知, 随机白噪声激励效果最好, 并改进其子结构的特性, 从而避开整车的激励频率.

关键词: 驾驶室系统; 激励; PolyMAX; 模态分析

中图分类号: U463.837 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.012

0 引言

汽车驾驶室系统是由空调系统总成、脚踏板总成、转向管柱总成、电器线束系统、仪表台总成和中控台总成等组成, 它们通过仪表台横梁总成连接起来. 良好的驾驶环境对行车安全的重要性不言而喻, 对驾驶室系统进行动态测试也是非常必要的. 由于驾驶室系统结构复杂、材料的多样性以及各总成的刚度跨度变化大, 单一的测试方法不能体现试验结果的可信度, 多种测试方法对该复杂结构的分析是必要的.

为改善驾驶员驾驶环境, 减小驾驶室系统各部件在汽车行驶中的振动, 提升整车的 NVH 性能, 笔者以不同的激励方法、单点激励多点响应及移动传感器的方式对某型汽车的驾驶室系统及子结构进行试验模态分析, 通过比较 3 种不同的激励方法得到的频响函数, 得到最佳的激励法和系统模态参数识别结果, 为驾驶室系统结构的改进和优化提出建议, 避免发生怠速共振现象, 从而改善汽车的 NVH 性能.

1 试验方案与设置

1.1 试验条件

为了合理再现驾驶室系统的动态特性, 夹具应使驾驶室系统按实车的姿态、方向和角度安装

到台架, 实现对驾驶室系统的 3 处支撑和 3 处约束, 达到与实车相当的支撑和约束状态^[1]. 建立模态试验整体坐标系, +X 方向设为车辆前进方向, +Y 方向设为乘员左侧水平方向, +Z 设为垂直于车辆向上, 如图 1、图 2 所示.

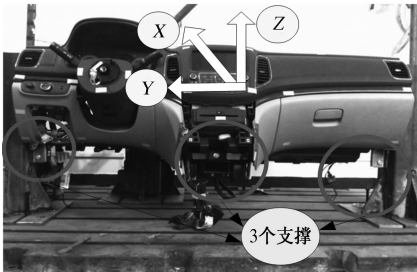


图 1 驾驶室系统支撑方式

Fig. 1 Support way of the cab system



图 2 驾驶室系统约束方式

Fig. 2 Constraint way of the cab system

图 1 中驾驶室系统左右两侧 4 个固定点与左

收稿日期:2015-01-02; 修订日期:2015-03-03

基金项目:江苏省普通高校研究生科研创新计划项目(CXLX12_0630)

作者简介:曾发林(1965-),男,江苏无锡人,江苏大学副教授,主要从事车辆噪声振动分析与控制方面工作, E-mail:jsdxzfl@163.com.

右试验台柱相连,图 2 中前围 4 个安装点与前试验台柱相连接,驾驶室系统下端两个支架直接与台架固定,其约束状态与实际的约束基本一致.根据测点所在的空间位置,在 LMS Geometry 模块中建立试验模型.

1.2 试验测试系统

本次试验所用仪器如表 1 所示. 试验测试系统如图 3 所示.

表 1 试验仪器列表

Tab.1 Experimental equipments

编号	仪器名称	数量	仪器型号
1	激振器	1	TIRA521110
2	功率放大器	1	BA110
3	加速度传感器	5	美国 PCB 的 ICP 加速度传感器
4	力传感器	1	美国 PCB
5	数据采集系统	1	LMS SCADAS III
6	数据分析处理软件	1	LMS Test. lab 11A

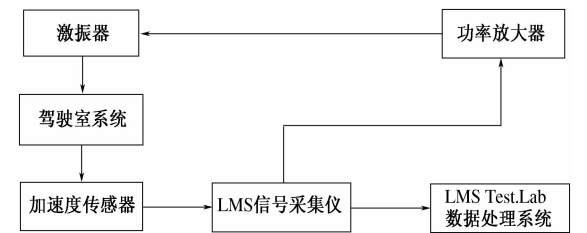


图 3 试验测试系统

Fig.3 Experiment system

1.3 参数的设置

试验采用 LMS Test. Lab 中的脉冲激励法、随机白噪声激励法、周期性扫频激励法对驾驶室系统的动态特性进行测试,参数设置如表 2 所示.

表 2 激励参数的设置

Tab.2 Settings of incentive parameter

激励源	激振频率 带宽/Hz	分辨率/Hz	谱线数	激振方向
随机白噪声	128	0.125	1 024	- X, + Z
周期性扫频	128	0.125	1 024	- X, + Z
脉冲	128	0.125	1 024	+ X, - Z

2 试验结果分析

2.1 理论基础

PolyMAX 方法是一种非迭代频域参数估计算法^[2-3],在弱刚度、强阻尼、密集模态系统以及未得到充分激励的情况下,都可以很稳定地产生系统的极点和参与因子,从而得到更容易理解的稳态图,方便模态参数的识别.

第一步:通过建立线性化的直交矩阵分式模型来确定稳态图,判定真实的模态频率、阻尼和参与因子^[4-5]

$$\boldsymbol{H}(\omega) = \boldsymbol{B}(\omega)\boldsymbol{A}(\omega)^{-1}; \tag{1}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{B}(\omega) = \sum_{r=0}^p z^r \boldsymbol{\beta}_r, \\ \boldsymbol{A}(\omega) = \sum_{r=0}^p z^r \boldsymbol{\alpha}_r, z = e^{-j\omega dt}. \end{cases} \tag{2}$$

式中: $\boldsymbol{B}(\omega)$ 为输出参数矩阵; $\boldsymbol{A}(\omega)$ 为输入参数矩阵; $\boldsymbol{\beta}_r$ 为分子多项式系数矩阵; $\boldsymbol{\alpha}_r$ 为分母多项式系数矩阵; $\boldsymbol{\alpha}_r, \boldsymbol{\beta}_r$ 均为实值系数,可由最小二乘法求得; p 为数学模型阶次; dt 为采样时间间隔; z 为多项式基函数.

第二步:在求出分母多项式系数 $\boldsymbol{\alpha}_r$ 的基础上,将其扩展的“友”矩阵的特征值分解,就可以得到极点 \boldsymbol{p}_r 和模态参与因子 \boldsymbol{l}_r^T ,其极点留数模型如式(3)所示.

$$\hat{\boldsymbol{H}}(\omega) = \sum_{r=1}^N \left[\frac{\boldsymbol{\phi}_r \boldsymbol{l}_r^T}{j\omega - \boldsymbol{p}_r} + \frac{\{\boldsymbol{\phi}^*\}_r \boldsymbol{l}_r^{*T}}{j\omega - \boldsymbol{p}_r^T} \right] - \frac{\boldsymbol{L}\boldsymbol{R}}{\omega^2} + \boldsymbol{U}\boldsymbol{R}. \tag{3}$$

式中: $\hat{\boldsymbol{H}}(\omega)$ 为 $l \times m$ 阶矩阵; $\boldsymbol{\phi}$ 为 $l \times 1$ 列向量; \boldsymbol{l}_r^T 为 $1 \times m$ 横向量; $\boldsymbol{L}\boldsymbol{R}$ 为 $1 \times m$ 阶矩阵; $\boldsymbol{U}\boldsymbol{R}$ 为 $1 \times m$ 阶矩阵.

在极点 \boldsymbol{p}_r 和模态参与因子 \boldsymbol{l}_r^T 已知的条件下,可以根据测量得到的 FRF, $\hat{\boldsymbol{H}}(\omega)$ 按照不同的取样频率列出,如式(3)所示,用最小二乘法求出式中未知的模态振型 $\boldsymbol{\phi}_r$ 以及上下余项 $\boldsymbol{L}\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{U}\boldsymbol{R}$.

2.2 3 种激励方法得到频响函数的比较

如果被测结构具有非线性特性以及材料的刚度跨度比较大,则激励显得尤为重要,因为测量出来的频响函数决定于激励信号的性质和量级.通过比较 3 种方法得到的频响函数,获得一种更容易识别模态参数的激励方法,如图 4 所示.由图 4 可知:

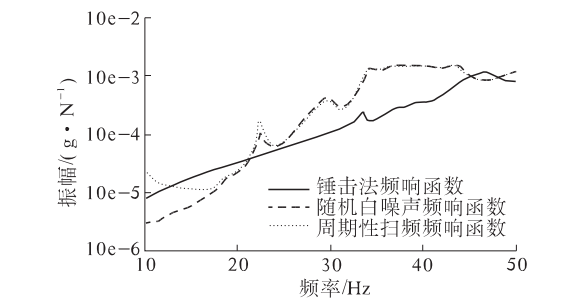


图 4 频响函数

Fig.4 The frequency response function

(1) 锤击法具有快速、方便的特点,但在测量复杂结构且材料的刚度跨度比较大时,因其激励能量小,不能使整个结构激励起来(图中 22.49, 29.72 Hz 处无波峰). 实测结构上的响应信号过小、信噪比过低,导致模态测试精度不高,从而不能得到准确的频响函数. 故该方法不采纳.

(2) 随机白噪声激励法可以经过多次平均消除非线性因素的影响,能得到线性估算最佳的频响函数. 但由于白噪声激励信号容易产生能量泄漏误差,相比于周期性扫频激励信号,在 37.5 Hz 处不能激励出明显的波峰. 对于考虑本试验所需的模态参数,该激励法是可以采纳的.

(3) 周期性扫频信号具有极好的峰值有效值比及良好的信噪比^[6]. 在 34.21 ~ 43.36 Hz 区间,内部阻尼比较复杂的情况下,该激励法能激励出明显的波峰,得到试验所需模态参数,可以采纳.

2.3 驾驶室系统的模态参数识别

基于 LMS Test. lab 软件,检验测试系统采集试验数据的准确性. 根据随机白噪声激励法采集的数据,运用 PolyMAX 方法对采集的数据在频域内进行参数辨识,得到了驾驶室系统频响函数的稳态图如图 5 所示. 开始时的假定极点数很少,都是计算极点,标以 *o*,表示程序在该频率上没有预先找到极点. 随着假定的极点数的增加,这些 *o* 就演化成 *f*、*d*、*v* 和 *s* 等,分别表明预先已找到了那个频率、频率和阻尼稳定、频率和模态参与因子稳定和所有 3 种参数全部稳定. 把值比较一致的 *s* 点看作一个极点,在稳态图上进行拾取. 对于模棱两可的极点,不应随便抛弃,应经过模态验证确认这些极点是否为物理极点,这样就完成了系统极点的估计.

提取驾驶室系统的前 3 阶固有频率,结合驾驶室系统各阶固有频率的模态振型如图所 6 示,获得系统的模态参数如表 3 所示.

引起驾驶室系统振动的原因是怠速时发动机激励通过传动系统、排气系统和悬架系统传给驾驶室的,因此,避免激励源和驾驶室系统的固有频

率重合是非常重要的. 发动机怠速时的激振力主要是二阶往复惯性力,其频率与车辆搭载的发动机转速和气缸数有关^[7-8]. 发动机怠速时的激振频率计算公式:

$$f = (n/60) \times (Z/2).$$
 (4)

式中:*n* 为发动机怠速转速;*Z* 为发动机的气缸数. 对于四冲程四缸的乘用车发动机,怠速转速一般为 700 ~ 1 000 r/min,怠速时的激励频率一般在 25 ~ 28 Hz^[9].

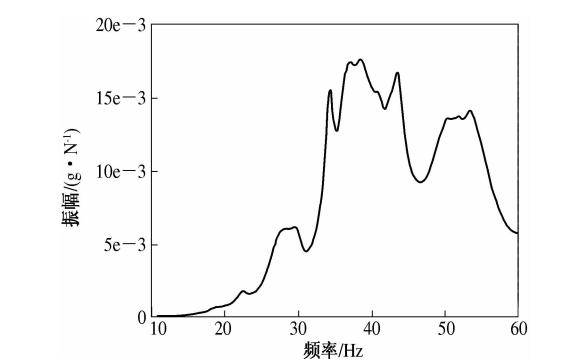


图 5 驾驶室系统模态稳态图
Fig. 5 Modal steady-state figure of the cab system

表 3 系统整体模态参数				
Tab. 3 Overall system modal parameters				
模态阶次	固有频率/Hz	阻尼比/%	模态性质	振型描述
1	25.75	1.49	局部	以手操箱整体沿 Y 轴左右摆动振型为局部振型,仪表盘右侧区域沿 X 向晃动;
2	35.04	1.38	局部	以方向盘整体绕 Y 轴上下摆动,即方向盘的第 1 阶整体振型;
3	38.39	1.77	整体	整体在 YZ 平面内约沿 45°方向振动;

在设计驾驶室系统时,其一阶模态值应大于发动机的怠速激励频率,以减少振动. 对该车型,由表 3 知,驾驶室系统中手操箱的一阶固有频率在 25.75 Hz,容易产生共振. 建议改变手操箱的约

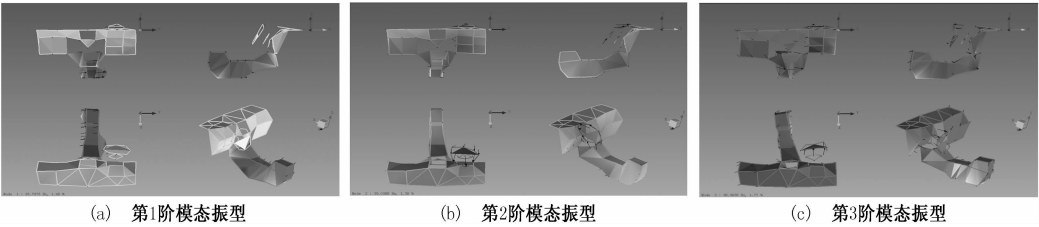


图 6 驾驶室系统前 3 阶模态振型
Fig. 6 The first three order modal vibration mode of the cab system

束方式或材料属性,提高其刚度,以消除局部模态,提高整体的模态值.而方向盘整体一阶固有频率为 35.04 Hz,怠速时方向盘不会发生共振.驾驶室系统的整体固有频率为 38.39 Hz,仪表板上表面与内表面发生扭动,应通过局部加厚或增设加强筋来增加局部刚度,以减小仪表板的局部振动,提高整车的 NVH 性能.

2.4 仪表台横梁总成的参数识别

将安装在 BBC 总成上的各子系统拆除,按照其实际约束进行安装,如图 7 所示.采用随机白噪声激励法对 BBC 总成进行激励,通过多输入多输出(MIMO)的方式采集响应信号,运用 PolyMAX 算法提取 BBC 总成稳态图,识别其模态参数,试验结果如图 8、表 4 所示.



图 7 BBC 总成安装
Fig.7 The BBC assembly installed

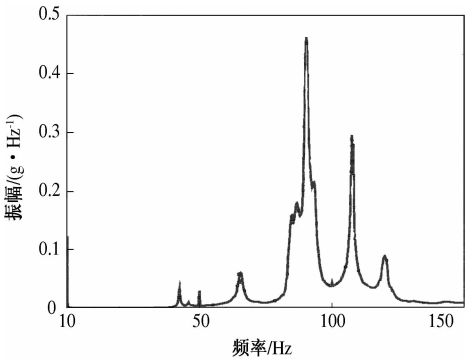


图 8 BBC 总成稳态图
Fig.8 The BBC assembly steady state diagram

表 4 BBC 总成模态参数

Tab.4 The BBC assembly modal parameters				
模态阶次	固有频率/Hz	阻尼/%	模态性质	振型描述
1	45.84	0.10	局部	仪表台横梁总成右侧空调安装处的扭动
2	65.88	1.00	局部	仪表台横梁总成中间中控台安装处的扭动
3	90.25	0.74	整体	仪表台横梁总成整体在 XY 平面内的摆动

由表 4 可知,频率为 45.84 Hz 时,为空调安装处的局部振动,且振幅比较大.当汽车以某一速

度且开空调行驶过程中,空调的振动过大,发生异响,是因为激励频率与仪表台横梁总成的一阶固有频率重合,产生共振.建议增加仪表板横梁总成与支架连接处的焊点数量,提高连接刚度;将空调连接支架板厚由原来的 1.5 mm 增加至 3 mm,提高支架刚度,或者将空调尽量固定于 BBC 的某阶固有振型的节点处,减小空调振动时的振幅.汽车仪表板横梁总成的整体模态频率为 90.25 Hz,处于合适的频率范围之内,远离发动机怠速时的激振频率.汽车在正常行驶或以最高速度行驶时,发动机转速较高,激振频率一般大于 100 Hz^[10-12],同时也避开了发动机正常工作的频率范围.其他各阶模态频率值比较大,一般都为局部振动,则进行结构分析时要重点考虑仪表板横梁总成的空调系统、转向系统、脚踏板总成、中控台总成的安装支架等部件.

2.5 空调系统的振动分析

根据空调系统在整车的实际约束情况^[13],在随机白噪声的激励下,对空调系统进行 SIMO 的采样方法,通过分析两处测点的功率谱密度,全面地考察空调系统的振动能量分布.

空调 L 型支架的 PSD 图和空调的 PSD 图如图 9~10 所示.对比两图可知,空调测点的振动能量级大于支架处,且各方向的能量分布更为集中化.其 X 和 Z 方向在 26 Hz 处仍有峰值,在 45~60 Hz 频带内的能量较小,而主要能量分布于 20~40 Hz 中频段和 70~80 Hz 高频段. Y 方向在 26 Hz 处没有峰值,在 0.25~75 Hz 频带内的振动能量相对其他两个方向明显较弱,该方向的主要能量集中在 75~90 Hz 高频段内,且 Y 向的振动能量在 0.25~40 Hz 中低频段相对其他两个方向较小,表明其 Y 向的约束刚度相对较大.

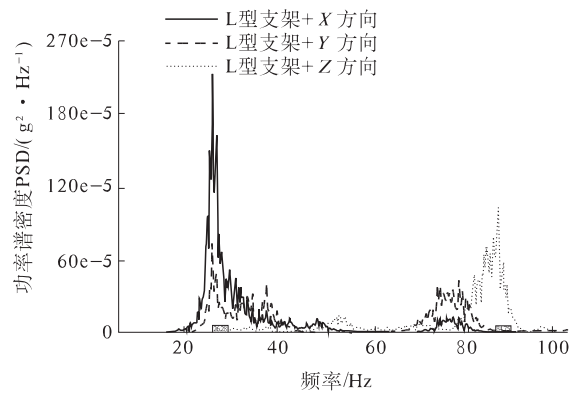


图 9 空调 L 型支架 PSD
Fig.9 Air conditioning I-shaped bracket PSD

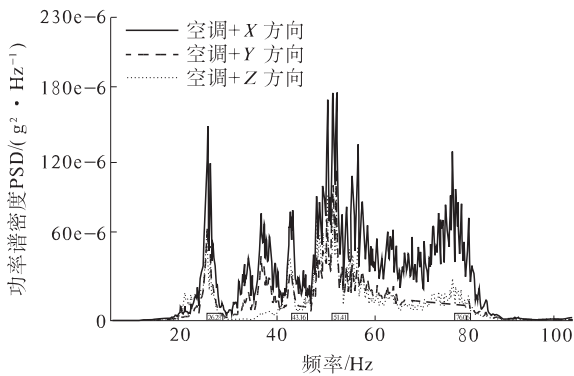


图 10 空调 PSD

Fig. 10 Air conditioning PSD

3 结论

(1) 试验模态分析参数识别适用于建立在频响函数基础上的线性模型, 所以避免或平均掉频响函数中的非线性失真是非常重要的. 而周期性扫频激励法不能将这些非线性平均掉, 所以针对驾驶室系统, 建议采用随机白噪声激励法.

(2) PolyMAX 方法在强阻尼、密集模态系统情况下, 仍可获得清晰的稳态图, 从而容易实现物理模态的定阶, 结果的客观性更好.

(3) 改进驾驶室系统中某个组成部分的结构、材料, 使得其刚度值改变, 从而避免局部产生共振, 提高整车的 NVH 性能.

参考文献:

[1] 王秀峰, 施杰. 全约束仪表盘总成异响的试验研究 [C]//LMS 2011 年用户大会论文集. 长沙: LMS 公司, 2011: 135 - 140.

[2] 高云凯, 冯海星. 基于 polymax 的声固耦合模态试验研究 [J]. 振动与冲击, 2013(2): 158 - 163.

[3] PEETERS B, GUILLAUME P, VAN DER AUWERAER H, et al. Automotive and aerospace applications of the PolyMAX modal parameter estimation method [C]//Proceedings of the 22th IMAC. Dearborn, MI, USA: Springer Verlag Inc, 2004: 26 - 29.

[4] 阎光寿. 汽车仪表板设计 [J]. 汽车技术, 2002(9): 23 - 29.

[5] 张力. 模态分析与实验 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2011.

[6] 傅志方. 模态分析理论与应用 [M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2000.

[7] 李丽, 卢利平. 某型汽车仪表台模态及刚度有限元分析 [J]. 农业装备与车辆工程, 2010(6): 16 - 17.

[8] 温立志, 吴文江. 汽车仪表板及转向管柱模态分析 [J]. 北京交通大学学报, 2013, 37(1): 77 - 181.

[9] HAMILTON J F, MILLER J L. A Simulation program for model an air-conditioning system [J]. ASHRAE Transactions, 1990, 96(1): 213 - 230.

[10] 李英平. 汽车车身模态分析实例研究 [J]. 汽车技术, 2007(11): 1 - 3.

[11] 周方明, 颜益. 基于 ANSYS 的汽车仪表板横梁焊接支架的模态分析 [J]. 武汉科技大学学报, 2012, 35(3): 219 - 221.

[12] 左鹤声, 彭玉莹. 振动试验模态分析 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 1995.

[13] KIM N Y, LEE J W, et al. Design and development of a thermoplastic structural IP [C]//2003 SAE World Congress, SAE 2003 - 01 - 1388. Detroit, Michigan: SAE Press, 2003: 135 - 138.

Experimental Modal Analysis of the Cab System Based on PolyMAX

ZENG Fa-lin¹, RUAN Yang², LI Jian-kang¹

(1. Automotive Engineering Research Institute, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. School of Automotive and Traffic Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Idle vibration of automotive cab system is an important part of vehicle NVH performance. In order to meet the requirements of NVH, the dynamic characteristics of the practical constraints of Roewe 950 cab system which consists of air conditioning system assembly, a pedal assembly, steering column assembly, assembly, instrument panel console assembly, electrical wiring system are studied using random white noise, periodic scanning incentive, pulse excitation (hammer) to the modal analysis of the cab system and sub structure, through the PolyMAX algorithm to obtain the first three natural frequencies, damping and mode. Comparison and analysis of the modal parameters obtained from random white noise excitation is best, and improved properties of the sub structure, so as to avoid the excitation frequency of the vehicle.

Key words: cab system; excitation; polyMAX; modal analysis

文章编号:1671-6833(2015)03-0059-05

基于 ZOA 方法的犁体曲面铣削稳定性预测模型

张开飞^{1,2}, 靳 刚³, 何玉静², 史景钊², 余泳昌²

(1. 河南粮食作物协同创新中心, 河南 郑州 450002; 2. 河南农业大学 机电工程学院, 河南 郑州 450002; 3. 天津职业技术师范大学 高速切削与精密加工重点实验室, 天津 300222)

摘 要: 在原有的 ZOA 方法的基础上, 通过把每个薄层单元近似模拟成变齿距铣刀, 从而将变螺旋导致的时变再生颤振转化为多时滞再生颤振, 建立了变螺旋铣刀铣削稳定性解析预测模型. 通过与前人的相关研究作比较可知, 不论是常规铣刀还是变螺旋铣刀, 所提出的计算方法与原有的计算方法所获得的预测结果的吻合度近似为 100%. 而采用两种方法进行仿真时, 采用原有的方法计算过程所用时间超过 92 s, 而本文方法计算时间小于 20 s. 结果表明: 在所给的条件下, 所提出的理论模型比原有的方法更节约计算时间, 可为实际加工中合理选择加工参数和颤振预测提供参考.

关键词: 颤振; 变螺旋铣刀; 铣削稳定性; 模型; 常规铣刀

中图分类号: TG54 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.013

0 引言

耕地机犁体曲面的形状对加工土壤的质量有着至关重要的影响, 充分利用数控加工中心来铣削加工犁体曲面, 可减少土堡运动的侧向速度, 避免侧向过分抛扔土堡, 减少抛扔的能量消耗, 提高耕地机械的工作效率^[1]. 然而大多数铣削加工中, 由于铣削力的变化, 经常会出现颤振^[2-4]现象. 铣削颤振是发生在铣削加工过程中的一种自激振动现象, 该现象可加剧刀具磨损、降低工件表面加工精度、减小加工中心的使用寿命、严重制约加工中心的使用效率^[5-6]. 因此, 最好能预测和避免在铣削过程中出现颤振现象^[7-8].

国内外关于铣削稳定性预测方法的研究, 主要是针对于常规铣刀. 而变螺旋铣刀铣削作为一种有效的颤振控制策略, 虽然近年来已经受到了广泛关注, 但对它的研究仍然比较薄弱. 该问题主要归结于铣削系统中, 出现了由于刀齿不等距特性引发的多时滞或变化时滞项, 从而使问题的复杂性急剧增加. 频域零阶近似 ZOA^[9] (zeroth order approximation) 方法, 最初是由 Altintas 和 Budak 提出的. 该方法采用解析法对颤振稳定性进行求

解, 是迄今为止仿真速度最快且应用最广的获取颤振稳定性叶瓣图的方法. 随后该方法被用于预测变齿距铣刀稳定性的研究工作中^[10], 并且研究工作者在该方法的基础上, 建立了预测铣削稳定性的三维模型^[11]. 笔者将该方法引入到变螺旋角铣刀铣削稳定性计算中, 建立了适合变螺旋角铣刀铣削稳定性的预测模型, 且通过理论验证所提出的模型的计算精度和计算效率.

1 铣削稳定性预测模型

为了方便分析, 我们定义两个参数来表征变螺旋铣刀的几何特性, 即刀齿 $j-1$ 与刀齿 j 之间位于刀具尖部的齿距 ψ_j 和第 j 齿的螺旋角 β_j . 图 1 所示为变螺旋铣刀展开图.

由于变螺旋铣刀相邻两齿之间的齿距, 是随着轴向铣削高度的增加而不断变化, 为了考虑变螺旋铣刀的这一特性, 我们引入轴向切片技术^[8]. 该技术将轴向铣削深度 a_p 分为 M 份, 则每份单元的高度 $\delta b = a_p/M$. 因此铣刀在一个完整的旋转周期中, 第 l 层单元所受到的动态铣削力^[12]可表示为

收稿日期:2015-01-17;修订日期:2015-03-28
基金项目:农业部公益性行业科研专项计划(201303011-4);河南省玉米产业技术体系建设专项项目(S2010-02-G07);河南农业大学科技创新基金资助项目(KJCX2015A07);河南省高等学校重点科研项目(15A210038)
作者简介:张开飞(1978-),男,河南安阳人,河南农业大学讲师,博士,主要从事农业装备加工制造方面的研究.
通讯作者:余泳昌(1955-),男,河南开封人,河南农业大学教授,博士生导师,E-mail:hnyych@163.com.

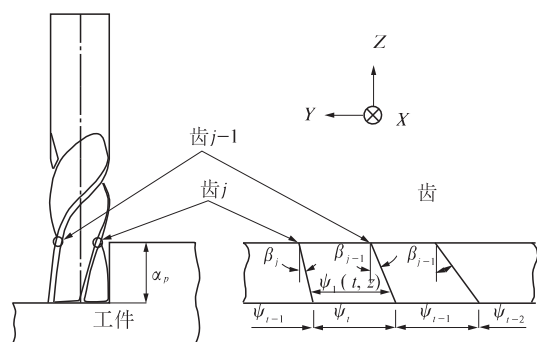


图 1 变螺旋铣刀展开图

Fig. 1 A discrete diagram of the variable helix tool

$$\{F_l(t)\} = \frac{1}{2} \delta b K_l [A_0] \sum_{i=1}^{N-1} \{\Delta_{l,j}(t)\}. \quad (1)$$

式中: $\{F_l(t)\}$ 为第 l 层单元所受到的动态铣削力; K_t 为切向铣削力系数; $[A_0]$ 为傅里叶系数表达式的平均值; N 为铣刀齿数; $\{\Delta_{l,j}(t)\}$ 为再生位移项; t 为时间变量。

所有单元层上铣削力相加得到如下表达式:

$$\{F(t)\} = \frac{1}{2} \delta b K_t [A_0] \sum_{l=1}^M \sum_{i=1}^{N-1} \{\Delta_{l,j}(t)\}. \quad (2)$$

式中: $\{F(t)\}$ 为所有单元层的动态铣削力之和.

在颤振频率 ω 处,第 l 层单元,第 j 齿的再生位移可表示为

$$\{\Delta_{l,j}(\mathrm{i}\omega t)\} = (1 - \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega T_{l,j}}) [\Phi(\mathrm{i}\omega)] \{F(t)\} \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega t}. \quad (3)$$

式中: $\Phi(i\omega)$ 为刀具和工件的传递函数.

将式(3)代入式(2),最终的动态铣削表达式为

$$\{F(t)\} e^{i\omega t} = \frac{1}{2} \frac{a_p}{M} K_t \sum_{l=1}^M \sum_{j=0}^{N-1} (1 - e^{i\omega T_{l,j}}) \cdot A_0 \Phi(i\omega) \{F(t)\} e^{i\omega t}. \quad (4)$$

式中: $T_{L,j}$ 为与齿距角相对应的刀齿周期,

如果式(4)的行列式为零,则该系统有唯一的非平凡解^[8],即

$$\det[\mathbf{I} + \Lambda \Phi_0(\mathrm{i}\omega)] = 0. \quad (5)$$

式中: \mathbf{I} 为单位矩阵; Λ 为特征项; $\Phi_0(\mathbf{i}\omega)$ 为方向因子与传递函数的结合. 特征项 Λ 的表达式为

$$\Lambda = -\frac{1}{4\pi}a_p K_t \left(N - \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M \sum_{i=0}^{N-1} e^{-i\omega T_{l,j}} \right). \quad (6)$$

对于式(5), 对于一定的径向切深和系统, $\Phi_0(i\omega)$ 可知, 则此时核心的问题是从式(6)中求解轴向铣削深度 a_p 。由式(6)可获得适用于变螺旋铣刀铣削稳定性求解的表达式:

$$a_p(N - \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M \sum_{i=0}^{N-1} e^{-\frac{i\omega}{\Omega}(\psi_j + a_p \gamma_{l,j})}) + \frac{4\pi}{K_l} \Lambda = 0. \quad (7)$$

式中: Ω 为主轴转速; $\gamma_{l,i}$ 为螺旋角的函数.

2 模型验证

为了考察所提出算法的有效性,笔者将以原有的时间平均半离散方法^[12]为依据,开展验证工作。该方法已经通过时域模拟和实验进行了验证^[13]。由于以上两种方法都是以铣削力方向系数平均近似为基础,无法预测系统倍周期分叉特性^[14],因此,方法的有效性只在大径向切深情况下进行讨论。在仿真过程中,系统与刀具参数除了齿距 ψ 和螺旋角 β ,其他参数参见表1。图2和图3分别为在径向切深率50%和25%下,计算所得颤振稳定性叶瓣图。

表 1 刀具和铣削过程参数

Tab.1 Tool and process parameters

参数	数值
刀具直径 D/mm	19.05
齿数 N	4
常齿距 $P_1/(\circ)$	$[90, 90, 90, 90]$
变齿距 $P_2/(\circ)$	$[70, 110, 70, 110]$
径向切深 a_e/mm	9.525
铣削类型	Down milling
切向铣削系数 k_t/MPa	679
径向铣削系数 k_r/MPa	249.2

从图 2 可以看出,在半齿铣削情况下,两种算法在不同刀齿与螺旋角参数组合时,计算所得稳定性叶瓣图.由图可知,对于常规铣刀和变螺旋铣刀,两种计算方法的预测结果,都具有良好的吻合性.为了进一步验证所提出模型的正确性,图 3 给出了在径向切深率为 25% 时,仿真得到的稳定性叶瓣图(其他铣削条件与上述计算完全相同).由图 3 可知,两种方法仍然具有相同的预测能力.

由于时间平均半离散法在变螺旋铣刀稳定性预测方面具有较高的效率,因此我们将图 2 和图 3 中稳定性叶瓣图所对应的计算时间列在表 2 中. 在对所提出来的算法进行仿真时,其参数选择为: $k_{i,j} = 10$, 颤振频率的离散份数为 300. 对于时间平均半离散法, 参数选择为: 周期离散数 $k = 160$, 主轴转速与轴向切深组成的平面栅格点数为 100×80 .

如表 2 所示,对于以上的 8 种算例,时间平均半离散法需要花费至少 92 s,而对于笔者所提出的频域方法,该计算时间小于 20 s。(计算程序通过数值计算软件 Matlab 进行编制,并导入个人电脑进行运算,计算机配置: Intel (R) Core (TM) i5-2300; 2.8GHz; 3GB) 虽然时间平均半离散法,

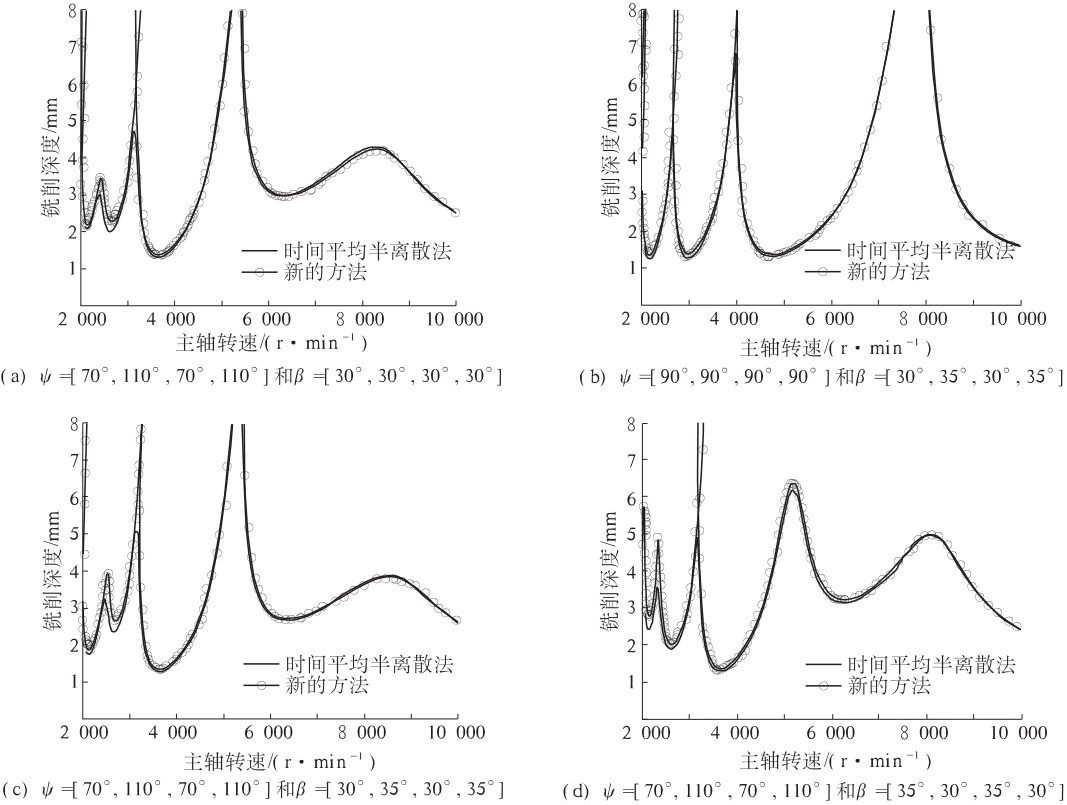


图 2 径向切深率 50% 下计算所得颤振稳定性叶瓣图

Fig. 2 The stability charts for 50% radial immersion down-milling for different combinations of variable helix angle

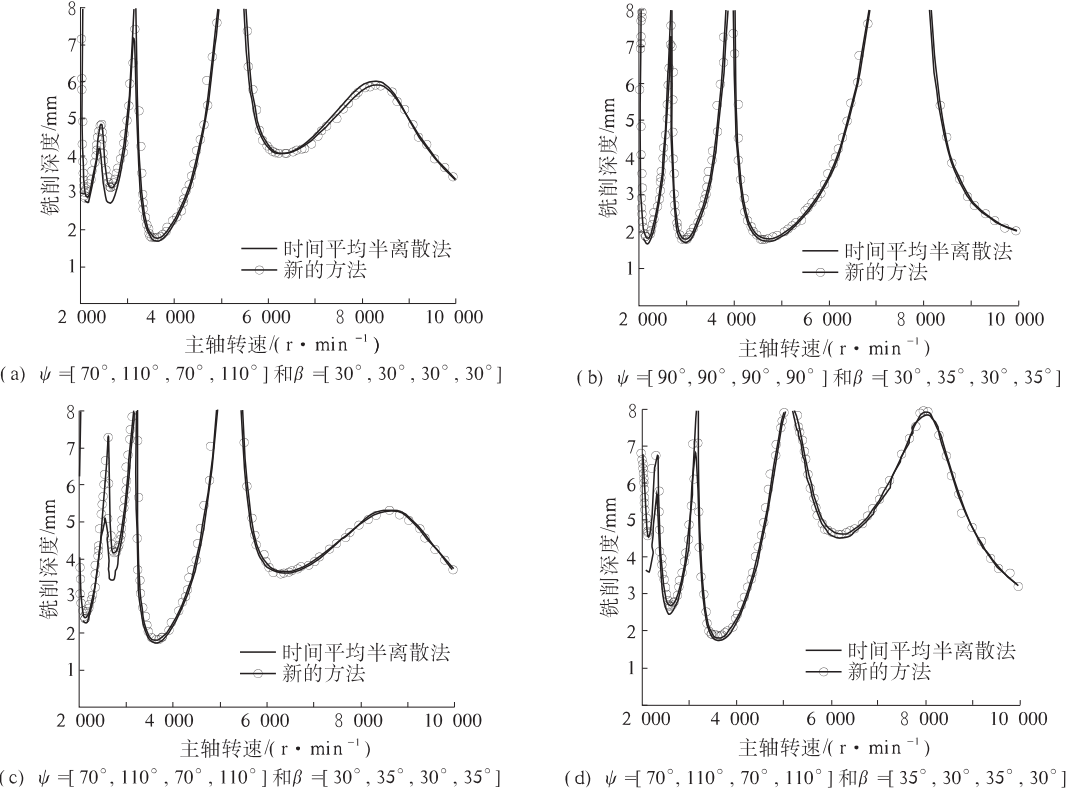


图 3 径向切深率 25% 下计算所得颤振稳定性叶瓣图

Fig. 3 The stability charts for 25% radial immersion down-milling for different combinations of variable helix angle

可以通过合理减小平面栅格点数或周期离散份数,获得一定程度上计算效率的提高,但本文算法仍然具有较高的计算效率.同时,与半离散相比,频域稳定性分析方法同样可以考虑更为复杂的结构模型,而不会严重影响计算效率.

表 2 图 2 和 3 中两种计算方法获得稳定性叶瓣图时间
Tab.2 The computational times for two methods
corresponding to the charts in Figure 2 and Figure 3

图号	本文算法	时间平均半离散法
图 2(a)	12.087 0	111.756
图 2(b)	18.327 3	92.418
图 2(c)	19.341 8	112.956
图 2(d)	19.291 6	113.004
图 3(a)	12.212 4	115.214
图 3(b)	18.492 3	94.512
图 3(c)	19.743 1	115.548
图 3(d)	19.384 9	115.837

3 结论

(1)基于 ZOA 方法,在频域上提出了变螺旋铣刀铣削稳定性解析预测模型.该模型考虑了时变铣削力方向系数的一阶近似平均,在将轴向铣削深度分割成薄层单元后,通过将每个薄层单元近似模拟成变齿距铣刀,从而将变螺旋导致的时变再生颤振转化为多时滞再生颤振.

(2)通过与前人相关研究作对比,验证了所提出方法的准确性,且该方法具有较高的计算效率,可为实际加工中合理选择加工参数和颤振预测提供参考.

参考文献:

[1] 蒋建强. 基于耕地机犁体自由曲面的数控铣削加工[J]. 农机化研究, 2008 (10): 160 - 161,191.

[2] YI S, NELSON P, ULSOY A. Delay differential equations via the matrix lambert W function and bifurcation analysis: Application to machine tool chatter[J]. Mathematical Biosciences and Engineering, 2007, 4 (2): 355 - 368.

[3] 李广旭, 刘强. 刀具几何参数对铣削加工稳定性影响的实验与仿真[J]. 农业机械学报, 2008, 39

(10): 194 - 197,177.

[4] 雷少敏, 唐华平, 朱维南. 3ZX 平面铣床横梁有限元分析及优化研究[J]. 郑州大学学报:工学版, 2011, 32(3): 60 - 63.

[5] 石文天, 刘玉德, 王西彬, 等. 微细铣削表面粗糙度预测与试验[J]. 农业机械学报, 2010, 41(1): 211 - 215.

[6] 王明海, 李世永, 郑耀辉. 超声铣削钛合金材料表面粗糙度研究[J]. 农业机械学报, 2014, 45(6): 341 - 346,340.

[7] LIU Yi-long, ZHANG Ding-hua, WU Bai-hong. An efficient full-discretization method for prediction of milling stability[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2012, 63: 44 - 48.

[8] TURNER S, MERDOL D, ALTINTAS Y, et al. Modelling of the stability of variable helix end mills[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2007, 47(9): 1410 - 1416.

[9] ALTINTAS Y. Cutting force and dimensional surface error generation in peripheral milling with variable pitch helical end mills[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 1996, 36(5): 567 - 584.

[10] ALTINTAS Y, ENGIN S, BUDAK E. Analytical stability prediction and design of variable pitch cutters[J]. Journal of Manufacturing Science and Engineering, 1999, 121(2): 173 - 178.

[11] ALTINTAS Y. Analytical prediction of three dimensional chatter stability in milling[J]. JSME International Journal Series C, 2001, 44(3): 717 - 723.

[12] SIMS N D, MANN B, HUYANAN S. Analytical prediction of chatter stability for variable pitch and variable helix milling tools[J]. Journal of Sound and Vibration, 2008, 317(3 - 5): 664 - 686.

[13] YUSOFF A R, SIMS N D. Optimisation of variable helix tool geometry for regenerative chatter mitigation[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2011, 51(2): 133 - 141.

[14] INSPERGER T, STE PA N G. Updated semi-discretization method for periodic delay-differential equations with discrete delay[J]. International Journal for Numerical Methods in Engineering, 2004, 61(1): 117 - 141.

A Model for Efficiently Predicting Stability of Milling for Curved Surface of Plow Based on ZOA Method

ZHANG Kai-fei^{1,2}, JIN Gang³, HE Yu-jing², SHI Jing-zhao², YU Yong-chang²

(1. Collaborative Innovation Center of Henan Grain Crops, Zhengzhou 450002, China; 2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Henan Agricultural University, Zhengzhou 450002, China; 3. Tianjin Key Laboratory of High Speed Cutting and Precision Machining, Tianjin University of Technology and Education, Tianjin 300222, China)

Abstract: A way of tool axial dispersion was presented, and then each discrete unit of the variable helix cutter was approximately simulated to be variable pitch cutter. Thus variable delay differential equations were transferred to multi-delay differential equation. And the stability prediction model of variable helix milling was built based on the original ZOA method. Through comparisons with prior works, the prediction results are in good agreement about 100% whether normal or variable helix cutter. Two methods were used to simulate. The calculation time of the original method is more than 92 s, but for the proposed method is below 20 s. The results show the proposed method can save computational time comparing with the original method. And the results could provide reference for the selection of reasonable processing parameters and chatter prediction in actual processing.

Key words: chatter; variable helix cutter; cutting stability; model; normal cutter

(上接第 38 页)

Research on Thermal Characteristics of Six-ring Redundant Axial Magnetic Bearing

WANG Xiao-guang, XIE Jun, ZHANG Xiao, LIU Qian, FU Jing

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: In this paper, the temperature field of six-ring redundant axial magnetic bearing is simulated and calculated by ANSYS Workbench and the reasons that result in the temperature rise of six-ring redundant axial magnetic bearing are discussed. What's more, the influence of some parameters such as the magnetic circuit area, the side wall of magnetic circular, rotating speed on six-ring redundant axial magnetic bearing are analyzed and the structure design and calculation methods of temperature rise are put forward in this paper. The results show that, the structure of six-ring redundant axial magnetic bearing has great influence on the temperature rise of rotor. When the magnetic circuit is designed, the magnetization of rotor should be avoided. The reconstruction of failure has small influence on the temperature rise of rotor, which can be ignored. Compared with the two-ring redundant axial magnetic bearing, the six-ring redundant axial magnetic bearing has higher reliability, mechanical property and preferable thermal characteristics.

Key words: axial magnetic bearing; redundant; temperature field

文章编号:1671-6833(2015)03-0064-04

基于模糊决策的大型客车电动助力转向系统研究

曹艳玲, 梁法明, 刘孟楠, 徐立友, 阎祥海

(河南科技大学 车辆与交通工程学院, 河南 洛阳 471003)

摘 要: 目前客车电动助力转向系统控制器多基于方向盘转矩和车速采用专家系统或查表法产生控制信号, 自适应性能较差且不能有效反映轴荷对转向力的影响. 基于模糊算法原理, 设计了适用于客车等载运车辆工况的循环球式动力转向系统控制方法, 通过建立 EPS 系统动力学模型, 研究了伺服系统的控制原理; 制定了助力电机电流的上下层控制策略, 确定了以载重量和车速信号关联助力系数 k 的系统控制方案; 基于 MATLAB/Fuzzy logic 工具箱建立了 Mandani 型模糊控制器, 相关规则曲面完全覆盖原有系统控制特性区域, 助力系数 k 对载重量变化的跟随性良好. 基于 ADAMS 的助力系数仿真结果表明, 在车速 35 km/h 整车载重量由空载到满载变化时, 驾驶员转向力变化相比原控制系统减少 65%, 最大转向力下降 5 N, 伺服转矩有效反映载重情况, 转向操纵性能良好.

关键词: 电动助力; 控制模式; 模糊控制; 隶属度; 控制规则

中图分类号: U461.3 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.014

0 引言

EPS(Electric Power Steering, 简称 EPS)采用电力取代液力伺服系统, 取消了结构复杂的液压装置, 解决了传统液压助力转向系统常见的液压油泄露问题, 提高了转向系统响应的准确性, 较大程度地改善了操作过程, 顺应了“绿色化”的技术发展趋势^[1-3]. 目前, EPS 系统得到了广泛应用, 伺服系统控制器多采用专家系统或查表法产生控制信号, 自适应性能较差; 相关控制过程多基于车速和方向盘转矩信号进行, 用于客车、载运车辆等重载车辆时控制效果有待提高^[4-7]. 因此, 基于载重量和车速研究具有自适应性的 EPS 系统控制方案具有重要的价值.

国外针对客车的研究开展较早, 目前技术转化阶段已经完成, 相关产业化进程发展良好^[8-9]. 国内相关研究开展较晚, 但近年来相关技术研究取得了长足发展. 北京理工大学的林逸等^[10]基于奥运会期间用车技术要求, 针对电动客车开发了轴荷高达 6 180 kg 的 EPS 系统. 长安大学的陈丁跃等^[11]针对客车 EPS 系统研究了电动机控制策略和匹配关键技术. 但是, 基于载重量研究 EPS

系统自适应控制方法依然存在较大的技术空白, 实现相关技术的自主化具有重要研究价值. 模糊控制系统具有良好的快速性、鲁棒性和自适应性, 在现代工业产品中得到广泛应用^[12-14]. 基于此, 本研究以宇通城市客车 ZK6126CHEVG4 为研究对象, 提出一种载重量关联助力系数决策的方法.

1 电动助力转向系统

1.1 工作原理

控制单元根据车速传感器信号, 转矩传感器信号和载重信号, 决策出助力电流的大小, 同时根据转向盘的转角判断出驾驶者的转向方向. 电机的控制有电压控制和电流控制两种方式, 助力电流与助力力矩成正比关系, 因此控制器可以通过控制电流的大小直接控制助力的大小. EPS 结构如图 1 所示, 该系统由信号传感装置(主要有扭矩传感器和车速传感器)、控制单元(ECU)及转向执行机构(助力电机、减速机构)等组成.

1.2 数学建模

由牛顿第二定律, 可得转向盘—转向轴模型的微分方程:

收稿日期:2015-01-18; 修订日期:2015-03-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60904023)

作者简介:曹艳玲(1964-), 女, 河南洛阳人, 河南科技大学副教授, 主要从事电动助力转向理论及其应用的研究, E-mail: cylvteacher@163.com.

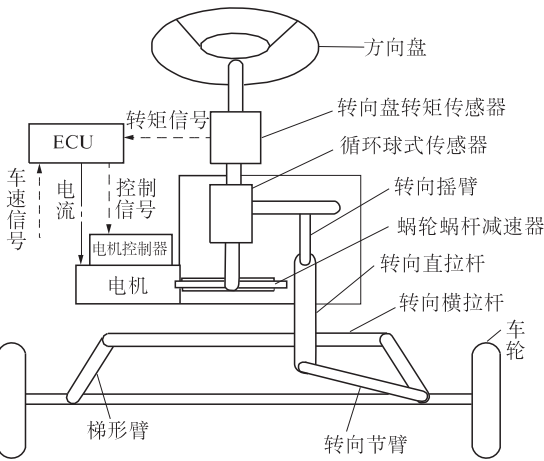


图 1 电动助力转向系统结构示意图

Fig.1 Structure of electric power steering system

$$T_h - K_s(\theta_c - \theta_1) = J_c \ddot{\theta_c} + B_c \dot{\theta_c} \tag{1}$$

式中: T_h 为驾驶员作用在转向盘上的转矩, $N \cdot m$; K_s 为扭矩传感器的刚度系数, $N \cdot m/rad$; θ_c 为转向盘的转角, rad ; θ_1 为转向螺杆的转动角度, rad ; J_c 为转向盘及转向管柱的等效转动惯量, $kg \cdot m^2$; B_c 为转向管柱的黏性阻尼系数, $N \cdot m \cdot rad^{-1} \cdot s$.

转矩传感器可以等效为扭杆弹簧,其运动的微分方程:

$$T_s = K_s(\theta_c - \theta_1) \tag{2}$$

式中: T_s 是转矩传感器的输出转矩, $N \cdot m$.

电机的动力学数学模型:

$$U_a = L \cdot \dot{I} + U_m + I \cdot R \tag{3}$$

$$U_m = K_r \cdot \dot{\theta_m} \tag{4}$$

$$J_m \cdot \ddot{\theta_m} + B_m \dot{\theta_m} + T_l = T_m \tag{5}$$

$$T_m = K_m \cdot I \tag{6}$$

式中: U_a 为电枢二端的电压, V ; L 为电枢的等效电感, H ; I 为电枢电流, A ; U_m 为电枢反电动势, V ; R 为电枢电阻, Ω ; K_r 为电动机反电动势系数, $V/(rad \cdot s^{-1})$; θ_m 为电枢转角, rad ; J_m 为电动机转子-蜗杆减速器的等效转动惯量, $kg \cdot m^2$; B_m 为电动机输出轴的等效阻尼系数, $N \cdot m \cdot rad^{-1} \cdot s$; T_l 为输出轴上的助力转矩, $N \cdot m$; T_m 为电机的电磁转矩, $N \cdot m$; K_m 为电动机的转矩系数.

2 助力电机电流的上下层控制策略

EPS 应能够在转向过程中提供合适的助力,减轻驾驶者的劳动强度,为驾驶员提供清晰的路感. 本文研究的是客车电动助力转向系统,针对载重经常变化的运行工况,提出了一种助力电流决策的控制策略,降低载重变化对转向力的影响,即

在载重增加时相应增加助力,以达到驾驶员转向手力基本不变的目的.

2.1 助力特性

常见的助力形式有 3 种,表征为 3 种形式的曲线:直线型、折线型和曲线型. 笔者选择最简单的直线形式,加入载重后的数学表达式:

$$T_a = \begin{cases} 0, & 0 < T_d < T_{d0}; \\ k(v, m)(T_d - T_{d0}), & T_{d0} < T_d < T_{dmax}; \\ T_{amax}, & T_d > T_{dmax}. \end{cases} \tag{7}$$

式中: T_d 为转向盘转矩传感器测得的转矩, $N \cdot m$; T_{d0} 为电动机开始助力时的方向盘转矩, $N \cdot m$; k 为助力比例系数; v 为车速, km/h ; m 为载重, kg ; T_{dmax} 为最大截止方向盘转矩, $N \cdot m$; T_{amax} 为电动机提供的最大助力力矩, $N \cdot m$; T_a 为助力力矩, $N \cdot m$.

助力电流与助力比例系数亦成比例关系. 为计算方便起见,笔者选择确定助力系数 k . 仿真计算时所用到的相关参数如表 1 所示.

表 1 客车的相关参数表
Tab.1 Relative parameters of bus

参数名称	数值
整备质量 m_a/kg	11 700
总质量 m_b/kg	16 500
前轴到质心的距离 a/m	1.9
后轴到质心的距离 b/m	3.9
总当量惯性矩 $J/(kg \cdot m^2)$	0.07
循环球减速比 G_1	16.5
电枢电阻 R/Ω	0.178
电机转矩系数 $K_r/(N \cdot m \cdot A^{-1})$	0.03
电动势常数 $K_b/(V \cdot s \cdot rad^{-1})$	0.02

在 ADAMS/car 中,对整车进行阶跃转向仿真得到不同车速和载重条件下的最大转向力,通过计算得到所需助力比例值 k 如表 2 所示.

表 2 不同车速和载重下的 k 值
Tab.2 k values under different speed and load

车速/ ($km \cdot h^{-1}$)	载重量/ kg		
	0	2 400	4 800
0	5.42	6.85	9.00
10	4.54	4.73	5.11
20	3.37	3.67	3.94
30	2.56	2.72	2.88
50	1.59	1.77	1.98
70	1.15	1.22	1.35
100	0.51	0.64	0.75

2.2 模糊决策

基于 MATLAB/Fuzzy Logic 工具箱,以车速信号 v 和载重信号 m 为输入变量,以助力比例系数 k 为输出变量设计模糊控制器.

确定输入输出的论域,定义基于各个变量的语言变量.车速信号 v 的基本论域为 $[0,100]$,量化因子为 1;将其划分为 7 组模糊值,记为 $v_0、v_1、v_2、v_3、v_4、v_5、v_6$;并分为 7 组等级 $v = \{0,10,20,30,50,70,100\}$.载重信号 m 的基本论域为 $[0,4\ 800]$,量化因子为 1;将其划分为 3 组模糊值,记为 $m_0、m_1、m_2$,并分为 3 组等级 $m = \{0,2\ 400,4\ 800\}$.对车速、载重建立三角型隶属度函数,如图 2 和图 3 所示.

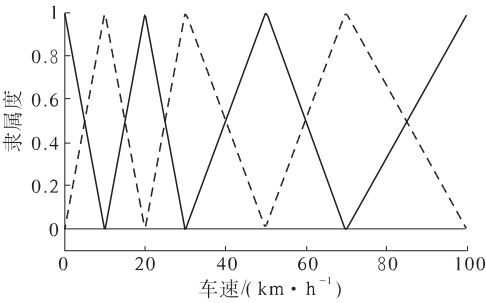


图 2 车速 v 的隶属度

Fig. 2 The membership of the speed v

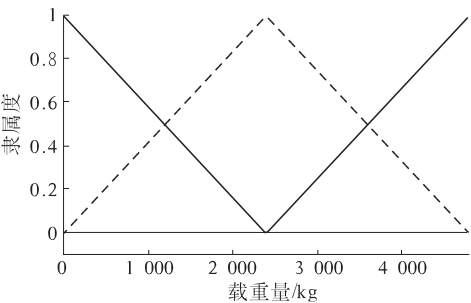


图 3 载重 m 的隶属度

Fig. 3 The membership of the mass m

输出变量 k 的基本论域为 $[0,9]$,将其划分为 k_1,k_2,\cdots,k_{17} 等 17 组模糊值.基于表 2 的数据建立 21 条 if v and m , then k 的控制规则表如表 3 所示.

表 3 助力系数的模糊控制规则

Tab. 3 Fuzzy control rules of power coefficient

车速/ (km · h ⁻¹)	载重量/kg		
	m_0	m_1	m_2
v_0	k_1	k_2	k_3
v_1	k_4	k_5	k_6
v_2	k_7	k_8	k_9
v_3	k_{10}	k_{11}	k_{12}
v_4	k_{13}	k_{14}	k_{15}
v_5	k_{16}	k_{17}	k_{17}
v_6	k_{16}	k_{16}	k_{16}

2.3 下层目标电流跟踪

根据转向的要求,采用 H 桥式斩波电路实现

电动机正反转运行工况,电动机电流的调节可通过脉冲宽度调制(PWM)实现.采用 PID 方法实现对 EPS 电机电流的闭环控制,改善转向系统的动态特性和稳态精度,提高控制系统的鲁棒性.

3 仿真分析

对模糊控制器进行仿真,控制器输出规则曲面如图 4 所示,载重对 k 值的影响如图 5 所示.

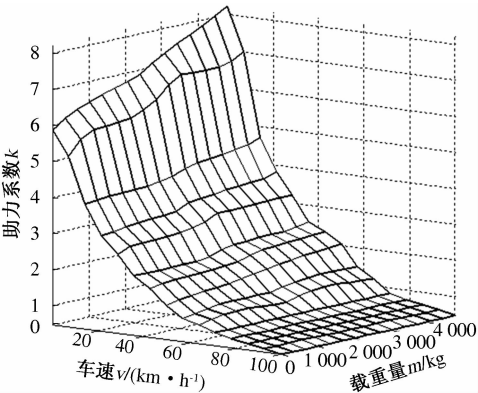


图 4 控制器输出规则曲面

Fig. 4 Controller output rule surface

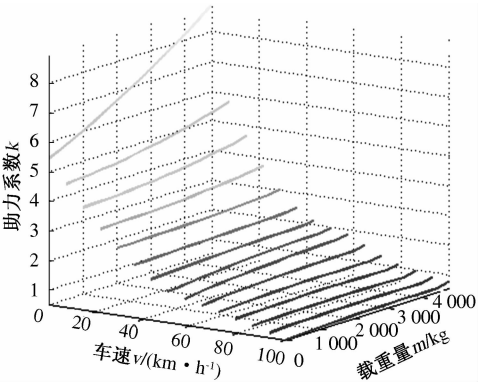


图 5 载重对 k 值的影响

Fig. 5 The influence of load on the k value

由图 4 可知, k 的曲面图反映出模糊控制器输出值与试验数据表 2 一致,且完全覆盖表 2 所示控制规则特性区域.由图 5 知,同一车速下随着载重的增加,助力系数 k 值略微上升;低速重载工况下,助力系数 k 的增加率明显高于高速轻载工况,相关模糊规则设定符合客车等载运车辆工况特点.

为验证设计的助力可以有效降低载重对转向力的影响,基于 ADAMS 平台,通过 VARVAL 模块输入助力信号.在车速为 35 km/h;载重 $m_0 = 0\text{ kg}; m_1 = 2\ 400\text{ kg}; m_2 = 4\ 800\text{ kg}$ 的条件下进行正弦输入仿真,得到未考虑载重和考虑载重时转向力随时间的关系,如图 6、图 7 所示.

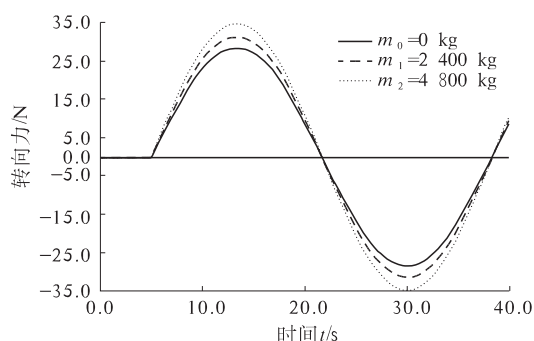


图6 未考虑载重时转向力的变化
Fig.6 The change of steering force
when not considering load

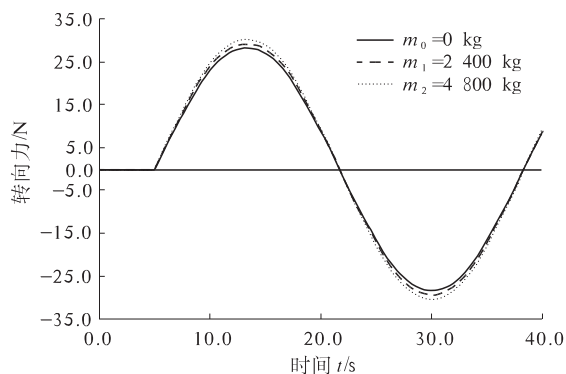


图7 考虑载重时转向力的变化
Fig.7 The change of steering force
when considering load

由图6可知,载重由空载到满载变化时,最大转向手力增加了8 N。由图7可知,载重由空载到满载变化时,最大转向手力仅增加了3 N。

4 结论

(1)基于客车工况特点设计相应EPS系统模糊控制规则,建立相关模糊控制器仿真模型。结果表明,控制特性曲面完全覆盖原有查表法控制特性区域,自适应性能较好。

(2)通过增加载重量与助力系数之间的关联关系,建立相关控制方法。控制规则表明,助力系数对于载重量变化的跟随性较好,且符合载运车辆的工况特点。

(3)基于ADAMS的仿真结果表明,相较原来EPS控制系统,本研究控制方案控制效果较好,载

荷变化范围内驾驶员转向力变化量下降65%;伺服系统作用充分发挥,有效降低了运载车辆因载荷改变对转向性能的影响。

参考文献:

- [1] 雷琼红. 汽车电动助力转向(EPS)技术的现状和发展趋势分析[J]. 机械工程师,2009(9): 53-55.
- [2] 王其东,杨孝剑,陈无畏,等. 电动助力转向系统的建模及控制[J]. 农业机械学报,2004,35(5): 1-4.
- [3] 王启瑞,黄森仁,陈无畏. 基于模糊自调整PD控制的EPS助力特性[J]. 农业机械学报,2004,35(4): 1-3.
- [4] 刘喜东. 大客车EPS助力矩及控制策略研究[D]. 西安:长安大学汽车学院,2009.
- [5] 向铁明,易际明,方道. 电动助力转向系统特性曲线的设计[J]. 西华大学学报,2009,28(3): 35-39.
- [6] 陈国荣. 商用车辆EPS系统总体设计及控制策略研究[D]. 西安:长安大学汽车学院,2008.
- [7] 宁超成. 大型电动客车助力转向系统的控制策略研究[D]. 武汉:武汉理工大学汽车工程学院,2012.
- [8] 张国良,曾静,柯熙政,等. 模糊控制及其Matlab应用[M]. 西安:西安交通大学出版社,2002.
- [9] 陈丽. 基于ADAMS的汽车电动助力转向系统的仿真分析[D]. 武汉:华中科技大学机械科学与工程学院,2005.
- [10] 林逸,申荣卫,施国标. 纯电动客车电动助力转向控制器开发[J]. 江苏大学学报:自然科学版,2006,27(4): 310-314.
- [11] 陈丁跃,陈李吴. 新能源节能动力汽车及电工电子设计研发[J]. 中国科技论坛,2007,12(11): 32-36.
- [12] 申荣卫,林逸,台晓红,等. 电动助力转向系统建模与补偿控制策略[J]. 农业机械学报,2007,38(7): 5-9.
- [13] 陈无畏,时培成,高立新,等. ADAMS和Matlab的EPS整车系统的联合仿真[J]. 农业机械学报,2007,38(2): 22-26.
- [14] 张洛明,杨苗,何春霞. 组合挂车转向拉杆连接孔位的研究[J]. 郑州大学学报:工学版,2014,35(5): 68-70.

(下转第81页)

文章编号:1671-6833(2015)03-0068-05

压缩制冷系统节流损失及应对方案研究

魏新利, 王中华, 耿利红, 孟祥睿

(郑州大学 化工与能源学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 对传统单、双温压缩制冷系统(CRS)建立了理论分析的热力学模型,通过 Matlab R2010a 计算不同工况下的节流损失.模型以 R134a 为工质,物性参数通过调用 REFPROP 9.0 准确获取,结果发现:传统压缩系统中,节流损失占压缩机耗功 13.0%~31.9%;双温系统中,节流损失占压缩机耗功的比例比单温系统的高约 50%;工况条件变化时,节流损失也相应变化.结合节流损失的特点,对 3 种常见的节能方案进行了分析,模拟了不同工况下压缩/喷射制冷系统的性能系数(COP),并同单纯回收节流损失的情况进行比较,结果验证了利用喷射器回收系统节流损失的可行性.

关键词: 压缩制冷;节流损失;节能;喷射器

中图分类号: TB61+5 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.015

0 引言

近年来,能源问题日渐突出,传统压缩制冷系统的节能优化逐渐引起人们重视.在传统压缩制冷系统中,来自冷凝器的高压饱和或过冷液体需要通过节流阀、毛细管等降压设备来维持低温蒸发过程的进行.该过程往往是等焓而非等熵过程,会产生大量闪发蒸汽,闪发蒸汽不吸收热量,却要消耗功,即导致节流损失^[1],该部分能量损失约占制冷系统总能量损失的 10%^[2].国内外学者对制冷系统的节能优化研究主要集中在两方面:一是提高系统中主要设备的性能,如压缩机、冷凝器、蒸发器等效率.如李成武^[3]分析了压缩机变频技术对压缩机节能的影响;邵秀丽等^[4]探讨了冷凝器节能技术在冰箱中的应用;吴金星等^[5]对板式蒸发器的性能进行了研究;二是研究优化系统组成形式,刘春杰等^[6]从多个方面对制冷空调系统的节能进行了研究.但节流损失与系统运行工况的关系尚待明确,节流损失回收方案不够明确.在此背景下研究压缩系统中的节流损失与运行工况的关系,探明回收节流损失的有效途径,对制冷系统的节能具有重要意义.

1 压缩制冷系统概述

1834 年, Jacob Perkins 制造出了第一台蒸汽压缩式制冷机,它主要由冷凝器、蒸发器、压缩机、膨胀阀等部件组成,其结构简图如图 1 所示.冷凝器出来的饱和液态工质 1 进入膨胀阀节流降压变成湿蒸汽 2,然后进入蒸发器吸热变成饱和蒸汽 3,进入压缩机升压到状态 4,最后进入冷凝器完成制冷循环.此后随着人们对制冷系统功能多样化的需求,逐渐出现了双温压缩制冷系统.根据两个蒸发器的布置形式,可分为双温串联压缩制冷系统和双温并联压缩制冷系统,其结构简图如图 2 所示.其工作原理与单温压缩制冷系统相似,不同之处是双温压缩制冷系统需要额外的阀门调节两蒸发器的运行工况.在双温串联压缩制冷系统中,经过高温蒸发器的湿蒸汽 3 再经过膨胀阀 2 节流降压为湿蒸汽 4,进入低温蒸发器吸热变成干饱和蒸汽 5;而在双温并联压缩制冷系统中,冷凝器出来的饱和和液态工质 2 经过分流后经不同程度的节流,进入两个蒸发器吸热,再经过压力调节阀的调压作用变为相同压力的气态工质 0,进入压缩机完成制冷循环.

收稿日期:2015-01-01;修订日期:2015-03-10

基金项目:河南省重点科技攻关计划项目(112102310041)

作者简介:魏新利(1956-),男,河南辉县人,郑州大学教授,博士,博士生导师,主要从事生物质能利用低温余热制冷及发电等研究,E-mail:xlwei@zzu.edu.cn.

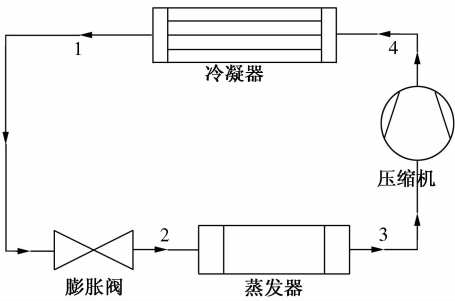


图 1 单温压缩制冷系统结构简图

Fig.1 Schematic diagram of conventional single temperature CRS

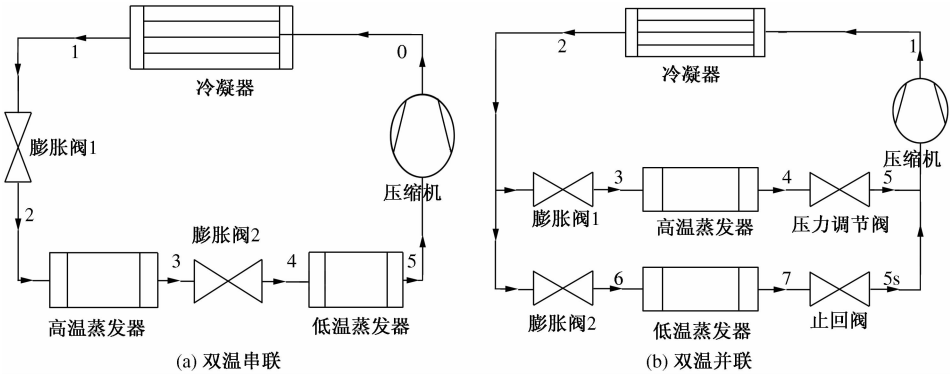


图 2 双温压缩制冷系统结构简图

Fig.2 Schematic diagram of double temperature serial(a) and Parnell(b) CRS

对于单温压缩制冷系统,节流损失占压缩机耗功百分比:

$$\Delta H_{dw} = \frac{(h_2 - h_{2s})}{(h_4 - h_3)} \times 100\% . \tag{1}$$

系统制冷量:

$$Q_{dw} = m(h_3 - h_{2s}) . \tag{2}$$

回收节流损失后系统制冷量:

$$Q_{dw} = m(h_3 - h_2) . \tag{3}$$

对于双温串联压缩制冷系统,节流损失占压缩机耗功百分比:

$$\Delta H_{cl} = \frac{(h_2 - h_{2s}) + (h_4 - h_{4s})}{h_0 - h_5} \times 100\% . \tag{4}$$

系统制冷量:

$$Q_{cl} = m[(h_3 - h_2) + (h_5 - h_4)] . \tag{5}$$

回收节流损失后系统制冷量:

$$Q'_{cl} = m[(h_3 - h_{2s}) + (h_5 - h_{4s})] . \tag{6}$$

系统性能系数:

$$COP_{cl} = \frac{Q_{cl}}{W_{cl}} = \frac{(h_3 - h_2) + (h_5 - h_4)}{h_0 - h_5} . \tag{7}$$

对于双温并联压缩制冷系统,节流损失占压缩机耗功百分比为

2 系统节流损失模型的建立和计算

为简化压缩制冷系统的计算,假设压缩机、冷凝器、蒸发器等均能最大限度满足系统要求,压缩机效率用系数进行修正,同时忽略管路损失. 为方便对比分析,用节流损失除以压缩机耗功将其无量纲化. 节流损失 ΔH 为工质等熵节流的焓值与等焓节流的焓差;压缩机耗功 W 为压缩机前后工质的焓差;制冷量 Q 为工质的质量流量 m 与蒸发器前后工质的焓差;回收节流损失后系统的制冷量 Q' 为等熵节流条件下蒸发器前后工质的焓差.

$$\Delta H_{bl} = \frac{m_1[(h_3 - h_{3s}) + (h_5 - h_{5s})] + m_2(h_6 - h_{6s})}{(m_1 + m_2)(h_1 - h_0)} \times 100\% . \tag{8}$$

系统制冷量:

$$Q_{bl} = m_1(h_4 - h_3) + m_2(h_7 - h_6) . \tag{9}$$

回收节流损失后制冷量:

$$Q'_{bl} = m_1[(h_4 - h_{3s}) + (h_5 - h_{5s})] + m_2(h_7 - h_{6s}) \tag{10}$$

制冷系统压缩机效率^[7]:

$$\eta_c = 0.874 - 0.0135 \times \left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) . \tag{11}$$

与原系统相比,性能系数提升率:

$$\lambda_{COP} = (Q' - Q)/Q \times 100\% . \tag{12}$$

制冷剂 R134a 无毒、不可燃、化学性质稳定,臭氧消耗潜能为零,是传统制冷剂氟利昂的理想替代品,现已广泛应用于制冷系统中. 因此,笔者选用 R134a 为工质,通过调用 Refprop9.0 准确获取其物性参数,利用 Matlab R2010a 编程模拟不同工况下系统的性能系数和节流损失,并将回收节流损失的情况与原系统进行对比.

3 计算结果分析

结合系统运行的实际情况,考核单变量如节

流损失占压缩机耗功的比例($\Delta H/W$)及回收节流损失后系统性能系数提升率($\lambda_{COP},\%$)的影响.对于传统单温压缩制冷系统,考察冷凝温度的影响时,固定蒸发温度 $5\text{ }^{\circ}\text{C}$,冷凝温度分别为: $37\sim 45\text{ }^{\circ}\text{C}$,间隔 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$;考察蒸发温度的影响时,固定冷凝温度 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$,蒸发温度分别为: $-3\sim 5\text{ }^{\circ}\text{C}$,间隔 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$,结果如图3所示.

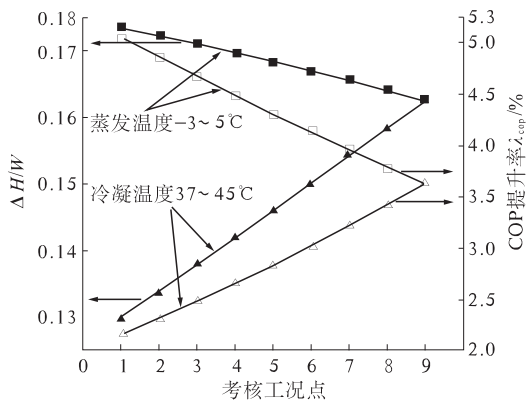


图3 传统单温压缩制冷系统考核情况

Fig.3 Test of conventional single temperature CRS

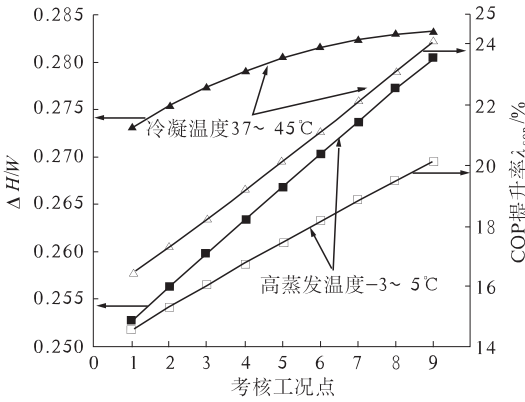
由图3可见,传统单温压缩制冷系统中,蒸发温度升高时,制冷剂节流程程度降低,节流损失占压缩机耗功比例($\Delta H/W$)逐渐降低,回收节流损失后系统性能系数提升率也相应降低;冷凝温度升高时,节流程程度变大,节流损失增大,节流损失占压缩机耗功比例上升,回收节流损失后系统 λ_{COP} 也相应上升;而 $\Delta H/W$ 与 λ_{COP} 变化幅度不一致,这主要是受制冷剂热物性参数的约束.

对于双温制冷系统,由于系统中有两个蒸发器,其制冷负荷比的大小对系统性能有一定影响,因此需要考虑蒸发器制冷负荷比的影响.结合系统运行的实际情况,考察冷凝温度的影响时,固定高温蒸发温度为 $5\text{ }^{\circ}\text{C}$,低温蒸发温度为 $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$,

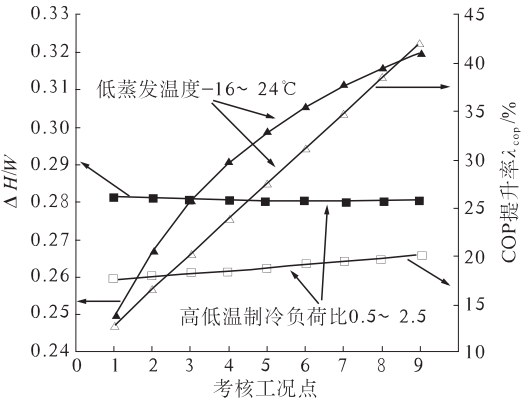
高低温蒸发器制冷负荷比为 1.5 ,冷凝温度分别为: $37\sim 45\text{ }^{\circ}\text{C}$,间隔 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$;考察高温蒸发温度的影响时,固定冷凝温度为 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$,低温蒸发温度为 $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$,高低温蒸发器制冷负荷比为 1.5 ,高蒸发温度分别为: $-3\sim 5\text{ }^{\circ}\text{C}$,间隔 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$;考察低温蒸发温度的影响时,固定冷凝温度为 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$,高温蒸发温度为 $5\text{ }^{\circ}\text{C}$,高低温蒸发器制冷负荷比为 1.5 ,低蒸发温度分别为: $-16\sim -24\text{ }^{\circ}\text{C}$,间隔 $1\text{ }^{\circ}\text{C}$;考察蒸发器制冷负荷比时,固定冷凝温度为 $45\text{ }^{\circ}\text{C}$,高温蒸发温度为 $5\text{ }^{\circ}\text{C}$,低温蒸发温度为 $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$,蒸发器制冷负荷比分别为: $0.5\sim 2.50$,间隔 0.25 .双温串联压缩制冷系统的考核结果如图4所示;双温并联压缩制冷系统的考核结果如图5所示.

由图4可见,双温串联压缩制冷系统中,冷凝温度、高温蒸发器蒸发温度、低温蒸发器蒸发温度对节流损失占压缩机耗功比例及系统性能系数提升率的影响趋势一致;这是由节流程度的变化所致.高低温蒸发器制冷负荷比升高时, $\Delta H/W$ 维持在 0.28 左右,对其进行回收后,系统 COP 提升率 λ_{COP} 略有上升.原因是制冷系统等焓节流,高低温制冷负荷比变化时,两膨胀阀的节流程度是不变的,因此节流损失占压缩机耗功比之和也基本不变.

由图5可见,双温并联制冷系统中,高温蒸发器蒸发温度、低温蒸发器蒸发温度对 $\Delta H/W$ 和 λ_{COP} 的影响一致,这是由节流程度变化主导的;冷凝温度对系统节流损失的影响呈相反的趋势,原因是双温并联制冷系统中压力调节阀的节流损失在总节流损失中占较大比重,且随冷凝温度的升高而降低.高低温制冷负荷比升高时,高温膨胀阀和压力调节阀的节流损失都上升,膨胀阀2的节流损失减小,但其幅度小于前两者之和,回收节流损失后系统 λ_{COP} 上升.



(a) 冷凝温度和高温蒸发器蒸发温度影响



(b) 低温蒸发器蒸发温度和高低温制冷负荷比的影响

图4 双温串联压缩制冷系统考核情况

Fig.4 Test of double temperature serial CRS

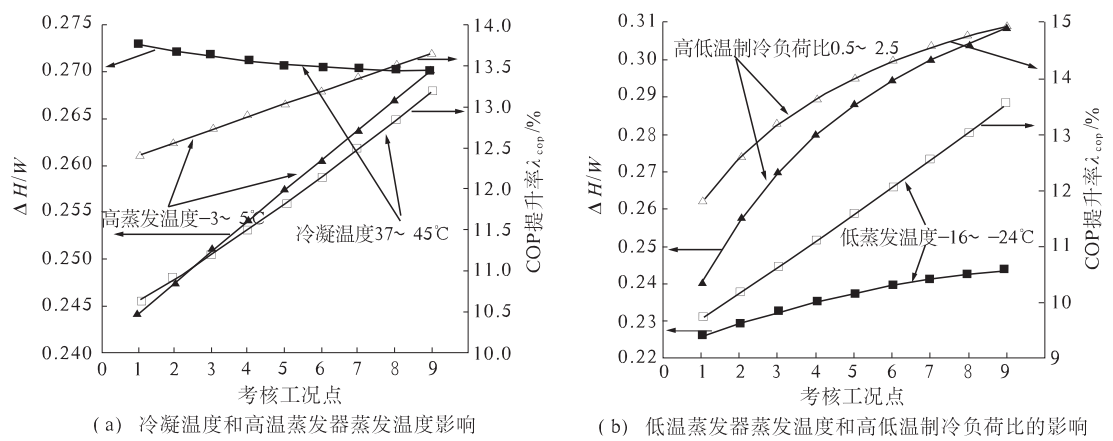


图5 双温并联压缩制冷系统考核情况
Fig.5 Test of double temperature parallel CRS

对比图3~5可见,由于单温压缩制冷系统进行了一次节流过程,且节流程度相对较小,节流损失明显低于双温压缩制冷系统,回收节流损失后系统性能系数提升率也较低.应重点考虑对双温压缩系统的节流损失的回收.双温串联压缩制冷系统中,低温蒸发器蒸发温度的变化对节流损失影响很大;高低温制冷负荷比变化时, $\Delta H/W$ 变化很小,说明该系统变负荷性能较好.而双温并联压缩制冷系统中,高低温制冷负荷比变化时, $\Delta H/W$ 变化较大,说明它的变负荷性能较差,应着重考虑对该系统变负荷条件下节流损失的回收.

4 系统节流损失回收方案分析

节流损失的回收通常有3种途径^[3]:①液态制冷剂进入膨胀阀之前进行过冷或回热操作;②多级液态制冷剂节流配合多级蒸汽压缩过程;③应用没有节流过程的降压部件(如喷射器)来取代膨胀阀、毛细管等节流元件.其中,方法1最为简单也最常用;但液态制冷剂过冷需要额外的换热面积,足够高的冷媒流率,并保持稳定的操作条件以维持所需过冷度,这在制冷系统中难以满足.若进行回热操作,则会起到正反两方面的效果,一方面可降低节流损失,另一方面却会增加压缩机功耗.方法2通常在两级压缩制冷系统中使用,节能效果非常显著;如使用两级蒸发压缩系统可降低一半节流损失,但会使得系统复杂程度提高,增加系统投资.方法3则被认为是最具应用价值的方案,引起广泛关注.

由于传统双温串联制冷系统的 $\Delta H/W$ 及回收节流损失后系统 λ_{COP} 和系统复杂程度均介于其余两种系统之间,最具代表性.因此笔者针对双温串联压缩制冷系统,利用喷射器取代膨胀阀组成压缩/喷射制冷系统(C/ERS)^[8],对方案3的可

行性进行验证.加入喷射器后新系统的结构简图如图6所示.

喷射器虽然结构简单,但内部流动却相当复杂,机理尚未被完全掌握.为简化热力学计算过程,采取喷射器理论计算的通用假设^[9].为保证系统稳定运行,气液分离器内制冷剂的干度还应满足条件^[10]:

$$X = \frac{M_q}{M_q + M_1} \tag{13}$$

不同工况下双温串联压缩/喷射制冷系统的考核工况及方式与双温压缩制冷系统相同.

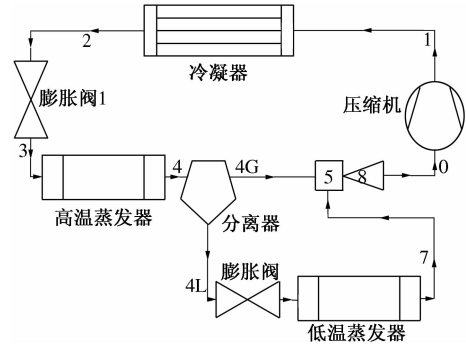


图6 双温串联压缩/喷射系统结构简图
Fig.6 Schematic diagram of double temperature parallel C/ERS

图7为不同工况下COP提升率的对比情况.由图7可知,考核范围内,新系统性能系数提升率总高于单纯回收节流损失的方案.原因有二:第一,喷射器可回收部分节流损失;第二,喷射器的升压作用提高了压缩机入口制冷剂蒸汽的压力,降低压缩机功耗;升高冷凝温度、高温蒸发器蒸发温度或降低低温蒸发器蒸发温度时,新系统较单纯回收原压缩系统节流损失的方案性能系数提升率更大,考核工况内系统性能系数提升率可达51.5%.

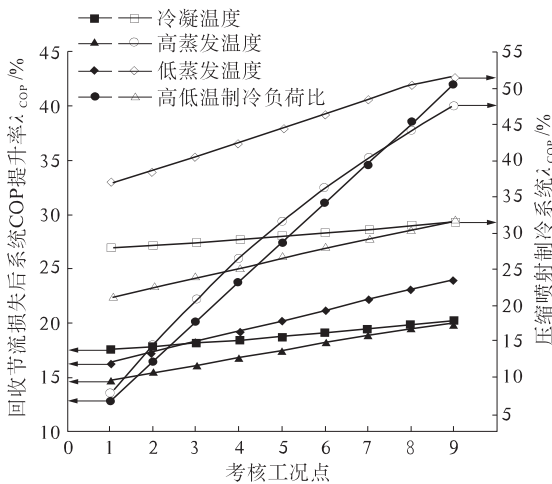


图7 不同工况下 COP 提升率对比情况
Fig.7 Comparisons of COP increase rate
under various operating conditions

5 结论

(1)传统压缩制冷系统中,在不考虑系统其他损失的情况下,节流损失占压缩机耗功的比例达 31.9%。

(2)对于双温压缩制冷系统,节流损失占压缩机耗功的比例较单温压缩系统高约 50%,应注重对双温压缩制冷系统中节流损失的回收。

(3)利用喷射器取代压缩制冷系统中的节流元件,不但能够回收节流损失,还可降低压缩机耗功,是提高系统 COP 的理想方案。

参考文献:

- [1] 魏新利,汤本凯,马新灵,等. 两相喷射器对压缩-喷射制冷系统性能的影响研究[J]. 制冷与空调(四川), 2014 (1): 1-8.
- [2] 傅秦生,肖跃雷,冯霄. 蒸汽压缩制冷循环中的不可避免 Yong 损失[J]. 西安交通大学学报, 2003, 37(5): 546-548.
- [3] 李成武,隆莹,龙晓芬. 变频压缩机在冰箱中的节能技术分析[J]. 制冷, 2014 (3): 21-25
- [4] 邵秀利,赵小月,王世峰,等. 节能冰箱及其冷凝器设计[J]. 机械研究与应用, 2013, 26(4): 141-143.
- [5] 吴金星,董其伍. 板壳式降膜蒸发器结构及性能研究[J]. 郑州工业大学学报, 1997, 18(4): 7-12.
- [6] 刘春杰,陈正刚. 暖通空调节能技术研究[J]. 真空与低温, 2014, 20(5): 302-306.
- [7] ELAKDHAR M, NEHDI E, KAIROUANI L. Analysis of a compression/ejection cycle for domestic refrigeration [J]. Industrial & Engineering Chemistry Research, 2007, 46(13): 4639-4644.
- [8] 郭健翔,谭连城,阴建民,等. 新型压缩/喷射冰箱混合制冷循环理论及实验研究[J]. 制冷学报, 1993(1): 22-25.
- [9] NEHDI E, KAIROUANI L, BOUZAINA M. Performance analysis of the vapour compression cycle using ejector as an expander[J]. International Journal of Energy Research, 2007, 31(4): 364-375.
- [10] 刘敬辉,陈江平,陈芝久. 压缩/喷射混合制冷循环的热力学分析探讨[C]//上海市制冷学会 2005 年学术年会论文集. 上海:上海市制冷学会, 2005: 1-4.

Study on the Throttling Losses in CRS and Solutions

WEI Xin-li, WANG Zhong-hua, GENG Li-hong, MENG Xiang-rui

(School of Chemical Engineering and Energy, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A thermodynamic model is established to make a theoretical analysis on conventional compression refrigeration systems (CRS), throttling losses under various operating conditions are simulated with Matlab R2010a. R134a is chosen as refrigerant in the model and its thermo-physical properties are obtained from REFPROP 9.0. The results show that: 1. throttling losses in CRS accounts for 13 to 31.9 of compressor power; 2. throttling losses of double temperature CRS are about 50% higher than that of the single temperature CRS; 3. throttling losses change with operating conditions. According to the characteristics of CRS, three commonly used ways to recover throttling losses are analyzed. COP of C/ERS is simulated under various operating conditions and compared with the simply recover throttling losses scheme, the results verify the feasibility of using ejector in CRS.

Key words: compression refrigeration; throttling loss; energy saving; ejector

染料脱盐纳滤膜分离性能表征

张浩勤¹, 秦国胜², 张秋楠², 穆文瑞¹, 武文佳¹, 陈 普²

(1. 郑州大学 化工与能源学院, 河南 郑州 450001; 2. 郑州鸿盛数码科技股份有限公司, 河南 郑州 450001)

摘 要: 数码喷墨印花用染料目前主要依赖进口, 将国产商品染料提纯用于数码喷墨印花有重要的意义. 以中试规模装置对本研究所制备的染料脱盐纳滤膜分离性能进行表征, 实验结果表明, 对于染料活性红与 NaCl 混合溶液, 膜对活性红截留率高于 99.5%, 膜对 NaCl 呈现出负截留现象, 该膜的渗透通量高于 $35 \text{ L} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{h}^{-1} \cdot \text{MPa}^{-1}$; 随着操作压差增大, 膜的渗透通量增大, 但选择性略有降低. 上述结果表明, 在纳滤膜中同时引入正、负两种固定电荷可以提高有机物的脱盐效率.

关键词: 数码喷墨印花; 染料脱盐; 纳滤

中图分类号: TQ028.8 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.016

0 引言

与传统印染产生大量废水相比, 数码喷墨印花是一种高效节能环保技术, 它使用的高纯染料要求 Cl^- 、 SO_4^{2-} 、 Ca^{2+} 、 Mg^{2+} 离子含量为 ppm 级^[1]. 目前, 国内低盐商品染料含盐量在 5% ~ 10%, 导致数码喷墨印花用高纯染料基本依赖进口. 所以, 将国产商品染料提纯, 制备数码喷墨印花用高纯染料对于促进行业发展有重要的意义.

采用纳滤技术进行染料提纯是目前研究的热点, 众多研究者采用商业纳滤膜研究了多种染料的脱盐效果^[2-7]. 上述研究表明, 纳滤膜能够截留染料, 而使 Na^+ 和 Cl^- 等一价离子透过, 但效率不够高; 对于染料中所存在的 SO_4^{2-} 等二价离子, 其分离效率更低, 且膜的渗透通量较小. 郑州大学膜分离技术团队在纳滤膜中引入正、负两种固定电荷, 分别为无机盐中的正、负离子提供通道, 以提高有机物与无机盐的分离效率^[8-9]. 郑州鸿盛数码科技股份有限公司与郑州大学合作对此专利技术进行放大研究, 在中试规模上对膜进行性能表征, 期望为膜的进一步应用奠定基础.

1 实验部分

1.1 试剂和设备

染料脱盐膜, 郑州大学提供; 染料, 郑州鸿盛

数码科技股份有限公司提供; 氯化钠、硫酸钠、聚乙二醇(PEG1000), 市售分析纯试剂. 实验用水为去离子水.

电导率仪(HANNA EC215, 意大利哈纳仪器公司); 紫外/可见光分光光度计(UV-2450, 日本岛津公司); 离子色谱(ICS-1500, 美国 Dionex 公司).

1.2 膜性能表征

实验所用膜分离装置示意图见图 1. 图 1 中膜组件为 2 540 组件, 每个组件的膜面积为 2 m^2 . 在实验过程中, 配制一定浓度的原料液于原料槽中, 开启原料泵全循环, 系统稳定一定时间后测定相关参数, 分别考察各种操作条件对膜分离效果的影响. 实验中控制料液温度在 $20 \sim 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 之间.

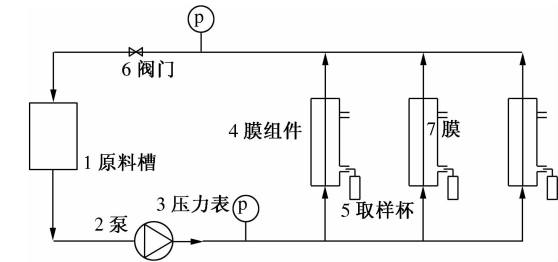


图 1 膜分离性能表征装置示意图
Fig.1 Schematic diagram of membrane characterization

收稿日期:2015-02-01; 修订日期:2015-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U1407121); 河南省产学研科研项目(132107000031); 郑州市科技创新团队计划项目(131PCXTD596)

作者简介:张浩勤(1958-), 男, 河南偃师人, 郑州大学教授, 博士, 主要从事化工方面的研究, E-mail: zhanghaoqin@zzu.edu.cn

实验过程中,无机盐的初始浓度均为 $2 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$, PEG 和染料的初始浓度分别为 $2 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$ 和 $5 \text{ g} \cdot \text{L}^{-1}$. 实验采用电导率仪测定无机盐溶液的电导率计算溶液中无机盐浓度;采用紫外/可见分光光度计测定 PEG1000 的浓度;对于染料与无机盐混合物,采用紫外/可见分光光度计测定染料浓度,采用离子色谱测定 Cl^- 和 SO_4^{2-} 的浓度,计算溶液中无机盐含量.

膜的渗透通量为单位时间单位膜面积下溶液的透过量,见式(1).

$$J = \frac{V}{t \cdot A} \quad (1)$$

式中: J 为溶液的渗透通量, $\text{L} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{h}^{-1}$; V 为一定时间内透过膜的溶液体积, L ; A 为膜的有效面积, m^2 ; t 为操作时间, h . 需要注意的是,膜的渗透通量与操作压差 P 有关.

实验过程中膜对溶质的截留率包括膜对无机盐和有机物的截留率,见式(2).

$$R = 1 - \frac{C_p}{C_0} \quad (2)$$

式中: R 为截留率, %; C_0 为原料液中溶质含量, $\text{g} \cdot \text{L}^{-1}$; C_p 为透过液中对对应溶质含量, $\text{g} \cdot \text{L}^{-1}$.

2 结果与讨论

2.1 两元体系的分离

实验将 NaCl 、 Na_2SO_4 、PEG1000 和活性红染料分别溶解于水中构成两元体系.

图 2 为 NaCl 溶液的渗透通量和截留率随操作压差的变化情况. 图 2 结果表明,在 1.0 MPa 下, NaCl 溶液的渗透通量达到 $35 \text{ L} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{h}^{-1}$, 膜对 NaCl 的截留率为 32% . NaCl 溶液的渗透通量和截留率随着操作压差的增大而增大. 对于稀溶液而言,膜的纯水通量与操作压差之间近似为线性关系;但溶质受到膜的截留,溶质的传递量不能和水通量同比例增大,而导致截留率增大. 上述结果表明,该膜通量高于文献报道值,该膜对 NaCl 的截留率低于常见的商业纳滤膜^[2,6].

图 3 为 Na_2SO_4 溶液的渗透通量和截留率随操作压差的变化情况. 图 3 结果表明,与 NaCl 溶液相比,膜对 Na_2SO_4 的截留率要高得多,实验范围内基本上为 60% ;随压差增大,其截留率数据基本不变. 对于多数的商业纳滤膜(如 NF50),对 Na_2SO_4 的截留率达到 90% 以上^[6]. 所以,相比之下,该膜对 Na_2SO_4 的截留率远低于多数商业膜.

图 4 为 PEG1000 溶液的渗透通量和截留率

随操作压差的变化情况. 图 4 结果表明,膜对 PEG 1000 的截留率很高,在 0.4 MPa 下接近 100% ,随着操作压差增大逐渐减小,在 1.4 MPa 下,接近 95% . 该数据表明所用膜具有良好的截留低分子量有机化合物的能力.

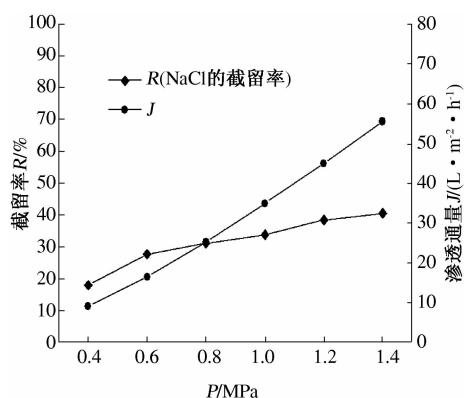


图 2 NaCl 水溶液通量和截留率随压差的变化

Fig. 2 R and J of NaCl solution with the pressure

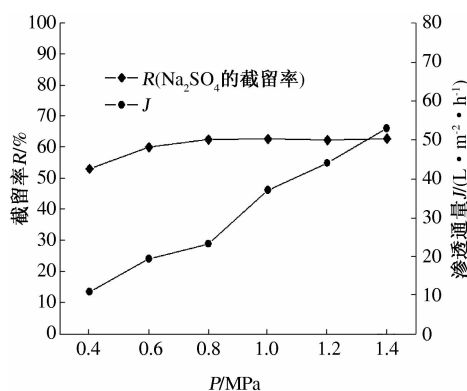


图 3 Na_2SO_4 水溶液的通量和截留率随压差的变化

Fig. 3 R and J of Na_2SO_4 solution with the pressure

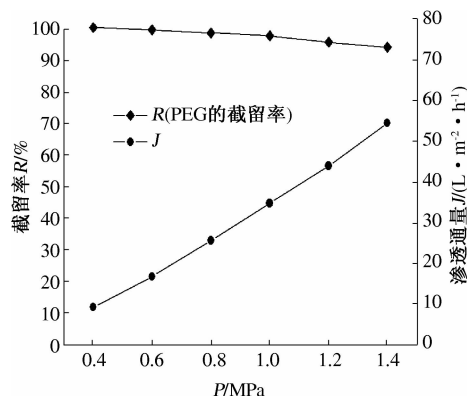


图 4 PEG1000 水溶液的通量和截留率随压差的变化

Fig. 4 R and J of PEG1000 solution with the pressure

图 5 为活性红染料溶液的渗透通量和截留率

随操作压差的变化情况.图5结果表明,膜对活性红的截留率在99.5%以上,且随着压力的增加基本不变.由于活性红的分子量为788,小于PEG的分子量,但膜对活性红的截留率却大于对PEG的截留率.其原因为:PEG为中性溶质,筛分效应起主要截留作用;但活性红染料分子结构中含有 $-\text{SO}_3\text{Na}$,与膜内荷负电基团之间具有排斥作用,Donnan效应与筛分效应的共同作用,使得膜对活性红染料具有更高的截留率.

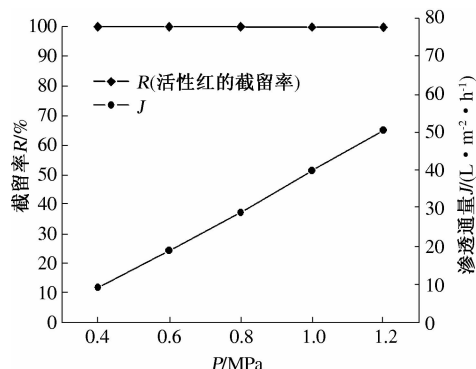


图5 活性红水溶液的通量和截留率随压差的变化

Fig. 5 R and J of reactive red solution with the pressure

2.2 三元体系的分离

实验考察了PEG1000/ NaCl /水,PEG1000/ Na_2SO_4 /水,活性红染料/ NaCl /水,活性红染料/ Na_2SO_4 /水4种物料体系.

图6为膜对PEG1000/ NaCl /水体系的分离效果.图6与图2和图4比较可知,膜对PEG1000的截留率变化不大,仍然维持在很高的截留率(95%以上);主要差别在于膜对 NaCl 的截留率有所增大,约为50%.这是因为PEG1000和 NaCl 混合水溶液分离时,PEG被膜所截留,在膜面附近积累形成浓差极化层,该层的存在不利于无机盐的透过,所以无机盐的截留率增大.

实验也考察了膜对PEG1000/ Na_2SO_4 /水体系的分离效果.与图3和图4比较,主要差别在于膜对 Na_2SO_4 的截留率有所增大,此时 Na_2SO_4 的截留率约为75%.

图7为膜对活性红染料/ NaCl /水体系的分离效果.图7与图2和图5比较可知,膜对活性红染料保持很高的截留率;但膜对 NaCl 的截留率明显减小.在0.4 MPa下,膜对 NaCl 的截留率为-40%,随着操作压差的增大,膜对 NaCl 的截留率逐渐增大,在0.8 MPa时接近于0,在1.2 MPa时,升高至20%.出现上述负截留现象,其原因为

活性红染料分子结构中含有 $-\text{SO}_3\text{Na}$,染料溶液中有大量的 Na^+ 存在,加快了 Na^+ 的透过速率,为了保持溶液的电中性, Cl^- 透过速率也相应增加,导致透过液中 NaCl 浓度高于料液中浓度.

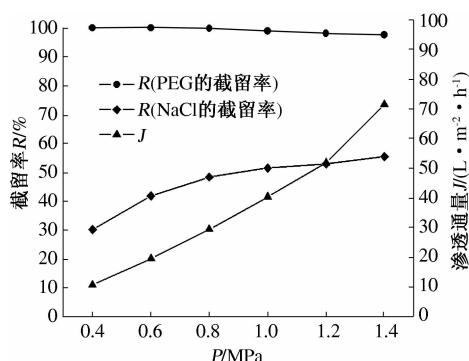


图6 PEG1000和 NaCl 混合溶液的分离效果

Fig. 6 Separation effect of PEG1000 and NaCl solution

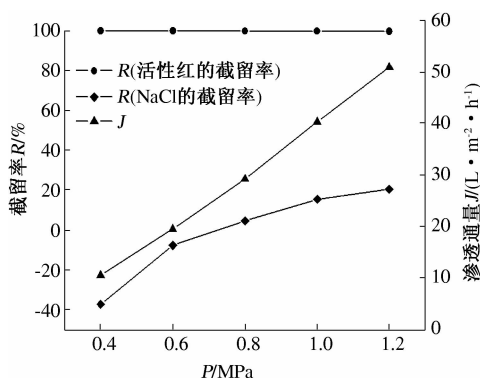


图7 活性红染料和 NaCl 混合溶液的分离效果

Fig. 7 Separation effect of reactive red and NaCl solution

实验也考察了膜对活性红染料/ Na_2SO_4 /水体系的分离效果.结果表明,活性红染料的存在使膜对 Na_2SO_4 的截留率明显减小(约为50%~60%).

实验结果证明,含有磺酸钠基团的染料,在膜分离过程中,染料与无机盐的分离更快.由于大多数水溶性染料都含有磺酸钠基团,所以该分离结果具有一定的普遍实用性.

3 结论

实验在中试装置上对染料脱盐膜进行性能表征.实验考察了膜对无机盐、有机物与无机盐的混合物的分离效果.实验结果表明,膜的通量大于商业纳滤膜通量,膜对活性红染料与无机盐的分离表现出良好的分离效果.特别是活性红与盐的混

合溶液中,盐的截留率则明显降低,膜对 NaCl 的截留率呈现出负值. 显然,在纳滤膜中引入正、负两种固定电荷可以提高有机物的脱盐效率,该膜用于活性染料的提纯是合适的;该实验结果为工业设计奠定了坚实的基础.

参考文献:

- [1] BAI Xue, QIN Guo-sheng, ZHANG Ya-tao, et al. Hydrolytic stability of reactive black 5 and the preparation of ink [J]. *Advanced Materials Research*, 2012, 356-360: 2250-2255.
- [2] MOHAMED A A, QAIS B A, SHAKER H. Removal of acid red and sodium chloride mixtures from aqueous solutions using nanofiltration [J]. *Desalination*, 2007, 206: 407-413.
- [3] HE T, FRANK M, MULDER M H V. Preparation and characterization of nanofiltration membranes by coating polyethersulfone hollow fibers with sulfonated poly(ether ether ketone) (SPEEK) [J]. *Journal of Membrane Science*, 2008, 307: 62-72.
- [4] HE Yi, LI Guang-ming, WANG Hua. Effect of operating conditions on separation performance of reactive dye solution with membrane process [J]. *Journal of Membrane Science*, 2008, 321: 183-189.
- [5] HE Yi, LI Guang-ming, WANG Hua. Experiment Study on the rejection of salt and dye with cellulose acetate nanofiltration membrane [J]. *Journal of Taiwan institute of Chemical Engineers*, 2009, 40: 289-295.
- [6] YU San-chuan, LIU Mei-hong, MA Miao. Impacts of membrane properties on reactive dye removal from dye/salt mixtures by asymmetric cellulose acetate and composite polyamide nanofiltration [J]. *Journal of Membrane Science*, 2010, 350: 83-91.
- [7] 韩俊南, 杨大令, 张守海, 等. PPES 中空纤维纳滤膜的染料脱盐性能研究 [J]. *水处理技术*, 2013, 39(10): 118-121.
- [8] 刘金盾, 张浩勤, 张景亚, 等. 界面聚合反应制备荷电镶嵌膜的方法: 中国, 200910064408. 4 [P]. 2012.
- [9] BAI Xue, ZHANG Ya-tao, WANG Hui, et al. Study on the modification of positively charged composite nanofiltration membrane by TiO_2 nanoparticles [J]. *Desalination*, 2013, 313: 57-65.

Separation Performance Characterization of The NF Membrane With Dye Desalination

ZHANG Hao-qin¹, QIN Guo-sheng², ZHANG Qiu-nan², MU Wen-rui¹, WU Wen-jia¹, CHEN Pu²

(1. School of Chemistry Engineering and Energy, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Zhengzhou Hongsheng Digital Technology Co. Ltd., Zhengzhou 450001, China)

Abstract: The purification of domestically commercial dye for digital inkjet printing has an important significance since it mainly relies on the import at present. The separation performance of the NF membrane with dye desalination prepared by our research laboratory was evaluated in pilot scale. For the mixed solution of reactive red/NaCl/water, the rejection of reactive red by the membrane was higher than 99.5%, meanwhile the rejection of NaCl by the membrane was negative, and also the permeation flux is higher than $35 \text{ L} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{h}^{-1} \cdot \text{MPa}^{-1}$. The permeation flux of membrane increased with the operating differential pressure, but the selectivity of membrane decreased slightly. The results show that the desalting efficiency of organics can be improved by simultaneously introducing positive and negative charge in membrane.

Key words: digital inkjet printing; dye desalination; nanofiltration

文章编号:1671-6833(2015)03-0077-05

基于光电比色法的天然沥青改性沥青与集料黏附性研究

马 峰¹, 富志鹏², 傅 珍³, 陈斌华¹

(1. 长安大学 公路学院, 陕西 西安 710064; 2. 中交第一公路勘察设计研究院有限公司, 陕西 西安 710075;
3. 长安大学 材料学院, 陕西 西安 710064)

摘 要: 为了研究天然沥青与集料之间的黏附性, 选用 2 种基质沥青与 3 种集料, 在基质沥青中分别掺入不同剂量的天然沥青, 采用光电比色法测试沥青与集料的黏附性, 并与水煮法试验结果作对比, 建立两种方法对应的黏附率与黏附等级的联系, 同时通过浸水马歇尔试验与冻融劈裂试验研究了沥青混合料的水稳定性. 试验结果表明, 光电比色法可以定量分析沥青与集料的黏附性, 并且从黏附性角度能更为精确地确定天然沥青的最佳掺量; 在基质沥青中掺入天然沥青能明显增加沥青与集料的黏附性能, 但不同的基质沥青与集料在添加天然沥青后对其黏附性的提高程度各异; 水煮法试验、浸水马歇尔试验及其冻融劈裂试验的结果验证了光电比色法试验结果的可靠性.

关键词: 道路工程; 天然沥青; 集料; 光电比色法; 黏附性

中图分类号: U416.217 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.017

0 引言

水损害严重影响沥青路面的质量和使用寿命, 而水稳定性的关键因素之一是沥青与集料界面黏附力的强弱. 因此, 国内外提出了一些方法来评价沥青与矿料的黏附性^[1-7], 如水煮法、水浸法、光电比色法、SHRP 净吸附法等, 各种评价沥青与集料黏附性的方法试验条件各不相同, 结果各有优劣. 其中水煮法与水浸法试验简单, 易操作, 但试验结果受人为因素影响大; 光电比色法与 SHRP 净吸附法为定量评价方法, 试验结果准确, 但试验复杂, 不易掌握^[3-6]. 同时很多学者就此开展了相关研究, 郝培文等通过水煮法、水浸法、光电比色法和净吸附法研究了不同类型沥青和集料之间的黏附性^[3]. 周卫峰用灰关联理论分析了不同的沥青与集料黏附性试验方法与沥青混合料水稳性的相关关系^[4]. 肖庆一等以润湿吸附理论为基础, 采用黏附试验分析了沥青矿料表面润湿性能对界面粘结强度的影响^[5]. 彭余华等以 SHRP 净吸附法和水煮法为研究对象, 建立了两类试验方法之间的联系^[6]. 傅珍等采用三角形坐标系研究了沥青组分与黏度、黏附性之间的关系, 利用灰

关联方法分析了沥青组分对黏度及黏附性能影响^[7-9]. 陈实等以矿料碱值、表面电荷作用以及沥青基本特性为研究对象, 分析了这些性质与黏附性的关系^[10]. 余国红等以矿料表面裹覆沥青的质量损失率作为评价指标探讨了岩石和沥青黏附能力与沥青混合料水稳定性间的内在关系^[11].

相关研究对沥青与集料黏附性做了大量工作, 但多数集中在沥青与集料黏附性定性及其他定量评价方法与影响因素方面, 而针对光电比色法定量评价天然沥青与集料黏附性的研究还较少. 光电比色法运用吸光度的原理, 通过计算沥青膜的黏附率来定量评价黏附性好坏, 人为因素影响较小. 经比选后, 笔者选择 2 种基质沥青分别掺入不同剂量的天然沥青分别与石灰岩、玄武岩、辉绿岩 3 种集料, 采用光电比色法测定沥青与矿料的黏附性, 并结合水煮法试验、浸水马歇尔试验及其冻融劈裂试验对光电比色法试验结果的可靠性进行验证, 以便对工程实践起到比较好的指导作用.

1 原材料性质与试验方法

1.1 原材料性质

(1) 基质沥青. 试验所用的基质沥青选择西

收稿日期: 2015-01-08; 修订日期: 2015-03-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51108038, 51108039); 陕西省科技计划项目(2013KW24, 2013kjxx-94).

作者简介: 马峰(1978-), 男, 安徽宿州人, 长安大学副教授, 博士, 主要研究方向为道路结构与材料, E-mail: mafeng@chd.edn.cn.

石化 70[#]和 90[#]沥青,测试基质沥青的指标,实验结果见表 1.表中数据表明,试验所用的基质沥青各项数据均符合规范要求.

(2)天然沥青.天然沥青采用四川天然岩沥青,等差掺入基质沥青中,分别制备 2%、4%、6%不同掺量的天然沥青改性沥青.该种天然沥青是以分子量高达 10 000 的沥青质作为其最主要化学成分,其化学构成为碳占 81.7%、氢 7.5%、氧 2.3%,以及少量的其他元素.几乎每个沥青质大分子中都含有较高的氧元素、氮元素、硫元素等较强的极性官能团,在岩石表面将产生极为强劲的吸附力.

(3)集料.集料选用石灰岩、玄武岩、辉绿岩三种石料.由于碱值是矿料的重要性质之一,其酸碱性对于沥青和矿料的黏附性有重要影响,所选用集料的碱值分别为:石灰岩为 0.97;玄武岩为 0.64,辉绿岩为 0.58.碱值从大到小的排序为石灰岩>玄武岩>辉绿岩.一般而言,碱值的大小与集料与沥青的黏附性直接对应,碱值越大黏附性越强,碱值越小黏附性越弱.

1.2 试验方法

(1)光电比色法与水煮法.采用上海菁华科技仪器有限公司生产的 721 型分光光度计,溶剂

选用酚藏花红染料.选用了两种基质沥青分别添加 2%、4%、6%的天然沥青,将改性后的沥青分别与石灰岩、玄武岩、辉绿岩均匀拌合,测定其黏附率.试验基本过程为:配置一定浓度的酚藏花红染料的水溶液,再将一定质量的沥青混合料样品放入其中,然后将混合溶液浸水,水温为 60℃,时间为 2 h,而石料可以吸附溶液中的酚藏花红染料.所以在沥青混合料中,如果沥青膜剥落,石料裸露出来后,溶液的浓度就会降低.使用分光光度计可快速有效地测得溶液浓度的变化,从而反映出沥青与集料间的黏附性.

为与光电比色法进行对比分析,同时采用我国目前规范中采取的传统方法(水煮法)对同样的试样进行试验,将两者对比.

(2)沥青混合料的水稳定性试验.通过浸水马歇尔试验和冻融劈裂试验来分析两种基质沥青的水稳定性,以此间接评价沥青与集料的黏附性,并将结果与光电比色法试验作对比分析.试验选取最大粒径为 16 mm 的石灰岩,矿料级配如表 2 所示,分别和 70[#]、90[#]沥青依据规定要求制作成标准马歇尔试件进行试验.

表 1 基质沥青技术性质
Tab.1 Properties of base asphalt binders

型号	25℃ 针入度/0.1 mm	10℃ 延度/cm	软化点/℃	PI	当量脆点/℃	当量软化点/℃
70 [#] 沥青	68.7	>150	58.8	0.741 5	-26	58.8
90 [#] 沥青	77.1	>150	52.3	0.200	-26	52.3

表 2 马歇尔试验的矿料级配
Tab.2 Aggregate grade of Marshall test

筛孔大小/mm	16	13.2	9.5	4.75	2.36	1.18	0.6	0.3	0.15	0.075	矿粉
各级配所占百分比/%	5	11	14	22	14	9.5	7	5	3	3.5	6

在确定了混合料的级配之后,选用 3.5%、4%、4.5%、5%、5.5%这 5 个油石比分别制作马歇尔试件,根据以上沥青混合料不同油石比下的各项物理指标的数据,可得出 70[#]沥青的最佳油石比为 4.5%,90[#]沥青的最佳油石比为 4.3%.

2 试验结果与分析

2.1 光电比色法试验结果

根据试验数据,归纳、总结出各标号的基质沥青在天然沥青的不同掺量改性下对各种矿料的黏附率,绘制出在同种基质沥青、不同掺量的天然沥青改性后对不同矿料的黏附率变化情况,如图 1 所示.

由图 1 可知,对于同一种沥青与不同集料混合,黏附率由高到低排序为:石灰岩>玄武岩>辉绿岩,这与矿料性质如石料的酸碱性等诸多因素影响黏附性的工程实践相符合.同时,沥青的不同掺量对同一种岩石与沥青的黏附性也有影响.

由于天然沥青的掺入,沥青与不同集料的黏附率都有不同程度的提升.由于天然沥青的加入提高了石油沥青中沥青质+胶质的相对含量,相当于向基质沥青中加入了有机酸,提高了改性沥青的酸值,使改性沥青的黏附性明显优于基质沥青^[12-13].

对于同一种岩石,不同掺量天然沥青的黏附率变化也有不同的趋势,整体趋势为:随着天然沥青掺量的增加,沥青与矿料的黏附率先上升,达到

一个极值即天然沥青的最佳掺量,然后缓慢下降.例如,90[#]基质沥青和碱值较高的石灰岩组合,在当天然沥青含量为4%时石灰岩的黏附率达到最优状态.

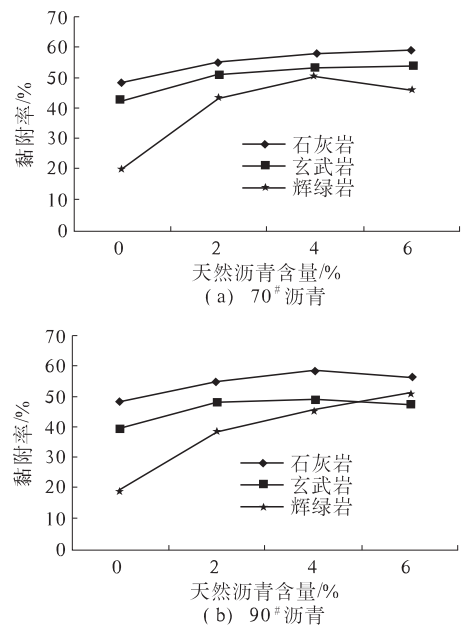


图1 掺入天然沥青后黏附率的变化
Fig.1 Adhesion ratio variation after mixing natural asphalt

天然沥青中含有酰胺类等较强的极性官能团,该官能团可以促进石油沥青交联聚合的有机链,使得掺入天然沥青的石油沥青分子的排列方式和网状结构得以改变,增强沥青内聚力及抗拉断力,从而改善了石油沥青与集料的黏附性.

2.2 水煮法试验结果

分别对基质沥青与掺入不同剂量天然沥青的改性沥青进行水煮法试验,得到的黏附等级结果见表3,其中黏附等级为水煮法试验得到的结果,黏附率为前述光电比色法试验的结果.

由表3的水煮法试验得到的黏附等级可以看出,对于同一种基质沥青掺加不同剂量的天然沥青后,黏附性得到改善.对于同一种沥青,黏附性等级从高到低排序为石灰岩>玄武岩>辉绿岩.对于相同的集料,沥青的性质以及掺加改性剂后对沥青与集料的黏附性有较大的影响.从表3可知,在加入天然沥青后石灰岩与沥青的黏附性等级由4变成5,说明天然沥青的加入对提高石灰岩与沥青的黏附性起到了积极作用,玄武岩和辉绿岩的黏附性同样也因为天然沥青的加入而得到了提高.

2.3 光电比色法与水煮法试验结果对比分析

从表3数据表明,在同一黏附等级下的情况,水煮法试验无法判断更细微的差别,但光电比色法便可以做出定量的判断,能进一步判断出在同一黏附等级下的细微差别.该试验敏感性强,试验结果更直观,同水煮法相比较,光电比色法虽然试验过程较为繁琐,但能定量反映沥青与集料的黏附性能.

综上所述,水煮法简单,易操作,时间短,沥青剥落情况明显,但整个试验过程中操作人员的主观性大,产生的误差大,不能定量分析沥青剥落率.光电比色法操作较复杂,但能定量分析沥青与集料的黏附性.同时需要注意的是,溶液中的藏花红也会黏附在沥青上,试验结果常常偏大,故在试验中应考虑此影响因素.

2.4 沥青混合料水稳定性试验分析

分别对70[#]和90[#]添加2%、4%、6%天然沥青的沥青混合料进行了浸水马歇尔试验与冻融劈裂试验,试验结果如图2、图3所示.

从图2可知,两种基质沥青70[#]、90[#]在未添加天然沥青的情况下其残留稳定度相差不大.其中70[#]沥青其残留稳定度为86.39%,而90[#]沥青的

表3 水煮法试验结果及与光电比色法对比
Tab.3 Test result of boiling method and comparison with photoelectric colorimetric method

成份	石灰岩		玄武岩		辉绿岩	
	黏附等级	黏附率/%	黏附等级	黏附率/%	黏附等级	黏附率/%
70 [#] 沥青	4	48.3	4	42.5	3	20.1
70 [#] +2%天然沥青	5	55.2	4	50.6	4	43.2
70 [#] +4%天然沥青	5	57.5	5	53.4	4	50.3
70 [#] +6%天然沥青	5	59.1	5	53.9	4	46.2
90 [#] 沥青	4	47.7	4	39.6	3	19.7
90 [#] +2%天然沥青	5	54.7	5	48.1	3	38.5
90 [#] +4%天然沥青	5	58.4	5	48.9	4	45.2
90 [#] +6%天然沥青	5	56.2	5	47.3	5	51.3

残留稳定度为 84.51%。可以看出,70[#]沥青的抗水损害能力稍强一些,但是由于两者的试验结果差值较小。因此,若要单以浸水马歇尔试验的数据结果来评价两种沥青的黏附性好坏并不十分合理。

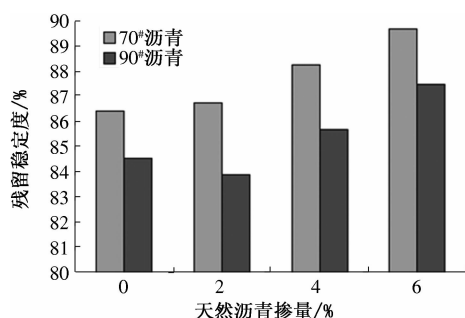


图2 70[#]及90[#]沥青浸水马歇尔试验

Fig.2 Immersion Marshall test of 70[#] and 90[#] asphalt

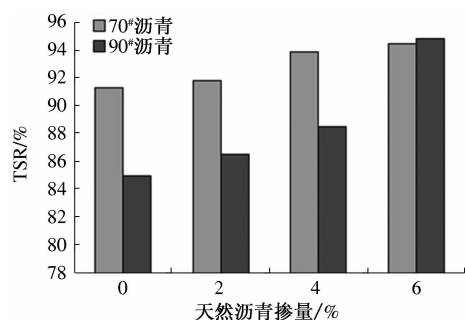


图3 70[#]及90[#]沥青冻融劈裂试验

Fig.3 Freeze-thaw splitting test of 70[#] and 90[#] asphalt

从图3可知,在未添加天然沥青时70[#]沥青的TSR值为91.26%,90[#]沥青的TSR值为84.93%,因此,70[#]沥青的水稳定性要优于90[#]沥青。结合前面水煮法及其光电比色法试验的结果,可以发现3种评价方法的结果是一致的,因此,常用的几种评价沥青与集料黏附性的方法证明了光电比色法试验结果的可靠性。

3 结论

(1)光电比色法通过使用分光光度计测试溶液中特定染料浓度的变化而计算沥青与集料间黏附率,可以定量分析沥青与集料的黏附性,试验过程虽然较水煮法复杂,但试验结果受主观因素影响小,更为客观,并且从黏附性角度能更为精确地确定天然沥青的最佳掺量。

(2)在基质沥青中掺入天然沥青能明显增加沥青与集料的黏附性能,但不同的基质沥青与集料在添加天然沥青后对其黏附性的提高程度各

异。对于同一种沥青与不同集料,黏附率由高到低排序为:石灰岩>玄武岩>辉绿岩。但天然沥青改性沥青对碱值较低的辉绿岩黏附性提高幅度最大。

(3)浸水马歇尔试验及其冻融劈裂试验表明天然沥青的加入提高了沥青混合料的残留稳定度和TSR值,即增强了沥青混合料的水稳定性,这也验证了光电比色法试验结果的可靠性。

参考文献:

- [1] MORAES R, VELASQUEZ R, BAHIA H. Measuring the Effect of moisture on asphalt-aggregate bond with the bitumen bond strength test[J]. Transportation Research Record, 2011, 22(9): 70-81.
- [2] BHASIN A, LITTLE DALLAS N. Application of microcalorimeter to characterize adhesion between asphalt binders and aggregates[J]. Journal of Materials in Civil Engineering, 2009, 21(6): 235-43.
- [3] 郝培文,李瑜,刘建强. 沥青集料混合料水敏感性的评价[J]. 武汉理工大学学报, 2003, 25(3): 13-16.
- [4] 周卫峰. 沥青混合料水稳性与粘附性实验方法相关性的灰关联分析[J]. 公路交通科技, 2004, 21(5): 18-20.
- [5] 肖庆一,郝培文,徐鸥明,等. 沥青与矿料黏附性的测定方法[J]. 长安大学学报:自然科学版, 2007, 27(1): 19-22.
- [6] 彭余华,王林中,于玲. 沥青与集料黏附性试验新方法[J]. 沈阳建筑大学学报:自然科学版, 2009, 25(2): 282-285.
- [7] 傅珍,延西利,蔡婷,等. 沥青组分与黏度的灰关联分析[J]. 郑州大学学报:工学版, 2014, 35(3): 102-105.
- [8] 傅珍,延西利,蔡婷,等. 三角形坐标下沥青组分与粘度、粘附性关系[J]. 交通运输工程学报, 2014, 14(3): 1-7.
- [9] 傅珍,延西利,蔡婷,等. 沥青组分对黏附性能影响的灰关联分析[J]. 武汉理工大学学报, 2014, 36(1): 68-73.
- [10] 余国红,袁万杰,孙长新. 矿料与沥青黏附性评价技术研究[J]. 公路工程, 2010, 35(2): 140-143+146.
- [11] 陈实,雷宇,李刚,等. 集料与沥青的性质对沥青与集料粘附性的影响[J]. 中外公路, 2010, 30(6): 226-230.
- [12] 赵可,原健安. 聚合物改性沥青与矿料的黏附性研究[J]. 中国公路学报, 2000, 13(2): 8-12.
- [13] 韩森,刘亚敏,徐鸥明,等. 材料特性对沥青-集料

界面粘附性的影响[J]. 长安大学学报:自然科学版,2010,30(3):6-9.

Adhesion Between Asphalt Modified with Natural Asphalt and Aggregate
Based on Photoelectric Colorimetric Method

MA Feng¹, FU Zhi-peng², FU Zhen³, CHEN Bin-hua¹

(1. School of Highway, Chang'an University, Xian 710064, China; 2. CCCC First Highway Consultant Co., Ltd; 3. School of Materials Science and Engineering, Chang'an University, Xian 710064, China)

Abstract: In order to know the adhesion between natural asphalt and aggregate, two types of base asphalts and three kinds of typical aggregates were selected. The adhesion between asphalt and aggregate were tested using photoelectric colorimetric method with different doses of natural asphalt into base asphalt. The test results were compared with that of boiling method. And the relation between adhesion rate and adhesion level was established. Meanwhile water stability of asphalt mixture through immersion Marshall test and freeze-thaw splitting test were studied. Test results indicate that asphalt-aggregate adhesion can be analyzed quantitatively by photoelectric colorimetric method, and the optimal dosage of natural bitumen can be determined more accurately from the standpoint of adhesion. The adhesion may be improved significantly after base asphalt mixed with natural asphalt. But the improving degree is different with different base asphalt and aggregate. The test results of boiling method, immersion Marshall test and freeze-thaw splitting test verified the reliability of photoelectric colorimetric method.

Key words: road engineering; natural asphalt; aggregate; photoelectric colorimetric method; adhesion

(上接第 67 页)

Research of Large Bus Electric Power Steering System Based on Fuzzy Control

CAO Yan-ling, LIANG Fa-ming, LIU Meng-nan, XU Li-you, YAN Xiang-hai

(College of Vehicle and Traffic Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China)

Abstract: In view of the bus electric power steering (EPS) controller based on the steering torque and speed expert system or look-up table is used to produce control signal, which can not effectively reflect the current situation of the axle load and its adaptive performance is poor. Based on fuzzy algorithm principle, this study designed a control method of circulating ball type EPS which is suitable for bus. Through the establishment of the EPS system dynamics models, this paper shows the control principle of the servo system; through the upper and lower control strategy research of the assist motor current, system control scheme is determined in which coefficient k is decided by associating load and speed; based on MATLAB Fuzzy logic toolbox Fuzzy controller is established. The relevant rules completely cover the original control area and the coefficient k follows the change of load reflect well. The simulation based on ADAMS shows that when load changes from no load to full load at 35 km/h, the driver's steering force reduced by 65% and the largest steering force decreased by 5 N compared to the original control system. Servo torque effectively reflecting the load change and the steering performance turns good.

Key words: electric power steering; control model; fuzzy control; membership degree; control rule

文章编号:1671-6833(2015)03-0082-05

$\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$ 稀土永磁合金磁性能的研究

李福山¹, 王金磊¹, 董晓源², 李育洛¹, 黎文强¹

(1. 郑州大学 材料科学与工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 登封市中岳新能源科技有限公司, 河南 登封 452470)

摘 要: 采用熔体快淬法制备出了不同快淬速度(铜轮转速)的 $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$ 稀土永磁合金条带, 研究了制备工艺和晶化工艺对该合金磁性能的影响. 研究表明: 快淬速度对该合金的磁性能有很大的影响, 合金在 20 m/s 快淬时磁性能最佳; 晶化温度过高或者晶化时间过长, 都会造成晶粒尺寸过大, 其比表面积减小; 晶化温度过低或者晶化时间过短, 晶化不完全, 造成软、硬磁性相析出较少和大量非晶相的存在, 都阻碍软、硬磁性之间的交换耦合作用, 影响合金磁性能的提高. 经最佳晶化工艺处理后合金在 20 m/s 快淬时具有最佳磁性能, 即剩余磁饱和强度 $B_r = 0.72\text{ T}$ 、矫顽力 $H_c = 380.98\text{ kA/m}$ 和最大磁能积 $(BH)_{\max} = 103.72\text{ kJ/m}^3$.

关键词: 熔体快淬; NdFeB; 磁性能; 晶化工艺

中图分类号: TG141 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.018

0 引言

纳米晶复合永磁材料是由高各向异性性能的硬磁相与高饱和磁极化强度的软磁相组成, 并且这两相之间通过交换耦合作用产生明显的剩磁增强效应^[1]的新型永磁合金. 当产生交换耦合作用的软、硬磁相彼此密切接触, 或者当它们被一个足够薄的层($\leq 60\text{ \AA}$)分隔, 允许自旋信息在两种材料间传送, 从而使它们的磁矩有一优先的特殊相对取向. 交换耦合表现为软磁材料的回线沿着它的磁场轴发生一个移动^[2]. 但交换耦合作用是近距离作用, 其作用范围约等于畴壁厚度(约 5 nm), 因此只有晶粒尺寸小于 20 nm 时, 剩磁增强效应才能显著发挥. 晶粒大小若不均匀, 则在不均匀晶界区域反向畴形核, 从而降低综合磁性能. 有模拟计算证明^[3], 当晶粒尺寸小于 20 nm 且大小均匀时, 软硬相之间的交换耦合作用不仅增强剩磁, 还能得到很高的矫顽力, 从而获得很高的磁能积, 有可能发展成为新一代永磁材料. 但近年的研究表明: 实验上特别是工业生产中的纳米晶复合材料的磁能积与理论值有很大的差距^[4-5], 因此促进了获得接近理论磁能积材料的研究. 笔者重点探索了 $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$ 稀土永磁合金

的熔体快淬速度, 以及不同晶化温度和晶化时间对该合金磁性能的影响.

1 实验方法

以工业纯 Fe、纯 Nb、纯 Zr、纯 Cu、纯 Nd 和 FeB 合金(其中 B 的质量分数为 19.62%)为原料, 合金名义成分为 $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$, 预置真空至优于 $3 \times 10^{-3}\text{ Pa}$, 然后, 充入高纯氩气作为保护气体, 用真空非自耗电弧炉对所配原料进行合金化熔炼, 反复熔炼 5 至 6 次, 以得到均匀的母合金; 在对母合金真空和气氛保护下, 采用单辊铜轮喷射旋转快淬的方法分别在 15、20 和 25 m/s 不同快淬速度下将母合金制备成合金条带; 将快淬合金条带试样放置在石英管中, 抽真空至 $5 \times 10^{-3}\text{ Pa}$ 以上, 然后将石英管熔封, 用可编程控的 KBF 型高温退火炉, 在温度为 710~750 ℃、时间为 8~40 min 的条件下进行晶化退火处理.

采用 STA449C 型差示扫描量热仪(differential scanning calorimetry, 简称 DSC)测量合金晶化过程中不同析出相的晶化温度; 用 X Pert High Score 型 X 射线衍射仪(X-Ray Diffraction, 简称 XRD)来确定其晶化相结构和相组成; 采用 Lake Shore-7410 型振动样品磁强计(Vibrating Sample

收稿日期: 2015-02-01; 修订日期: 2015-03-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50871105); 河南省科技攻关计划项目(72300440230)

作者简介: 李福山(1963-), 男, 河南郑州人, 郑州大学教授, 博士, 主要从事非晶态合金的研究, E-mail: fsls@zzu.edu.cn.

Magnetometer ,简称 VSM)测定合金的磁滞回线,由此测定出合金 B_r 和 H_c ,并计算出 $(BH)_{\max}$.

2 结果与讨论

2.1 快淬速度对晶化及磁性能的影响

图 1 是合金分别在 15,20 和 25 m/s 不同快淬速度下,经过 730 ℃ 等温晶化退火 20 min 后合金条带的 XRD 检测结果.从图 1 (a)中可以明显看出,合金以 25 m/s 快淬时,其 XRD 曲线主要由一宽峰组成,表明所得条带几乎全部为非晶结构.根据晶体形核理论^[6],加热晶化时以均匀形核为主,形核较为困难,从而使合金的形核率很低,软、硬磁相的数量明显很少,如图 1(b)所示.随着快淬速度的降低,衍射峰数量增加,并逐渐变得尖锐,合金以 20 m/s 快淬时,其 XRD 曲线宽峰的轮廓上出现了尖峰,所得条带由非晶相及分布于非晶基体中的部分结晶相组成.加热晶化时,这些微小的先析晶化相可以作为初始晶核而继续长大;同时可以诱发新相的形核,使合金的形核率大大增加,生成较多的磁性相(包括软磁相 α -Fe 和硬磁相 $Nd_2Fe_{16}B_3$),从而达到细化合金晶化相晶粒的作用,得到细小均匀分布的晶化相颗粒^[7].而合金快淬降至 15 m/s 时,尽管快淬条带中也有非晶相存在,但由于冷速较慢所含结晶相较多,结晶相的晶粒也相对较大,在随后的晶化过程中,其本身容易快速长大,导致晶化后合金的晶粒粗大且不均匀.可见,制备条带的快淬速度对其随后的加热晶化结构有严重影响,适宜的快淬速度有利于退火时形成数量多、晶粒细小且均匀分布的晶化相.

图 2 是合金在不同快淬速度下,经 730 ℃ 等温退火 20 min 后的磁滞回线.表 1 列出了其主要磁性能数值.从图 2 可以算出,合金的 $(BH)_{\max}$ 从 15 m/s 的 75.58 kJ/m³ 上升到 20 m/s 的 103.72 kJ/m³,但快淬速度增大到 25 m/s 时, $(BH)_{\max}$ 又降低到 95.51 kJ/m³.可见, H_c 和 $(BH)_{\max}$ 均随着快淬速度的增加先增加后减少,在 20 m/s 时获得的磁能积较大,而 B_r 随着快淬速度的增加,其下降的趋势不是很大.

合金条带的磁性能的优劣与快淬速度密切相关.由表 1 所列数值可得,以 20 m/s 快淬时,合金条带晶化处理后析出的软、硬磁相较多,且晶粒尺寸较为细小、均匀分布,条带的剩余磁饱和强度 $B_r \geq 0.70$ T,产生明显的交换耦合作用,同时 H_c 达到最大值 380.98 kA/m,退磁曲线在第二象限

的方形度得到明显的改善,合金条带的 $(BH)_{\max}$ 最高值 103.72 kJ/m³.这在目前含 Nd 量较低的成分中,其磁能积是比较高的,接近美国 MQ 粉系列的磁能积,具有很大的研究与开发价值.

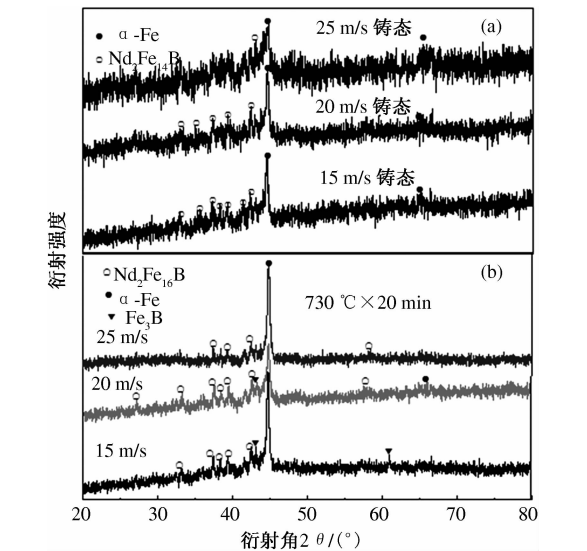


图 1 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} 合金在不同快淬速度及经 730 ℃ × 20 min 晶化退火的 X 衍射图谱
Fig.1 XRD pattern of different quenching speed Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} alloy and crystallization under 730 ℃ by 20 minutes

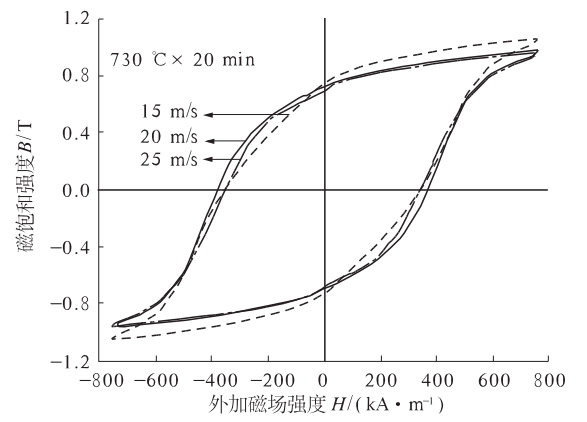


图 2 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} 合金在不同快淬速度经 730 ℃ × 20 min 晶化退火的磁滞回线
Fig.2 Hysteresis loop of different quenching speed Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} alloy with crystallization under 730 ℃ by 20 minutes

2.2 晶化工艺对合金磁性能的影响

同大多数金属固态相变一样,非晶态合金在热力学上是不稳定的,有向稳定态转变的趋势,其在加热晶化过程中也分为晶体的形核与长大两个过程,这与原子的扩散密切相关^[8].具有非晶态结构的快淬条带,其原子扩散能力因加热温度 and 时间的不同而存在差异,晶体的形核与长大速率

也不相同,从而导致晶粒的大小与分布的不同.因此,晶化工艺的制定成为提高磁性能的关键因素.

表 1 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5}合金在不同快淬速度下经 730 ℃×20 min 晶化退火后的磁性能

快淬速度/ (m·s)	B_r /T	H_c /(kA·m ⁻¹)	$(BH)_{\max}$ / (kJ·m ⁻³)
15	0.75	356.07	75.58
20	0.72	380.98	103.72
25	0.70	356.96	95.51

图 3 是合金的 DSC 热分析曲线.从图 3 可以看出,合金在加热过程中出现两个放热峰,即在不同的加热温度析出了不同的晶化相.经分析,合金的第二个放热峰非常小,说明合金在第一个放热峰过后大部分都已晶化,只有小部分晶化相在第二个放热峰才析出.在较低温度的放热峰主要为软磁相 α -Fe 析出时的晶化峰,较高温度的放热峰为少量硬磁相 Nd₂Fe₁₄B 析出的晶化峰.因此,为了保证硬磁相的析出,笔者进一步对以 20 m/s 快淬速度制备的合金在硬磁相析出的晶化峰出现的温度 730 ℃附近进行了晶化处理,并考察了其相应的磁性能,以确定其最佳晶化退火工艺.

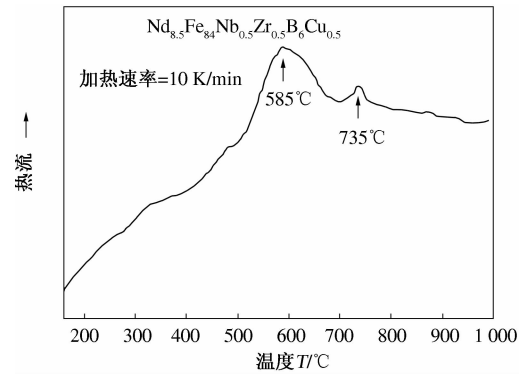


图 3 快淬 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5}合金的 DSC 曲线

Fig.3 DSC curves of as-quenched Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} alloy

图 4 是以 20 m/s 快淬速度制备的合金条带在不同温度经 20 min 晶化退火后的磁滞回线.从图 4 可以看出,随着晶化温度的提高,合金的 B_r 和 H_c 都有不同幅度的降低,特别是晶化温度从 730 ℃上升到 750 ℃时, B_r 和 H_c 都明显的降低. $(BH)_{\max}$ 却是先上升后下降,当晶化温度为 730 ℃时磁能积达到最大值 103.72 kJ/m³,此时 B_r 和

H_c 较小程度的下降,分别为: B_r 从 0.73 T 降低到 0.72 T, H_c 从 400.71 kA/m 下降至 380.98 kA/m. 合金在 730 ℃晶化退火处理时磁性能较好,因此在此基础上对该合金进一步在 730 ℃进行不同退火时间的晶化处理,并考察其对磁性能的影响,其结果如图 5 中的磁滞回线所示.由图 5 看出,当晶化温度恒定在 730 ℃时,以 20 m/s 快淬得到的条带随着晶化时间的延长,其 H_c 和 $(BH)_{\max}$ 都呈现出先增加后又有降低的变化趋势,在晶化时间为 20 min 时,存在一个较大值,条带的磁性能为最佳, B_r 随晶化时间的增加而有所增加但变化不是很大.

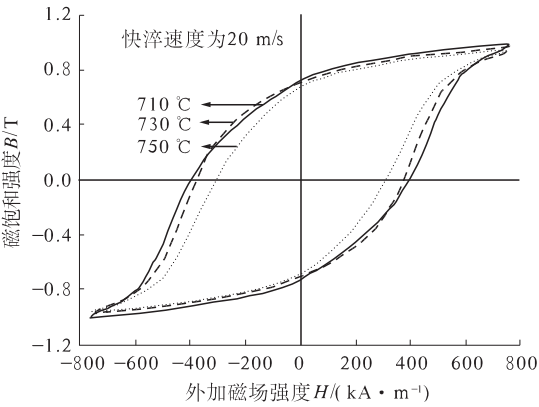


图 4 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5}合金 20 m/s 快淬经不温度晶化后的磁滞回线

Fig.4 Hysteresis loop of different crystallization temperatures Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} alloy with quenched under 20 m/s

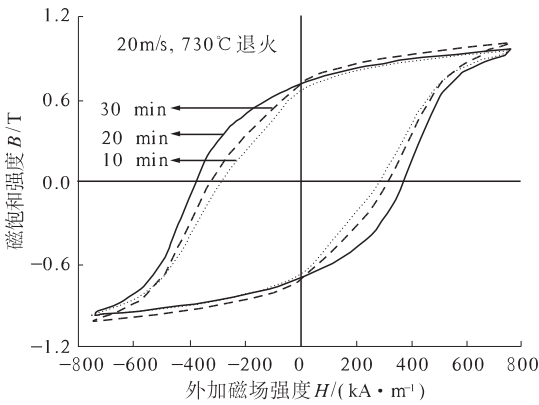


图 5 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5}合金在 730 ℃经不同时间晶化退火后的磁滞回线

Fig.5 Hysteresis loop of different crystallization times with 730 ℃ Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} alloy

图 6 是以 20 m/s 快淬速度制备的合金条带经不同温度晶化后的 X 衍射图谱.从图 6 可知,合金经过不同温度晶化处理后,晶化相主要由软

磁相 α -Fe 和少量的 Fe_3B 及硬磁相 $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ 等组成. 当在 $710\text{ }^\circ\text{C}$ 晶化退火时, 硬磁相析出较少, 结合合金的 DSC 分析可知, 此时没有达到具有稳定结构的硬磁相 $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ 的析出温度, 经过保温一定时间后析出少量亚稳的硬磁相 $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$, 先析出的 α -Fe 等软磁相晶粒较为细小均匀, 其软、硬磁相之间的交换耦合作用得到一定程度的加强, 磁性能较好. 然而, 当晶化退火温度升高到 $750\text{ }^\circ\text{C}$ 时, 尽管达到了硬磁相 $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ 的析出温度, 但由于晶化温度过高, 根据 Scherrer 公式得出先析出的 α -Fe 等软磁相开始充分长大, 晶粒尺寸较大, 严重阻碍软、硬磁相之间的交换耦合作用, 使得合金的磁性能明显较低. 当合金在温度 $730\text{ }^\circ\text{C}$ 晶化退火时, 相组成没有发生改变, 软、硬磁相的析出数量都很多, 先析出的软磁相没有过度长大, 软、硬磁相之间的交换耦合作用较为强烈, 合金退磁曲线的矩形比很高, 合金的磁能积可达 103.72 kJ/m^3 . 因此, 该合金在 $730\text{ }^\circ\text{C}$ 晶化退火处理时综合磁性能最好.

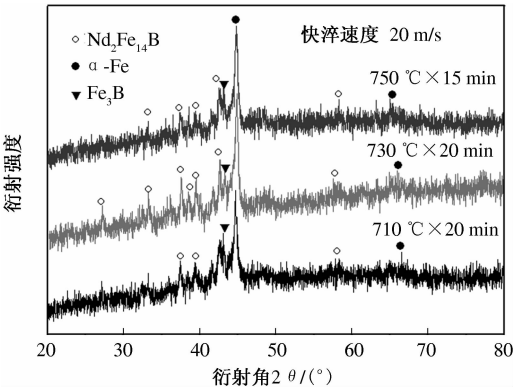


图 6 Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} 合金以 20 m/s 快淬速度得到的快淬条带经不同温度、不同时间晶化后的 X 衍射图谱

Fig. 6 XRD pattern of different crystallization temperatures and times Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} with quenched under 20m/s

可见, 该合金在快淬速度一定的条件下, 晶化退火温度和时间是影响其晶化结果和磁性能的两个关键工艺参数. 晶化温度过低或者晶化时间过短, 非晶相晶化不完全, 软、硬磁相析出数量较少, 非晶相的存在阻碍着软、硬磁相之间的交换耦合作用, 降低合金的磁性能. 晶化退火温度过高或者晶化时间过长, 晶粒能充分析出, 但同时也造成晶粒尺寸过大, 其比表面积减小, 软、硬磁相晶粒之间相互接触的概率较小, 则交换耦合作用不强, 同时易于形成一些反磁畴, 而使合金的磁性能较低.

合金在 20 m/s 快淬, $730\text{ }^\circ\text{C}$ 晶化退火 20 min 磁性能最优.

3 结论

(1) Nd_{8.5}Fe₈₄Nb_{0.5}Zr_{0.5}B₆Cu_{0.5} 稀土永磁合金并非以较快淬速得到的完全非晶态的合金经过适当的退火之后具备最佳磁性能, 而是以适宜快淬速得到的带有部分晶化相的合金, 在适当的退火工艺下进一步晶化退火才表现出最佳磁性能.

(2) 快淬速度对该合金所形成的淬态相结构及其后续退火态所表现出的磁性能有较大影响, 实验表明该合金的最佳快淬速度为 20 m/s .

(3) 晶化退火工艺是影响合金综合磁性能重要的工艺参数, 该合金在 $730\text{ }^\circ\text{C}$ 经 20 min 等温退火后综合磁性能最佳, 分别为: $B_r = 0.72\text{ T}$, $H_c = 380.98\text{ kA/m}$, $(BH)_{\text{max}} = 103.72\text{ kJ/m}^3$.

参考文献:

[1] LU B, HUANG M Q, LAUGHLIN D E. A study on the exchange coupling of NdFeB-type nanocomposites using Henkel plots [J]. Journal of Applied Physics, 1999, 85(8):5916 – 5919.

[2] LI J L, ZHANG L J, WANG Y X, et al. Effect and mechanism of ion bombardment on coercive force of NdFeB magnet [J]. Materials Letters, 2013, 98: 102 – 104.

[3] DING Jing-jing, XU Bajin, LING Guoping. Al – Mn coating electrodeposited from ionic liquid on NdFeB magnet with high hardness and corrosion resistance [J]. Applied Surface Science, 2014, 305:309 – 313.

[4] PÉRIGO E A, DE CAMPOS M F, FARIA R N, et al. The effects of the pressing step on the microstructure and aging of NdFeB bonded magnets [J]. Powder Technology, 2012, 224: 291 – 296.

[5] 靳朝相, 曾燮榕, 盛洪超. 磷对钕铁硼纳米复合永磁材料晶粒取向和尺寸的影响 [J]. 功能材料, 2013, 15(44):2232 – 2238.

[6] LIU Xiao-ya, LI Yu-ping, HU Lian-xi. Nanocrystalline NdFeB magnet prepared by mechanically activated disproportionation and desorption-recombination in-situ sintering [J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2013, 330:25 – 30.

[7] XU Hui, NI Jian-sen, ZHU Ming-yuan. Crystallization behavior of melt-spun NdFeB permanent magnets [J]. Trans Nonferrous Met Soc China, 2002, 12(4): 720 – 723.

[8] YUTAKA Matsuura, JUN Hoshijima, RINTARO Ishii.

Relation between $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ grain alignment and coercive force decrease ratio in NdFeB sintered magnets

[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2013, 336: 88–92.

Study on the Magnetic Properties of the Rare Earth Permanent Magnet Materials of $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$

LI Fu-shan¹, WANG Jin-lei¹, DONG Xiao-yuan², LI Yu-luo¹, LI Wen-qiang¹

(1. School of Materials Science and Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. China Alternative Energy Technology Co., Ltd., Dengfeng 452470, China)

Abstract: With the aim at exploiting the magnetic properties of the rare earth permanent magnetic alloy of $\text{Nd}_{8.5}\text{Fe}_{84}\text{Nb}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{B}_6\text{Cu}_{0.5}$, we prepared ribbons deliberately at different quenching rates and then particularly investigated the effect of quenching rates and annealing technique for crystallization on the magnetic properties of the alloy. The result shows that rapid quenching rate has great effect on the magnetic properties of the alloy. The optimum magnetic properties of the alloy are obtained at the rapid quenching rate of 20 m/s. When the crystallization temperature is too high or the time too long, the grain of crystallization phase becomes oversized and the specific surface area of the grain is reduced. When the crystallization temperature is too low or the time too short, the crystallization process is incomplete, which leads to the less precipitation of soft phase and hard phase and much residue of amorphous phase, and thus exchanging coupling between soft phase and hard phase is impeded, deteriorating the improvement of magnetic properties of the alloy. The alloy prepared at the quenching rate of 20 m/s and treated by adequate crystallization technique exhibits the optimum magnetic properties, which are remanent magnetism $B_r = 0.72$ T, coercive force $H_c = 380.98$ kA/m and maximum magnetic energy product $(BH)_{\max} = 103.72$ kJ/m³, respectively.

Key words: melt rapid quenching; NdFeB; magnetic property; crystallization technique

文章编号:1671-6833(2015)03-0087-05

覆盖层上高面板堆石坝地震反应特性研究

岑威钧^{1,2}, 袁丽娜^{1,2}, 张自齐^{1,2}, 周 涛³, 杨宏昆³, 卢培灿³

(1. 河海大学 水利水电学院, 江苏 南京 210098 2. 水利部土石坝破坏机理与防控技术重点实验室, 江苏 南京 210098; 3. 四川省清源工程咨询有限公司, 四川 成都 610072)

摘 要: 对西南强震区某拟建覆盖层上高面板堆石坝进行不同超越概率地震波作用下的地震反应计算分析, 重点研究大坝在强震作用下动位移、加速度、面板动应力及坝基覆盖层液化等地震反应特性. 研究表明: 随着输入地震波峰值的增大, 大坝动位移和加速度、面板动应力、覆盖层动孔压和液化度等反应均逐渐增大, 但加速度放大倍数逐渐减小. 在 100 年超越概率 2% 的校核地震作用下, 大坝的抗震安全性依然在合理范围之内, 大坝的抗震设计是合理的.

关键词: 高面板堆石坝; 地震反应; 加速度; 面板动应力; 动孔压

中图分类号: TU47 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.019

0 引言

混凝土面板堆石坝以其安全性、经济性及对地基条件的广泛适应性得到了坝工界的普遍认同. 随着筑坝技术的迅速发展, 面板坝筑坝高度不断攀升, 筑坝条件也越发复杂. 国内外相继建造了一批坝高大于 100 m 的高面板堆石坝, 其中一些面板坝坐落在强震区和覆盖层上^[1]. “5.12”汶川大地震后, 高面板坝抗震安全性的研究得到了很大重视, 同时也注重面板坝震害资料的收集及抗

震效果的后评价. 其中, 受汶川大地震影响的高 156 m 的紫坪铺面板堆石坝的抗震安全性和加固措施备受关注^[2-3].

我国西南地区某拟建混凝土面板堆石坝, 最大坝高 138 m, 坝顶高程 2 925 m, 坝顶宽 10 m、长 292 m, 上下游坝坡均为 1:1.4, 趾板基础固结灌浆深 10 m, 坝基帷幕灌浆最大深度约 75 m. 坝基仅河床部位约有 20 m 厚的覆盖层. 大坝最大剖面见图 1.

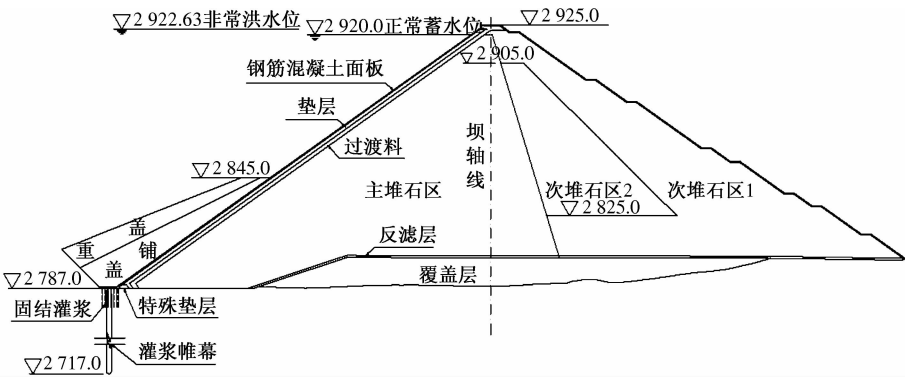


图 1 大坝典型剖面图
Fig.1 Typical section of the dam

收稿日期:2015-01-10; 修订日期:2015-03-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51009055); 水利部土石坝破坏机理与防控技术重点实验室开放研究基金(YK914019); 长江科学院开放研究基金项目(CKWV2012307/KY)

作者简介: 岑威钧(1977-), 男, 浙江慈溪人, 河海大学副教授, 博士, 主要从事土石坝工程结构安全分析及水工建筑物渗控研究, E-mail: hhucwj@163.com

1 面板坝地震反应计算理论

1.1 地震反应计算过程

首先对大坝进行静力非线性计算,求出震前每一单元的静应力,作为动力计算的初始应力场.动力计算根据地震加速度时程曲线幅值大小来划分若干计算时段,每一时段假定各单元的动参数剪切模量 G 和阻尼比 λ 保持不变.根据静力初始应力场和土石料的动力本构模型计算各单元的 G 和 λ ,供迭代之用.用 Wilson- θ 法求解动力控制方程,计算时间步长 Δt 取 0.01 ~ 0.02 s,得到各单元的动剪应变 γ 过程,取该时段最大剪应变 γ_{\max} 的 0.65 倍作为该单元在该时段的平均剪应变 $\bar{\gamma}$.从土石料动力本构模型确定 G 和 λ ,再计算剪应变过程线,迭代几次直到各单元的剪切模量和阻尼比达到精度要求.将此剪切模量和阻尼比作为下一时段的起始模量 G_{i+1} 和阻尼比 λ_{i+1} ,并更新大坝的基频以作下一时段迭代之用.重复上述步骤,求得所需动力反应量,直至地震结束为止.

1.2 堆石料和覆盖层的动力本构模型

地震作用下,筑坝堆石料和覆盖层土石料的动应力应变关系具有明显的非线性和滞后性等动力特性.由于 Hardin-Drnevich 模型^[4]应用经验较为丰富,计算成果较为合理,因此本文选用该模型进行计算. Hardin-Drnevich 模型采用与动剪应变 γ_d 相适应的动剪切模量 G 和阻尼比 λ 两个参数来反映土体动力非线性和滞后性,计算公式为

动模量:

$$G = \frac{G_{\max}}{1 + \gamma_d/\gamma_r}. \quad (1)$$

阻尼比:

$$\lambda = \lambda_{\max} \frac{\gamma_d/\gamma_r}{1 + \gamma_d/\gamma_r}. \quad (2)$$

最大剪切模量:

$$G_{\max} = K_2 P_a (\sigma'_m/P_a)^n. \quad (3)$$

式中: γ_d 为动剪应变; γ_r 为参考剪应变; σ'_m 为平均有效应力; P_a 为大气压力; K_2 和 n 为试验参数.

式(1)~式(3)给出的 Hardin-Drnevich 模型仅在计算最大动剪切模量时考虑了围压的影响,而试验资料表明,动剪切模量 G 和阻尼比 λ 对围压亦有较强的依赖性,原模型不能很好地体现围压的作用.根据动力试验资料,将剪切模量的计算式修正为

$$G = \frac{G_{\max}}{1 + \alpha (\gamma_d/\gamma_r)^m}. \quad (4)$$

式中: α 和 m 为修正系数,可根据实验数据拟合得到; γ_r 也可与围压建立联系.

类似地,等效阻尼比的计算用 $\alpha (\gamma_d/\gamma_r)^m$ 代替原式(2)中的 γ_d/γ_r . 这样在高面板坝的抗震计算中,动本构模型可以较好地体现围压的影响,而不是简单地取某一围压下的参数值.参数 γ_r 和 m 等处理成关于围压的函数,根据动力试验数据进行回归拟合,详细过程可参考文献[5].

1.3 坝基覆盖层动孔隙水压力增长特性

坝基覆盖层动孔隙水压力对大坝抗震安全性的影响至关重要,其增长、扩散和耗散是一个非常复杂的过程,影响因素众多.虽然国内外不少学者^[7-10]提出或改进了各类动孔压计算模型,但是,这些计算型只能考虑部分影响因素,而且,很难采用一个计算式对土体液化过程中的各种因素进行综合考虑.1981年,顾淦臣教授基于动三轴试验得到动孔压增长曲线(图2),提出利用该试验曲线计算动孔压.与传统方法(如孔压应力模型等)相比,该法避开了动力试验时取某轴向应变(如5%)时的动剪应力作为液化剪应力的任意性,计算更为科学合理.限于篇幅,具体计算步骤不再详细给出,参见文献[6].

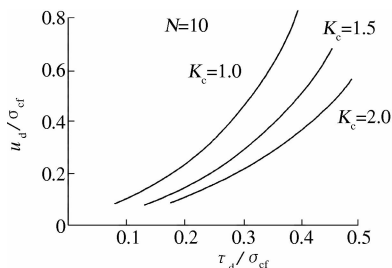


图2 动孔压比与动剪应力比关系

Fig.2 The relationship between dynamic pore pressure ratio and dynamic shear stress ratio

2 地震反应计算分析

2.1 计算模型及计算条件

对大坝连同河床处覆盖层进行有限元建模,有限元网格见图3.在混凝土面板与垫层之间设置无厚度六面体和五面体动力接触单元,以反映面板与垫层之间的动力相互作用.在面板各板块之间及面板与趾板之间设置连接单元,考虑止水材料的阻尼特性.采用附加质量法考虑库水的动水压力作用效应,大坝主要动力计算参数见表1.

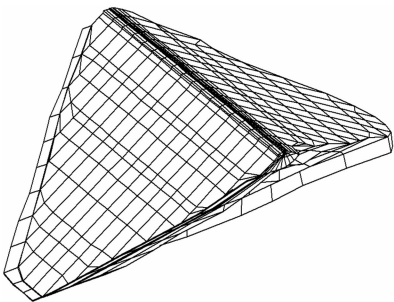


图 3 大坝计算有限元计算模型
Fig.3 Finite element mesh of rockfill dam

表 1 坝料及覆盖层动力计算参数

Tab.1 Calculation parameters of dam and overburden

坝料	K_2	n	λ_{\max}
垫层料	2 450	0.54	0.22
过渡料	2 380	0.52	0.22
主堆石料	2 205	0.48	0.23
次堆石料	2 100	0.50	0.24
覆盖层	1 540	0.51	0.26

根据地震局提供的场地地震安全性评价报告,坝址 50 a 超越概率 10%、50 a 超越概率 5% 和 100 a 超越概率 2% 水平向地震加速度峰值分别为 100 cm/s^2 、 126 cm/s^2 和 219 cm/s^2 ,输入的地

震加速度时程曲线是以场地反应谱为目标谱进行人工合成的.图 4 为 50 a 超越概率 10% 地震的三向加速度时程曲线.进行动力时程分析时,竖向地震加速度时程曲线峰值取水平向曲线峰值的 $2/3$,坝轴向地震加速度峰值同顺河向峰值.

2.2 地震反应分析

2.2.1 大坝动位移及加速度

不同概率水准地震作用下大坝动位移、加速度极值及放大倍数见表 2.图 5 为 50 a 超越概率 5% 地震大坝动位移包络值等值线图.坝体三向动位移由坝基至坝顶逐渐增大,在坝顶附近达到最大值.大坝加速度极值随着输入地震加速度峰值的增加逐渐增大,但加速度放大倍数逐渐减小.不同超越概率地震波作用下,大坝加速度分布规律及放大倍数均在合理范围之内.

2.2.2 面板动应力反应^[7-9]

图 6 为 50 a 超越概率 10% 的地震时面板动应力包络值(绝对值的最大值)等值线图.混凝土面板顺坡向和坝轴向动应力(动拉应力和动压应力)等值线分布规律合理,动应力极值随着输入地震波峰值的增大而增大.在 50 a 超越概率 10% 的设计地震作用下,顺坡向动压应力和动拉应力

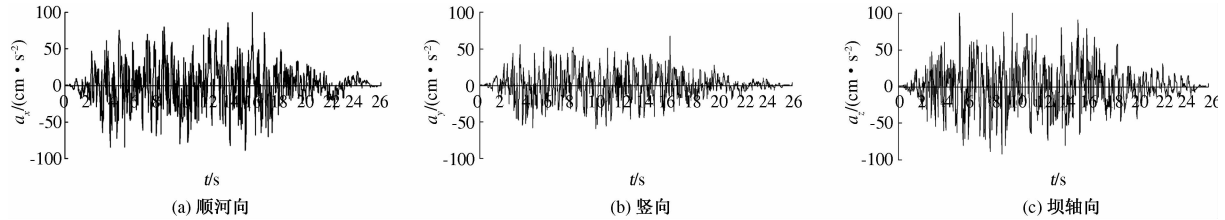


图 4 50 年超越概率 10% 加速度时程曲线
Fig.4 The time history curve of acceleration surpassing the probability of 10% in 50 years

表 2 大坝动位移、加速度极值及放大倍数

Tab.2 Extreme value of dynamic displacement, acceleration and magnification

地震工况	动位移/cm			加速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$)及放大倍数		
	$u_{d,x}$	$u_{d,y}$	$u_{d,z}$	a_x	a_y	a_z
50 a 超越概率 10%	4.70	2.08	2.88	3.85(3.85)	2.68(3.99)	3.16(3.16)
50 a 超越概率 5%	6.32	2.40	3.02	4.65(3.69)	3.25(3.87)	3.73(2.96)
100 a 超越概率 2%	11.63	4.56	6.12	5.72(2.61)	4.33(2.97)	6.05(2.76)

注:括号内为加速度放大倍数.

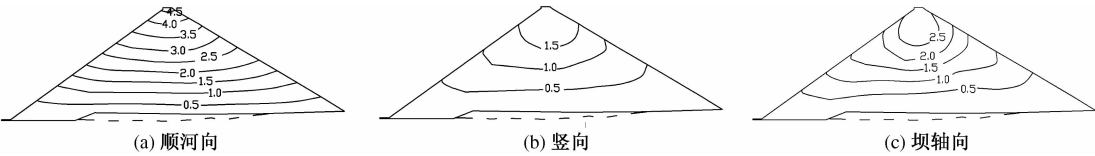


图 5 大坝动位移包络值等值线图(单位:cm)
Fig.5 The enveloping value contour map of dam displacement (unit: cm)

极值分别为 3.74 MPa 和 -4.11 MPa,均大致位于面板的中部;坝轴向动压应力和拉应力极值分别为 4.61 MPa 和 -4.00 MPa,均大致位于岸坡附近面板.

当动拉应力与顺坡向静应力叠加后,面板中部的动拉应力区与该部位静压应力区有一定抵消作用,使面板总压应力区和极值减小,面板上部的总拉应力区和极值增大.在设计地震作用下静动拉应力叠加极值未超过 2.5 MPa,其中超过面板 C25 混凝土抗拉强度的区域很小.当面板动压应力和顺坡向静应力叠加后,面板顺坡向不出现拉应力区,总压应力极值为 11.4 MPa,未超过面板 C25 混凝土的抗压强度.面板坝轴向动压应力和

拉应力极值均大致位于岸坡附近面板的中上部.当动压应力与坝轴向静应力叠加后,河床部位面板的压应力区域和极值有所增大,总压应力极值约 11.9 MPa,未超过面板 C25 混凝土的抗压强度,两岸面板的拉应力区和极值有较大减小,不是拉应力极值控制值.当动拉应力和坝轴向静应力叠加后,两岸附近面板的拉应力区和极值增大,总拉应力极值约 5.4 MPa.由于地震时混凝土面板动应力是交变的,且各处极值发生在不同时刻,这种静动拉应力的最不利叠加只在某瞬时或短时间内发生,且只局限于两岸面板局部区域,未必对面板整体结构安全有重大影响.为了确保面板安全,建议在岸坡附近面板受拉区适当增加配筋率.

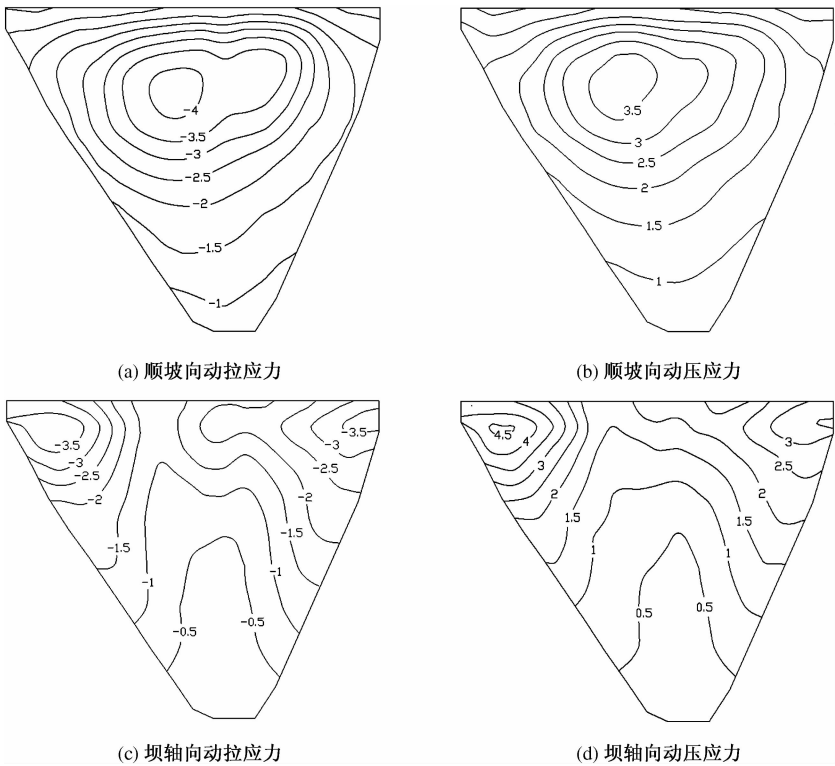


图 6 面板动应力包络值等值线图 (单位:MPa)

Fig. 6 The enveloping value contour map of panel stress (unit: MPa)

2.2.3 坝基覆盖层动孔压与液化特性分析^[10]

在 50 a 超越概率 10% 的设计地震作用下坝基覆盖层动孔压和液化度极值分别为 177.5 kPa 和 31.5%,其中液化度指该单元的动孔压与平均有效应力之比.随着地震加速度峰值的增加,坝基覆盖层的动孔压和液化度均有所增加,但液化度极值均不大.即使遭遇最不利 100 a 超越概率 2% 校核地震时,坝基覆盖层液化度极值仅为 61.9%.因此,强震作用下坝基覆盖层不会出现液化现象,这也是确保大坝抗震安全的重要因素之一.

3 结束语

通过对我国西南强震区某高面板堆石坝进行不同超越概率地震作用下地震反应计算分析可知,随着输入地震波峰值的增大,大坝加速度和动位移、面板动应力、覆盖层动孔压和液化度等动力反应均逐渐增大,但加速度放大倍数逐渐减小.在 100 年超越概率 2% 的地震波作用下,大坝动力反应基本上均在正常范围之内,但面板动应力极值增加较大.尤其当坝轴向动拉应力与静应力叠加时,两岸面板一定区域内会超过面板混凝土的抗

拉强度,需适当增加配筋率.坝基覆盖层的动孔压不大,不会出现液化现象.综合分析大坝的强震反应特性,可以判定大坝在现有设计条件下的抗震安全性总体上是有保障的,整体上能安全经受校核状态下的强震作用.

参考文献:

[1] 徐泽平.超高混凝土面板堆石坝建设中的关键技术问题[J].水力发电,2010,36(1):51-54.
[2] 陈生水,霍家平,章为民.“5.12”汶川地震对紫平铺混凝土面板堆石坝的影响及原因分析[J].岩土工程学报,2008,30(6):795-801.
[3] 赵剑明,周国斌,关志诚,等.紫坪铺“5.12”震害对面板堆石坝抗震措施的若干启示[J].水电能源科学,2012,30(1):24-27.
[4] HARDIN B O, DRNEVICH V P. Shear modulus and damping in soils: measurement and parameter effects [J]. Journal of soil mechanics and foundation divi-

sion, ASCE, 1972, 98 (SM6): 603-624.
[5] 曹学兴,何蕴龙,熊堃,等.考虑围压效应的高土石坝动力响应分析[J].天津大学学报,2014,47(2): 116-123.
[6] 顾淦臣,沈长松,岑威钧.土石坝地震工程学[M].北京:中国水利水电出版社,2009.
[7] SEED H B, MARTIN. Pore water pressure changes during soil liquefaction [C]//Proc ASCE, 1976, 102 (GT4).
[8] FINN W D, MARTIN, BYREN. Seismic response and liquefaction of sand [C]//Proc ASCE, 1976, 102 (GT8).
[9] 徐志英,沈珠江.高尾矿坝的地震液化和稳定分析[J].岩土工程学报,1981,3(4):22-32.
[10] 岑威钧,顾淦臣,闵家驹,等.黄土动力特性试验及深厚黄土地基上土石坝抗震分析研究[J].岩土力学,2010,31(1):187-192.

Study on the Seismic Response of a High CFRD on Alluvium Deposit

CEN Wei-jun^{1,2}, YUAN Li-na^{1,2}, ZHANG Zi-qi^{1,2}, ZHOU Tao³, YANG Hong-kun³, LU Pei-can³

(1. College of Water Conservancy and Hydropower Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China; 2. Key Laboratory of Failure Mechanism and Safety Control Techniques of Earth-rock Dam of the Ministry of Water Resources, Nanjing 210024, China; 3. Sichuan Qingyuan Engineering Consultant Co., Ltd., Chengdu 610072, China)

Abstract: The calculation of dynamic response and seismic safety evaluation of a high CFRD on alluvium deposit subjected to seismic excitation of different transcendental probabilities were carried out, with emphasis on the seismic response characteristics of dynamic displacement, acceleration, dynamic stresses of face slab and liquefaction of alluvium deposit under strong excitation. The results show that dynamic displacement, acceleration, dynamic stresses of face slab and liquefaction degree of alluvium deposit will increase gradually with the increasing of seismic wave peak, but the acceleration magnification will decrease. The seismic safety of dam is still within a normal range even for transcendental probability 2% in 100 years.

Key words: high concrete face rockfill dam (CFRD); seismic response; acceleration; dynamic stress of face slab; dynamic pore water pressure

文章编号:1671-6833(2015)03-0092-04

基于回归的深冷空分增压膨胀机组运行参量软测量建模

刘超锋¹, 赵伟², 尹永怀¹, 靳佳霖¹, 吴学红¹, 刘亚莉¹, 龚毅¹

(1. 郑州轻工业学院 能源与动力工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 河南煤化集团中原大化公司, 河南 濮阳 457000)

摘要:研究了正在调试的某深冷空分增压膨胀 1[#] 机组、2[#] 机组的膨胀端进口压力、膨胀端进口温度、膨胀空气流量、膨胀端出口温度、增压端出口压力和膨胀机转速的软测量建模问题. 基于最小二乘法, 利用回归的方法, 根据运行现场对膨胀量、膨胀机转速的估算需求, 研究了软测量建模时提高估算精度的方法. 结果表明, 采用量纲分析和非线性回归后, 相对于实际的运行数据, 回归得到的经验关联式精度至少在 98% 以上, 达到了软测量建模的目的, 得到 9 个经验关联式, 满足了机组完好但是测量出现问题时生产现场对关联参量估算的需求.

关键词: 深冷空分设备; 增压膨胀机组; 运行特性参量; 软测量建模

中图分类号: TB653 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.020

0 引言

启动时, 膨胀机作为深冷空分设备中关键的核心机组之一, 用来使低温设备达到能低温精馏的状态, 以调节产品产量; 正常运转中, 它用来补偿隔热措施不完善以及换热不足所引起的冷量损失. 尤其是大型深冷空分设备中, 膨胀机普遍采用增压机作为制动器, 其中, 工质进入增压机获得能量, 接着冷却, 最后膨胀, 通过增压机回收膨胀机产生的轴功. 由于深冷空分设备的规模和性能要求的提高, 增压膨胀机组运行参量的准确计量对于机组的节能降耗及可靠性极为重要. 然而, 生产中有些参数测量滞后较大甚至不能准确测量或者测量成本较高, 例如: 膨胀空气流量测量滞后或流量测量不准确时被迫进行修正等. 流量测量值低于真正的流量值, 可能是由于增压机出口流量孔板的温压补偿错误地安装在冷却器前^[1], 故造成出增压机的高压空气流量测量值不足, 而实际膨胀空气量是足够的, 然而, 这些情况均可能引起膨胀机防喘振控制阀误动作.

转速是膨胀机的最主要的一个参数, 测量不准确时只好增设电流隔离器^[2], 把信号变成标准信号才能使现场的转速表与集控室的监控画面一

致. 有时受安装条件的限制, 没有设置屏蔽层的转速测量信号电缆直接与分子筛电加热器动力供电电缆同时安置在一个电缆桥架里, 其中电加热器电源电压为交流 380 V, 而转速测量信号是直流 24 V、毫安级电流信号. 在强磁场环境中, 测量回路的干扰使转速测量数据大幅波动, 时间长了, 安装在齿轮箱上的转速测量探头(不锈钢)与铸铁机壳之间的间隙过大, 产生转速测量值波动的现象. 转速传感器的测速探头可能受到轴上粘的凹槽和金属嘎巴的干扰而降低其测量的准确性. 有时, 磁电传感器接头破损后转速数据显示不正常^[3]也会使膨胀机工艺连锁停车. 但是, 膨胀机连锁停车, 不仅存在安全隐患, 还会加大工人的劳动强度, 若控制不及时, 滞后时间过长, 还将影响液体产量和生产稳定. 膨胀机转速测量不准确时, 严重时造成飞车^[4]使转子损坏, 甚至整台膨胀机不得不报废. 生产中需要根据膨胀机工作频率间接计算^[5]得到膨胀机的实际转速, 以核对转速表测量值是否存在测量误差.

对于深冷空分增压膨胀机组这样的多变量系统, 测量方面出问题后, 仅凭经验来做定性判断和处理很可能产生误操作, 从而导致经济损失甚至出现事故. 为此, 针对深冷空分增压膨胀机运行参

收稿日期: 2015-01-08; 修订日期: 2015-03-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51476148); 教育部 2013 年国家级大学生创新创业训练计划项目(201310462103); 郑州轻工业学院科研基金项目(2014XJ018)

作者简介: 刘超锋(1969-), 男, 河南郑州人, 郑州轻工业学院副教授, 主要从事过程装备研究, E-mail: chfngliu@qq.com

量的软测量中存在的问题,研究软测量回归模型精度提高的方法.

1 运行特性参量的量纲分析

增压膨胀机运行特性相关的运行参量分别是:①由喷嘴阀开度来调节的膨胀气流量 q_v , 又称膨胀机进气量、进膨胀机气量、膨胀机处理气量、膨胀机工作流量或膨胀量、膨胀气流量;②膨胀端进口压力 p_1 , 又称膨胀机入口压力、膨胀机机前压力;③膨胀端进口温度 T_1 , 又称膨胀端进口温度、膨胀机机前温度;④膨胀端出口温度 T_2 , 又称膨胀机机后温度、膨胀后温度;⑤增压端出口压力 p_2 , 又称增压后压力、经膨胀机的增压端增压后的压力;⑥膨胀机转速 n , 俗称膨胀机的运转速度. 增压膨胀机运行特性相关的运行参量的量纲, 见表 1. 其中 $[L]$ 、 $[T]$ 、 $[M]$ 、 $[\Theta]$ 分别表示长度的量纲、时间的量纲、质量的量纲、温度的量纲^[6].

2 建模方案的设计

软测量技术, 又名“软仪表技术”^[7], 其基本思想是依据现有条件下能够测得准确值的量(容易测量的变量, 即辅助量)与难测量(主导量, 或者叫关键变量)间的数学关系, 采用一定的算法进行有机融合, 实现待测参量的精确推断和估计, 解决“难测量”或者“测量成本较高”的参量准确推断中存在的问题, 还可以确保产品质量并提高企业的经济效益. 软测量技术的核心是获得软测

量的数学模型. 软测量建模方法可以选择机理建模和辨识建模. 由于实际过程存在着非线性和不确定性, 难以单独采用物料衡算、能量衡算、动量守恒和相平衡等所谓的机理方法就能奏效. 因此, 本研究采用统计方法将实际数据中隐含的信息进行浓缩和提取, 以判别变量间的数量变化所具有的规律.

深冷空分成套设备正式投产前记录的调试数据极具研究价值. 为此, 针对某制氧机公司正调试的机组 DCS 系统每间隔 1 h 采集到的运行数据进行软测量建模. 具体数据见表 2. 表 2 中, 前 6 行数据属于 1[#]增压膨胀机, 后 6 行数据属于与 1[#]增压膨胀机型号相同的 2[#]机.

回归分析法是软测量模型构建的常用方法之一. 在回归分析时, 根据被研究对象的性能关联参量间的因果关系, 对于解释变量个数多、样本容量少(即观测值个数)的实际情况, 在量纲分析的基础上设法减少关联变量的个数, 使得到的经验公式计算简单, 应用条件更广泛, 便于实际应用.

假设出模型式后, 对于表 2 的数据, 采用最小二乘法回归的方法进行数学建模, 选择 Matlab、Mathematica 等软件. 结合本研究对象的特点, 选择的方案是: 当解释变量的个数 < 3 时, 非线性回归使用基于麦夸特法 + 通用全局优化法的软件 1stOpt. 当解释变量的个数 > 2 时, 回归使用软件 SPSS.

表 1 增压膨胀机运行特性相关的运行参量的量纲

Tab. 1 Dimensional about operation parameters related to operation characteristics of booster expansion turbine						
参量	q_v	p_1	T_1	T_2	p_2	n
量纲	$[L^3 \cdot T^{-1}]$	$[M \cdot L^{-1} \cdot T^{-2}]$	$[\Theta]$	$[\Theta]$	$[M \cdot L^{-1} \cdot T^{-2}]$	$[T^{-1}]$

表 2 正在调试的增压膨胀机组运行数据

Tab. 2 Operation datas from debugging booster expansion turbine						
机组号 - 序号	膨胀空气流量 $q_v/(m^3 \cdot s^{-1})$	膨胀端进口压力 p_1/Pa	膨胀端进口 温度 T_1/K	膨胀端出口 温度 T_2/K	增压端出口 压力 p_2/Pa	膨胀机转 速 $n/(r \cdot s^{-1})$
1 [#] - 1	3.431	619 000	251.95	175.85	637 000	440.532
1 [#] - 2	2.589	558 000	240.45	169.75	572 000	426.12
...
1 [#] - 5	3.086	687 000	231.35	156.45	704 000	450.203
1 [#] - 6	3.118	697 000	229.55	155.35	714 000	447.667
2 [#] - 1	3.499	617 000	261.15	182.75	638 000	440.977
2 [#] - 2	2.668	556 000	256.85	181.95	572 000	429.005
...
2 [#] - 5	3.163	687 000	242.35	164.35	704 000	452.848
2 [#] - 6	3.179	696 000	240.65	163.15	714 000	451.74

根据表 2 的数据来估算误差率的最大值,并判断回归关联式的精度. 误差率的计算方法是:估算值减去运行值后,除以运行值,再乘以 100%,最后取绝对值. 此外,还通过复相关系数(调整的 R 平方)考察数学模型的优劣. 复相关系数越接近于 1,则回归模型对样本观测值的拟合优度越高,模型的精确度越高.

3 运行特性参量间的关联

3.1 膨胀端出口温度和膨胀量

生产中,需要控制膨胀机机前压力、机前温度、膨胀量,以免膨胀机出口温度过低而出现小液滴. 根据膨胀机前的压力、机前温度、膨胀量估算膨胀机出口温度,对表 2 数据进行回归得到式(1). 式(1)的估算最高误差率为 0.418%. 式(1)的复相关系数为 0.998 3. 式(1)中, T_1 、 q_v 与 T_2 正相关; p_1 与 T_2 为负相关.

$$T_2 = e^{(0.004\,2T_1 + 0.009\,56q_v - 0.000\,000\,356\,2p_1 + 4.297)}. \quad (1)$$

$$q_v = -0.127T_1 + 0.199T_2 + 1.542p_1 - 9.384. \quad (2)$$

将压差信号进行转换后间接测量孔板处气体流量时^[8],测量的压差信号易受安装位置和安装质量等因素的干扰. 空分设备基于流量控制自动调节负荷时^[9],一旦流量测量值不准确,则会严重影响自动调节负荷的进程,甚至破坏正常工况. 当膨胀空气流量的测量存在问题时,需要根据膨胀端进出口温度、膨胀机前的压力估算膨胀量. 因此,对表 2 的数据进行回归,结果见式(2). 式(2)的估算最高误差率为 7.285%,复相关系数为 0.722 4. 式(2)的精度不高,说明 q_v 和 T_1 、 T_2 和 p_1 之间存在非线性关系. 值得注意的是:膨胀机出口温度 T_2 和机前温度 T_1 的量纲是相同的. 因此,可以分别构造两种温度因数——无因次量 T_1/T_2 、 T_2/T_1 ,从而建立 q_v 分别和“ T_1/T_2 , p_1 ”,“ T_2/T_1 , p_1 ”之间的两种数学关系. 回归后,相对简单又具有较高精度的关联式分别见式(3)、式(4). 式(3)、式(4)的估算最高误差率分别为 2.00%、1.99%. 式(3)、式(4)的复相关系数分别为 0.977、0.977 6. 因此,式(4)的精度较高.

$$q_v = 0.396 + 3.992p_1 + 31.626/\{1 + [(T_1/T_2 - 1.431)/0.000\,261]^2\}. \quad (3)$$

$$q_v = 0.433 + 3.939p_1 + 0.749e^{[-0.5[\ln(T_2/T_1/0.699)/-0.001\,96]^2]}. \quad (4)$$

3.2 膨胀机转速和膨胀空气流量

在空分设备中,根据测速探头、传感器和转速

表构成的回路测量膨胀机转速. 在膨胀机转速测量存在问题时,也即被测量的膨胀机真实转速与转速表测量值存在较大偏差时,需要根据膨胀空气流量、膨胀端进口压力和膨胀端进口温度估算膨胀机转速,对表 2 的数据回归后得到式(5). 式(5)对膨胀机转速的估算误差率的最高值为 1.93%,复相关系数为 0.974 3.

$$n = -20.84q_v + 3.61 \times 10^{-4}p_1 + 1.12T_1. \quad (5)$$

根据膨胀机转速、膨胀端进口压力和膨胀端进口温度估算膨胀空气流量时,对表 2 数据经线性回归后得到式(6). 式(6)的估算误差率的最高值为 9.92%,复相关系数为 0.555. 改用非线性回归后得到式(7). 式(7)的估算误差率的最高值为 1.76%,复相关系数为 0.983. 因此,式(6)的精度较高.

$$q_v = -0.02n + 8.6 \times 10^{-6}p_1 + 0.026T_1. \quad (6)$$

$$q_v = -4.27n + 2.07 \times 10^{-3}p_1 + 2.15T_1 + 1.6 \times 10^{-2}n^2 + 1.34 \times 10^{-9}p_1^2 + 2.44 \times 10^{-3}T_1^2 - 1.05 \times 10^{-5}np_1 - 1.25nT_1 + 3.41 \times 10^{-6}p_1T_1. \quad (7)$$

3.3 增压端出口压力和膨胀机转速

表 2 数据回归后得到式(8)、式(9),分别用以估算增压端出口压力 p_2 、膨胀机转速 n . 式(8)、式(9)的估算误差率分别为 1.585%、0.622%. 式(8)、式(9)的复相关系数分别为 0.989 2、0.963 9.

$$p_2 = -1\,274\,035.306n/(-828.25 + n) + 43\,673.307/(-446.46 + n) - 1\,830.826n. \quad (8)$$

$$n = -1\,085\,740.685 - 0.039\,7p_2 + 75\,661.37 \cdot \ln p_2 + 80\,069\,699.975/p_2^{0.5}. \quad (9)$$

3.4 膨胀端进口压力和增压端出口压力

增压机排气压力升高,膨胀机入口压力随之升高. 有时,也需要根据膨胀机入口压力预计增压机排气压力. 为此,表 2 数据回归后,得相应的关联式(10)~(11),其估算最高误差率分别为 0.223%、0.240%. 式(10)、式(11)的复相关系数分别为 0.999 8、0.999 8.

$$p_1 = 5\,718\,636.824 - 4.937p_2 \ln p_2 + 0.11p_2^{1.5} - 4.712p_2^2. \quad (10)$$

$$p_2 = -9\,634\,179.087 - 344.354p_1 + 1.72p_1^2 + 4\,671.595p_1/\ln p_1. \quad (11)$$

4 结论

(1)在分析深冷空分增压膨胀机组运行特性参量之间因果关系的基础上,建立了软测量模型,

得到了精度较高的一组式子,分别是式(1)~(5)、式(7)~(11),预测精度达到工程需要的要求。

(2)有了软测量模型,可以节约测试时间和测试费用;软测量模型提供的估算值能够使运行人员定量地了解机组的运行状况,从而及时调整操作。

(3)本研究中,在采集到的样本点数量一定的情况下,被研究的运行参量关联时,根据需要进行量纲分析,构造了温度因数,减少了参与回归的解释变量的个数,即“参与回归的样本点数”和“参与回归的解释变量的个数”的比值增加,被解释变量的估算精度提高,说明基于量纲分析的运行参数关联回归对于高精度的软测量建模很有必要,可以在工程实际中推广应用。

参考文献:

[1] 李伟,张国华,崔洪伟.空分装置氧气产量偏低原因

分析与措施[J].大氮肥,2010,33(5):333-334.

[2] 赵洁.膨胀机调速系统的故障分析与处理[J].冶金动力,2012,150(2):30-31.

[3] 穆继伟.三起增压透平膨胀机故障的分析及处理[J].深冷技术,2013(6):64-66.

[4] 秦洪涛,杨箴.透平膨胀机转速测量及错误处理[J].化工自动化及仪表,2006,33(3):80-82.

[5] 崔旭.SZMB型磁电转速传感器测量失真分析[J].设备管理与维修,2007(12):13-14.

[6] 全国量和单位标准化技术委员会.有关量单位和符号的一般原则:GB3101—1993[S].1994-07-01.

[7] 刘艳芳,周晓微,梁萌.人工神经网络在生物过程中的应用[J].郑州大学学报:工学版,2007,36(2):121-124.

[8] 崔新亭,赵小莹.空分液化系统能耗的热力学分析[J].通用机械,2013(4):72-73,96.

[9] 薛平安.自动变负荷技术在6万m³/h空分装置中的应用[J].宝钢技术,2013(1):71-75.

Soft Measurement Modeling about Operation Characteristic Parameters of Booster Expansion Turbine for Cryogenic Air Separation Unit Based on the Regression Method

LIU Chao-feng¹, ZHAO Wei², YIN Yong-huai¹, JIN Jia-lin¹, WU Xue-hong¹, LIU Ya-li¹, GONG Yi¹
(1. School of Energy and Power Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002; 2. Zhongyuan Dahua Corporation, Henan Coal & Chemical Industry Group Co., Ltd., Puyang 457000)

Abstract: According to expansion air flow, expansion-side inlet pressure, inlet temperature of expansion side, expansion side outlet temperature, boost pressure and expander outlet end speed associated with operating characteristics of booster expansion turbine for cryogenic air separation unit, research about soft sensor modeling methods is conducted. Regression mathematical models from the operating data of unit 1[#] and 2[#] being debugged for an oxygen company are estimated and predicted for operation characteristic parameters relationship. The results indicate that the accuracy of the mathematical model is better, precision mathematical model consisting of nine equations resulting in at least more than 98%. The proposed method can be used to: predict the expansion end-side outlet temperature by expansion of the air flow, the expansion end of inlet pressure and the expansion inlet temperature; estimate expansion side flow by expander end inlet temperature, the expansion outlet temperature, and expansion side inlet pressure; predict speed by expansion side flow, expansion side inlet pressure and expander end inlet temperature; predict booster end outlet pressure by speed; predict expansion side inlet pressure by booster end outlet pressure.

Key words: cryogenic air separation unit; booster expansion turbine; operating parameters; soft measurement modeling

基于 SSC-SC 方案的移动无线传感器网络系统的性能分析

徐凌伟¹, 张 浩^{1,2}, 吕婷婷¹, 施 威³, T. A. Gulliver²

(1. 中国海洋大学 信息科学与工程学院, 山东 青岛 266100; 2. 维多利亚大学 电子与计算机工程学院, 加拿大 维多利亚 V8W 3P6; 3. 青岛科技大学 信息科学与技术学院, 山东 青岛 266061)

摘 要: 在 N -Nakagami 信道下, 研究了结合切换驻留合并(SSC)与选择合并(SC)的移动无线传感器网络系统的平均符号误码率(ASEP)和中断概率(OP)性能. 基于矩生成函数(MGF)的方法, 推导了系统采用相移键控调制(PSK)、正交幅度调制(QAM)、脉冲幅度调制(PAM)等的 ASEP 的精确表达式; 同时, 也推导出了系统中断概率(OP)的精确闭合表达式, 然后对不同系统条件下的性能做了数值仿真, 验证了理论分析结果的正确性. 仿真结果表明: 随着分集支路数、衰弱系数的增加, 衰弱因子的减小, 系统的 ASEP 和 OP 性能得到了很好的改善.

关键词: 移动无线传感器网络; 切换驻留合并; 选择合并; N -Nakagami 信道; 平均符号误码率; 中断概率
中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.021

0 引言

近年来, 无线传感器网络已经被广泛应用于军事、交通、商业等领域中^[1]. 由于传感器节点具有体积小、功耗低等特点, 在传感器节点上安装多根发射或者接收天线在物理上不容易实现. 为了解决上述矛盾, 一种方案就是组成虚拟多输入多输出(MIMO)系统^[2]进行合作传输^[3]. 在 MIMO 无线通信中, 广泛使用多天线分集接收技术来减小多径衰弱的影响. 在最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC)、等增益合并(Equal Gain Combining, EGC)和选择合并(Selection Combining, SC) 3 种典型的多天线分集合并技术中, MRC 性能最好, 但是实现最复杂; SC 性能相对差些, 但是实现比较简单^[4].

针对上述技术缺陷, 很多学者开始研究切换合并(Switched Diversity Combining, SDC)技术, 其主要包括切换驻留合并(Switch-and-Stay Combining, SSC)和切换检测合并(Switch-and-Examine Combining, SEC)^[5-6]. SDC 技术在实际应用中易于实现, 但这是以系统性能为代价的. 为了在实现复杂度与系统性能之间找到平衡点, 文献[7]提

出了 SSC-SC 混合合并技术, 将 SSC 与 SC 结合, 使系统硬件结构大大简化, 同时仍能取得较好的性能.

Kovacs 等^[8]通过实验测量和理论分析, 建立了适合室内和城镇微小区的移动-移动通信环境下的双瑞利(2-Rayleigh)分布模型. 在双瑞利衰落模型的基础上, 大量试验研究指出^[9]: 当两个移动终端在相互通信时, 通过其附近的散射体产生了 $N(N > 2)$ 个相互独立的 Nakagami 衰落过程时, 那么信道的幅度传播特性将服从 N -Nakagami 分布. 文献[10]研究了 N -Nakagami 分布的概率密度函数和累积分布函数, 推导了不同调制方式误码率的精确闭合表达式. N -Nakagami 分布在车联网中移动的车与车之间的通信、协作分集系统中移动终端之间的通信、无线传感器网络中移动节点之间的通信等方面得到了广泛的应用.

SSC-SC 混合合并技术的硬件结构简单, 但仍有较好的性能, 将其应用到移动无线传感器网络系统, 可以降低网络传输所需能耗、延长网络生存周期, 具有很好的应用价值. 在 N -Nakagami 信道下, 系统采用 SSC-SC 方案, 基于矩生成函数(Moment Generating Function, MGF)的方法, 推导

收稿日期:2015-02-02; 修订日期:2015-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61304222); 山东省自然科学基金项目(ZR2012FQ021); 山东省高等学校科技计划项目(J12LN88); 青岛市国际科技合作项目(12-1-4-137-hz).

作者简介:徐凌伟(1987-), 男, 山东高密人, 中国海洋大学博士研究生, 主要从事 MIMO 无线通信、无线传感器网络研究, Email:gaomilaojia2009@163.com.

出了涵盖多种调制方式的平均误码率 (Average Symbol Error Probability, ASEP) 的计算公式;同时也得到了中断概率 (Outage Probability, OP) 的精确表达式. 最后,对不同系统条件下的性能做了数值仿真和分析,验证了分析结果的正确性.

1 系统模型

采用文献[11]中的基于簇的多跳虚拟 MIMO 通信系统模型,如图 1 所示. 图 1 显示了两个簇之间的通信过程,信息可以通过多个簇的传递到达目的节点. 在这里,每个节点都是移动的,每个源节点和协作节点只有一根天线,每个 sink 节点有多根天线,移动节点间的每条信道是相互独立的.

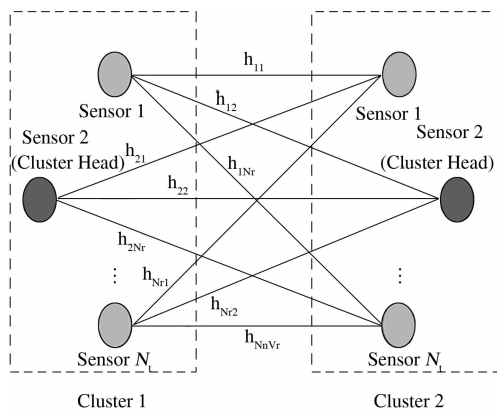


图 1 虚拟 MIMO 系统的模型

Fig. 1 The virtual MIMO system model

由文献[10]知,服从 N -Nakagami 分布的随机变量 Z 可表示为 N 个独立变量 a_i 的乘积,即

$$Z = \prod_{i=1}^N a_i. \quad (1)$$

式中: N 是衰弱因子; a_i 服从 Nakagami 分布,其概率密度函数为

$$f_a(r) = \frac{2m_i}{\Omega_i \Gamma(m_i)} r^{2m_i-1} \exp\left(-\frac{m_i}{\Omega_i} r^2\right). \quad (2)$$

其中, m_i 表示衰弱系数, $\Omega_i = E(|a_i|^2)$, $E(\cdot)$ 表示求均值.

Z 服从 N -Nakagami 分布,其概率密度函数为^[10]

$$f_Z(z) = \frac{2}{z \prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{0,N}^{N,0} \left[z^2 \prod_{i=1}^N \frac{m_i}{\Omega_i} \middle| \begin{matrix} - \\ m_1, \dots, m_N \end{matrix} \right]. \quad (3)$$

$$G_{p,q}^{m,n} [z | \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix}] =$$

$$\frac{1}{j2\pi} \int_F \frac{\prod_{i=1}^m \Gamma(b_i + s) \prod_{i=1}^n \Gamma(1 - a_i - s)}{\prod_{i=1}^p \Gamma(a_i + s) \prod_{i=1}^q \Gamma(1 - b_i - s)} z^{-s} ds. \quad (4)$$

假设发射端有 1 个移动传感器节点,接收端有 $2L$ 个移动传感器节点,则构成了一个 $1 \times 2L$ 的虚拟 MIMO 系统. 在这里,假设各分集支路衰落幅度平衡,各支路具有相同的均值,单个支路的接收信号为

$$y = Zx + w. \quad (5)$$

式中: Z 为衰落特性相互独立的信道传输系数,服从 N -Nakagami 分布; x 表示发送的有用信号,它在一个符号间隔内的平均能量为 E_s ; w 为加性复高斯噪声,其单边功率谱密度为 N_0 .

由式(5)得单个支路的瞬时接收信噪比为

$$r = |Z|^2 \frac{E_s}{N_0}. \quad (6)$$

其平均接收信噪比为

$$\bar{r} = E(|Z|^2) \frac{E_s}{N_0}. \quad (7)$$

其概率密度函数可以表示为^[10]

$$f_r(r) = \frac{1}{r \prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{0,N}^{N,0} \left[\frac{r}{\bar{r}} \prod_{i=1}^N m_i \middle| \begin{matrix} - \\ m_1, \dots, m_N \end{matrix} \right]. \quad (8)$$

累积分布函数可以表示为^[10]

$$F_r(r) = \frac{1}{\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{1,N+1}^{N,1} \left[\frac{r}{\bar{r}} \prod_{i=1}^N m_i \middle| \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix} \right]. \quad (9)$$

虚拟 MIMO 系统首先对每 2 路进行 SSC 合并接收,再对得到的 L 路信号进行 SC 合并接收. 每 2 个单支路进行 SSC 合并接收时,总的输出瞬时信噪比 r_{SSC} 的累积分布函数为^[6]

$$F_{SSC}(r) = \begin{cases} F_r(r_{th}) F_r(r), & 0 < r < r_{th}; \\ [1 + F_r(r_{th})] F_r(r) - F_r(r_{th}), & r \geq r_{th}. \end{cases} \quad (10)$$

式中: r_{th} 为预先设置的切换门限.

对式(10)进行求导,可以得到 r_{SSC} 的概率密度函数为^[6]

$$f_{SSC}(r) = \begin{cases} F_r(r_{th}) f_r(r), & 0 < r < r_{th}; \\ [1 + F_r(r_{th})] f_r(r), & r \geq r_{th}. \end{cases} \quad (11)$$

当 L 路信号采用选择合并时,总的输出瞬时信噪比 r_{SC} 为^[12]

$$r_{SC} = \max(r_1, r_2, \dots, r_L). \quad (12)$$

所以,SSC-SC 接收端信噪比的累积分布函数为^[7]

$$F_{SSC-SC}(r) = (F_{SSC}(r))^L = \begin{cases} (F_r(r_{th}) F_r(r))^L, & 0 < r < r_{th}; \\ ([1 + F_r(r_{th})] F_r(r) - F_r(r_{th}))^L, & r \geq r_{th} \end{cases} \quad (13)$$

SSC-SC 接收端信噪比的概率密度函数为^[7]

$$f_{\text{SSC-SC}}(r) = \begin{cases} L(F_r(r_{\text{th}})F_r(r))^{L-1}F_r(r_{\text{th}})f_r(r) \\ L([1+F_r(r_{\text{th}})]F_r(r)-F_r(r_{\text{th}}))^{L-1}[1+F_r(r_{\text{th}})]f_r(r), r \geq r_{\text{th}} \\ L(F_r(r_{\text{th}}))^L(F_r(r))^{L-1}f_r(r), 0 < r < r_{\text{th}}; \\ = \begin{cases} L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} [1+F_r(r_{\text{th}})]^{k+1} (-F_r(r_{\text{th}}))^{L-1-k} (F_r(r))^k f_r(r), r \geq r_{\text{th}}. \end{cases} \end{cases} \quad (14)$$

SSC-SC 接收端信噪比的 MGF 为

$$Q_{\text{SSC-SC}}(s) = \int_0^\infty e^{-sr} f_{\text{SSC-SC}}(r) dr = I_1 + I_2. \quad (15)$$

$$I_1 = \frac{e^{-sr_{\text{th}}}}{\left(\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)\right)^{2L}} \left(G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r_{\text{th}}}{r} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^{2L} + \frac{s}{\left(\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)\right)^{2L}} \left(G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r_{\text{th}}}{r} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^L \cdot \int_0^{r_{\text{th}}} e^{-sr} \left(G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r}{r_{\text{th}}} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^L dr. \quad (16)$$

$$I_2 = L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1}{k} \left(1 + \frac{1}{\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r_{\text{th}}}{r} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^{k+1} \cdot \frac{1}{\left(\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)\right)^L} \left(-G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r_{\text{th}}}{r} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^{L-1-k} \frac{1}{k+1} \cdot \left(s \int_{r_{\text{th}}}^\infty e^{-sr} \left(G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r}{r_{\text{th}}} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^{k+1} dr - e^{-sr_{\text{th}}} \left(G_{1,N+1}^{\text{N},1} \left[\frac{r_{\text{th}}}{r} \prod_{i=1}^N m_i \mid \begin{matrix} 1 \\ m_1, \dots, m_N, 0 \end{matrix}\right]\right)^{k+1}\right). \quad (17)$$

2 平均误码率分析

根据文献[13]的结论,一个衰落信道下涵盖多种调制方式包括 M 进制 PSK、QAM 和 PAM 调制等,相干解调时 ASEP 的通用公式为

$$P_{\text{sep}} = \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} Q_{\text{SSC-SC}}\left(\frac{\varphi_d}{V_d - 2\Lambda_d \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (18)$$

2.1 M-PSK 调制

采用相干检测的 M -PSK 调制时,系统的 ASEP 可以表示为

$$P_{\text{sep}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} Q_{\text{SSC-SC}}\left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (19)$$

2.2 M-QAM 调制

采用相干检测的 M -QAM 调制时,系统的 ASEP 可以表示为

$$P_{\text{sep}} = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}} \int_0^{\pi/2} Q_{\text{SSC-SC}}\left(\frac{3}{2(M-1) \sin^2 \theta}\right) d\theta -$$

$$\frac{4(\sqrt{M}-1)^2}{\pi M} \int_0^{\pi/4} Q_{\text{SSC-SC}}\left(\frac{3}{2(M-1) \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (20)$$

2.3 M-PAM 调制

采用相干检测的 M -PAM 调制时,系统的 ASEP 可以表示为

$$P_{\text{sep}} = \frac{2(M-1)}{\pi M} \int_0^{\pi/2} Q_{\text{SSC-SC}}\left(\frac{3}{(M^2-1) \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (21)$$

3 中断概率分析

中断概率定义为系统的接收信噪比低于某一门限值的概率.对于 SSC-SC 系统而言,由累积分布函数的定义可知其中断概率为^[12]

$$P_{\text{out}} = Pr[0 \leq r \leq r_T] = \int_0^{r_T} f_{\text{SSC-SC}}(r) dr = \begin{cases} (F_r(r_{\text{th}})F_r(r_T))^L, 0 < r_T < r_{\text{th}}; \\ ([1+F_r(r_{\text{th}})]F_r(r_T)-F_r(r_{\text{th}}))^L, r_T \geq r_{\text{th}}. \end{cases} \quad (22)$$

式中, r_T 表示某一门限值.

4 数值仿真

预先设置的切换门限 r_{th} 为 5 dB, 给定的门限值 r_T 为 2 dB. 图 2 为移动无线传感器网络系统在双 Nakagami 信道下, 系统的 OP 性能随分集支路数变化的曲线, 分集支路数 $2L=2, 4, 6, 8$. 由图 2 可知, 随着分集支路数的增加, 移动无线传感器网络系统的 OP 性能是不断改善的, 例如, 当 SNR = 12 dB, 分集支路数 $2L=2$ 的 OP 是 1×10^{-2} ; 分集

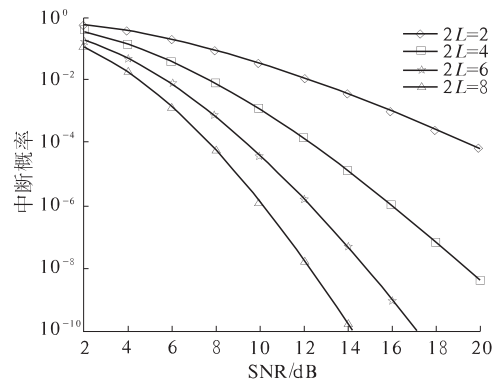


图 2 双 Nakagami 信道分集支路数对系统 OP 性能的影响

Fig. 2 The impact of the diversity branches on the OP performance

支路数 $2L=4$ 的 OP 是 1×10^{-4} ;分集支路数 $2L=6$ 的 OP 是 2×10^{-6} ;分集支路数 $2L=8$ 的 OP 是 2×10^{-8} .

图 3 为移动无线传感器网络系统在双 Nakagami 信道下,系统的 OP 性能随衰弱系数变化的曲线,其中,衰弱系数 $m=1,2,3$,分集支路数 $2L=4$. 由图 3 可知,随着衰弱系数的增加,移动无线传感器网络系统的 OP 性能是不断改善的,例如,当 $\text{SNR}=12\text{ dB}$, $m=1$ 的 OP 是 1×10^{-2} ; $m=2$ 的 OP 是 1×10^{-4} ; $m=3$ 的 OP 是 9×10^{-7} .

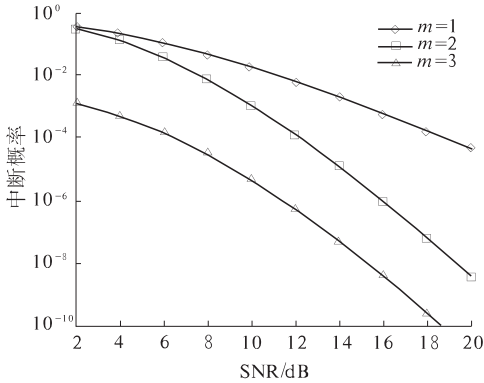


图 3 双 Nakagami 信道下衰弱系数对系统 OP 性能的影响

Fig.3 The impact of the fading coffeicent on the OP performance

图 4 给出了移动无线传感器网络系统在 N -Nakagami 信道下,系统的 OP 性能随衰弱因子变化的曲线,衰弱因子 $N=2,3,4$,衰弱系数 $m=2$,分集支路数 $2L=4$. 由图 4 可知,随着衰弱因子的增加,信道的衰弱程度不断增大,移动无线传感器网络系统的 OP 性能是不断减弱的,例如,当 $\text{SNR}=12\text{ dB}$, $N=2$ 的 OP 是 1×10^{-4} ; $N=3$ 的 OP 是 1×10^{-3} ; $N=4$ 的 OP 是 5×10^{-3} .

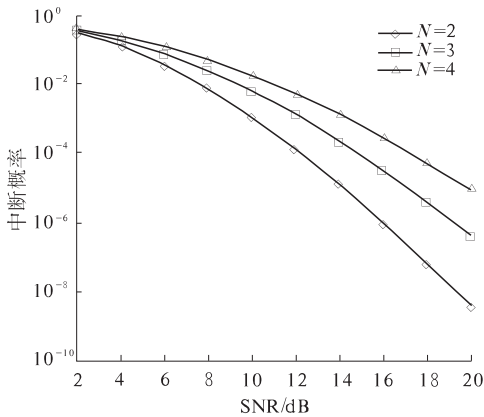


图 4 N -Nakagami 信道下衰弱因子对系统 OP 性能的影响

Fig.4 The impact of the fading coffeicent on the OP performance

图 5 分析比较了 SSC, SSC-SC, SC 在双 Nakagami 信道下的 OP 性能,分集支路数 $2L$ 分别为 4,6,衰弱因子 $N=2$,衰弱系数 $m=2$. 由图 5 可知,3 种传输方式中,SSC 的 OP 性能比 SSC-SC, SC 都要差.随着 $2L$ 的增大,SSC-SC 与 SC 两种合并方式的 OP 性能越来越接近.在误码率为 10^{-6} 时,SSC-2SC 与 4SC 所需的平均信噪比相差 3.8 dB;SSC-3SC 与 6SC 所需的平均信噪比相差 2 dB. SSC-SC 的硬件结构比 SC 简单,更利于在实际中应用.

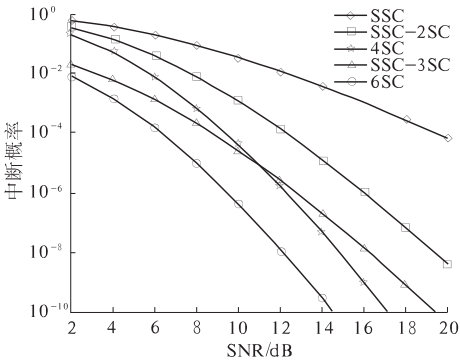


图 5 SSC, SSC-SC, SC 在双 Nakagami 信道下的 OP 性能的比较

Fig.5 The OP comparison of SSC,SSC-SC,SC

5 结论

基于 MGF 的方法推导了系统在 N -Nakagami 衰落信道上采用 PSK、QAM、PAM 等几种调制方式的 ASEP 的精确表达式;同时,也得到了 OP 的精确闭合表达式,然后对不同条件下的系统性能做了数值仿真. 仿真结果表明:随着分集支路数、衰弱系数的增加,衰弱因子的减小,系统的 ASEP 和 OP 性能得到了很好的改善. 本文中的信道是相互独立的,在实际环境中,信道并不是完全独立的,在后续研究中,可以进一步研究相关信道对系统性能的影响.

参考文献:

[1] 陆亚芳,易可夫,冯摇绪,等. 基于模糊理论的无线传感器网络多层分簇式路由算法[J]. 传感技术学报,2014,27(7):933-938.

[2] FANG Zhao-xi, YUAN Xiao-jun, WANG Xin. Towards the asymptotic sum capacity of the MIMO cellular two-way relay channel [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(6): 4039-4051.

[3] QU Q, MILSTELN L, VAMAN D. Cooperative and constrained MIMO communications in wireless ad hoc/ sensor networks [J]. IEEE Transactions on Wireless

- Communications, 2010, 9(10): 3120–3129.
- [4] SHANKAR P M. Performance analysis of diversity combining algorithms in shadowed fading channels [J]. Wireless Personal Communications, 2006, 37(1–2): 61–72.
- [5] YANG H C, ALOUINI M S. Performance analysis of multibranch switched diversity systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(5): 782–794.
- [6] XIAO L, DONG X. New results on the BER of switched diversity combining over nakagami fading channels [J]. IEEE Communication Letters, 2005, 9(2): 136–138.
- [7] 郭冬梅, 张曙. 切换驻留合并与选择合并相结合的混合合并技术 [J]. 吉林大学学报: 工学版, 2010, 40(4): 1133–1138.
- [8] KOVACS I Z. Radio channel characterization for private mobile radio systems: mobile-to-mobile radio link investigation [D]. Kongeriget Danmark: Aalborg University, Department of Electrical and Computer Engineering, 2002.
- [9] SALO J, EL SALLABI H M, VAINIKAINEN P. Statistical analysis of the multiple scattering radio channel [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(11): 3114–3124.
- [10] GEORGE K K, NIKOS C S, P T M. N * Nakagami: A novel stochastic model for cascaded fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(8): 1453–1458.
- [11] AKYILDIZ I F, SU W, CAYIRCI E, et al. Wireless sensor networks: a survey [J]. Computer Networks, 2002, 38: 393–422.
- [12] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels [M]. New Jersey: John Wiley & Sons Press, 2005.
- [13] YILMAZ F, KUCUR O. Exact performance of wireless multihop transmission for M -ary coherent modulations over generalized gamma fading channels [C] // Proceedings of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Cannes: IEEE Press, 2008: 1–5.

Performance Analysis of Mobile Wireless Sensor Network System Based on SSC-SC Scheme

XU Ling-wei¹, ZHANG Hao^{1,2}, LV Ting-ting¹, SHI Wei³, T. A. GULLIVER²

(1. Department of Information Science and Engineering, Ocean University of China, Qingdao 266100, China; 2. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Victoria, Victoria V8W 3P6, Canada; 3. Department of Information Science and Technology, Qingdao University of Science & Technology, Qingdao 266061, China)

Abstract: On the basis of N -Nakagami fading channels, the average symbol error probability (ASEP) and outage probability (OP) of mobile wireless sensor network system employing switch-and-stay combining (SSC) and selection combining (SC) are investigated in this paper. Based on the moment generating function (MGF) approach, the exact ASEP expressions are derived for several modulation schemes, including phase shift keying (PSK), quadrature amplitude modulation (QAM), and pulse amplitude modulation (PAM). The exact closed-form OP expressions are also presented. Then the ASEP and OP performance under different conditions is evaluated through numerical simulations, and the accuracy of the analytical results is verified. The simulation results showed that: the ASEP and OP performance is improved with the diversity branches and the fading coefficient increased, while the fading factor decreased.

Key words: mobile wireless sensor network; switch-and-stay combining; selection combining; N -Nakagami fading channel; outage probability

文章编号:1671-6833(2015)03-0101-05

基于机器视觉的机械式表盘自动读表技术的实现

陈继华, 李 勇, 田增国, 李 磊

(郑州大学 物理工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对当前机械式表盘自动读表技术存在计算量大、需采集多幅图像以及需要标定等问题, 提出了基于改进的 Canny 边缘检测算子的指针旋转中心求解算法, 该方法可基于单帧表盘图像快速解算出其回转中心及半径, 并定位出表盘的有效显示区域, 避免了复杂背景的干扰; 基于表盘指针所在直线经过圆心这一前提, 设计了过定点的 Hough 直线检测算法, 显著降低了表盘指针检测时间. 详细论述了算法的设计原理, 并给出时间复杂度分析. 实验表明: 该方案算法稳定且计算量小, 检测速度提高 4~5 倍, 并可减少存储空间, 具有良好的工程实用价值.

关键词: 机械表盘; 坎尼算子; 霍夫变换; 图像识别; 自动读表

中图分类号: TP391.4 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.022

0 引言

指针式机械表具有安装维护方便、结构简单、防电磁干扰等诸多优点, 目前广泛应用于工矿企业、能源及计量等部门. 随着仪表数量的增加及精密仪表技术的发展, 人工判读已经不能满足实际应用需求^[1]. 实现指针式机械表自动读表的关键技术在于定位表盘回转中心及指针中心线. 当前采用的识别算法主要存在如下问题: 第一、需采集多幅指针处于不同角度的表盘图像^[2-3], 如仪表已经安装使用, 现场拨动表盘指针采集图像操作复杂, 并存在较大误差; 第二、需针对每个表盘标定相应参数^[4-5], 如表盘回转半径^[4]、指针中心线起点、长度^[5]等, 不利于后期校准; 第三、检测算法复杂且运算量大^[6-8], 不能满足自动读表的实时性, 难以移植、应用到嵌入式环境. 同时, 不同的仪表图像灰度分布特征存在较大差异, 而指针定位和特征提取算法又非常依赖于特定的灰度分布特征, 同一款指针式仪表的识别方案难以应用到不同类型的仪表图像^[9].

笔者通过改进的 Canny 算子获取表盘图像的单像素边缘, 避免了冗余像素点参与运算, 降低了圆心检测时间. 在表盘的有效显示区域内, 采用过定点的 Hough 直线变换检测指针中心线, 避免了

表盘图像背景的干扰并提高了检测速度. 该读表方案避免了标定工作并提高了表盘识别的自动化程度及实时性.

1 机械式表盘自动读表原理及方法

根据机械式表盘的图像特征, 采用图像边缘点法线方向计数累加的圆心定位方法及过定点的直线检测算法, 提出了一种表盘识别方案. 仪表刻度检测流程如图 1 所示: 摄像头采集表盘图像, 送入计算机进行预处理及边缘检测操作; 计算机检测出表盘回转中心及半径, 并定位出表盘的有效显示区域; 在此区域内, 利用过定点(回转中心)的 Hough 直线变换, 基于特征点对应角度的峰值搜索算法识别出指针中心线, 从而输出检测结果.

2 表盘图像的特征提取算法

2.1 基于改进的 Canny 算子的表盘回转中心定位算法

结合识别表盘前易得知表盘半径大致范围这一优势, 采用图像边缘点法线方向累计法定位表盘回转中心. 为避免冗余像素点参与运算, 需提前获取图像的单像素边缘, 形态学运算^[10]和 Canny 算子^[11]是获取图像单像素边缘的常用算法. 考虑到在计算像素法线方向时, 需要获取像素的梯度

收稿日期: 2015-01-15; 修订日期: 2015-03-22

基金项目: 河南省教育厅科学技术重点研究项目(13A140661)

作者简介: 陈继华(1972-), 男, 四川大竹人, 郑州大学副教授, 博士, 主要从事大型工业产品尺寸检测方法及相关计算理论、视觉测量技术研究, E-mail: chenjihua01@sina.com.

角度,而 Canny 算子的计算过程中已包含这一步,因此采用 Canny 算子.首先通过高斯滤波平滑图像,然后基于 2×2 领域一阶偏导的有限差分计算图像的梯度幅值和方向,并对梯度幅值进行非极大值抑制,最后采用双阈值法确定和连接边缘,得到图像的单像素边缘图.

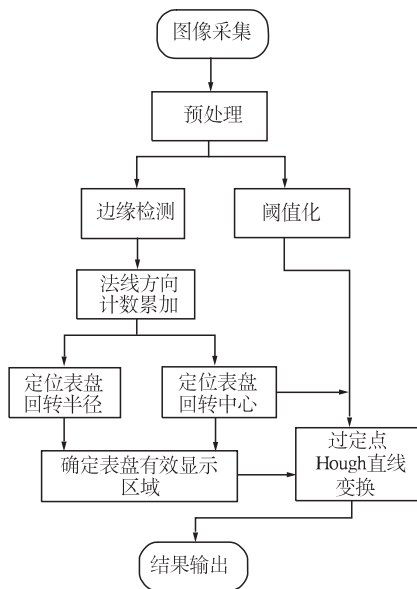


图 1 仪表刻度检测流程

Fig.1 Principle of dial scale detection

在求得表盘的单像素边缘图像的前提下,已知表盘的半径范围($r_{\min} < r_i < r_{\max}$),复用 Canny 算子第二步计算中得到的像素梯度方向,在其梯度切线的法线方向上,对与该点距离为 r_i 的点进行计数并累计.定位圆心示意图如图 2 所示,黑色方框代表可能的圆心位置,对于边缘点 (x_0, y_0) ,其对应可能的圆心点为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) ,满足

$$\begin{cases} x_2 = x_0 - r_i \cos \theta, & y_2 = y_0 + r_i \sin \theta; \\ x_1 = x_0 + r_i \cos \theta, & y_1 = y_0 - r_i \sin \theta. \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ 为点 (x_0, y_0) 的梯度方向角.

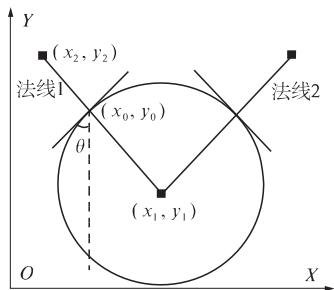


图 2 定位圆心示意图

Fig.2 Schematic diagram of localizing circle center

每次计数累计的峰值 C_{\max} 若满足

$$C_{\max} > C_i * \lambda. \quad (2)$$

则判断已检测到半径为 r_i 、圆心坐标为 (x_i, y_i) 的圆.式中 C_i 代表以 r_i 为半径的圆周长, λ 为比例系数,满足 $0 < \lambda < 1$.根据表盘图像特征设置相应的参数 λ ,即可求得表盘回转中心及半径.

累计法定位圆心的关键在于尽力获取图像的真实轮廓边缘点.考虑到表盘图像具有一定程度的光照度及噪声变化,传统的 Canny 算子存在如下不足:其中,Canny 算子的第一步中需要人工设定高斯函数的方差,且高斯滤波之后的图像在噪声得到抑制的同时,其边缘清晰度降低.为避免上述缺陷,采用自适应平滑滤波法^[12]替代高斯滤波,滤波的同时可锐化图像的边缘.该算法的基本思想是采用一个局部加权模板与原始图像信号进行迭代卷积,每次迭代时自适应改变各像素加权系数,经多次迭代后,滤波器的输出图像可在降低噪声的同时,保留更多的边缘和局部细节.设 $f(x, y)$ 为输入图像,则一次迭代的计算过程如下:

$$f^{(n+1)}(x, y) = \frac{\sum_{i=-1}^{+1} \sum_{j=-1}^{+1} f^{(n)}(x+i, y+j) w^{(n)}(x+i, y+j)}{\sum_{i=-1}^{+1} \sum_{j=-1}^{+1} w^{(n)}(x+i, y+j)}. \quad (3)$$

式中: $w(x, y)$ 为模板系数,满足:

$$w(x, y) = \exp - \left[\frac{g_x^2(x, y) + g_y^2(x, y)}{2k^2} \right]. \quad (4)$$

式中: k 为恒定参数,确定了在平滑过程中可以保留的边缘幅度; $g_x(x, y)$ 、 $g_y(x, y)$ 分别代表图像右、左邻接像素差值和下、上邻接像素差值,可表示为

$$\begin{cases} g_x(x, y) = \frac{1}{2} [f(x+1, y) - f(x-1, y)]; \\ g_y(x, y) = \frac{1}{2} [f(x, y+1) - f(x, y-1)]. \end{cases} \quad (5)$$

此外,Canny 算子在最后一步确定图像边缘时需人为设定高低阈值,若对每一幅图像采用相同阈值,则会检测出虚假边缘或丢失局部边缘.笔者采用文献[13]提出的基于梯度直方图和类间方差最大法的自动阈值选取方法:将 Canny 算子中非极大值抑制后边缘图中的像素分为 D_1 、 D_2 、 D_3 共 3 个类别,其中 D_1 代表原图中的非边缘点, D_2 代表需要判断是否为边缘点, D_3 代表原图中的边缘点.利用梯度直方图求出各个类别的概率分布,通过搜索类间方差的最大值确定上述 3 个区间的 2 个分界点,即为所求的 Canny 算子高、低阈值.

分别采用常规 Canny 算法(高斯滤波、高低阈值比例系数为 0.5)与文中改进的 Canny 算法进行边缘检测,并对比边缘完整程度,部分实验结果如图 3 所示:第一行为两幅曝光度不同的表盘图像;第二行为传统 Canny 算法边缘检测结果;第三行为本文改进的 Canny 算法边缘检测结果.可以看出,改进的 Canny 算法能够有效提出图像边缘,得到的图像边缘线条清晰连续,较传统方法更具有优势,且对于不同光照度的图像有较好的自适应.表盘的回转中心及半径定位结果如图 4 所示,其有效显示区域位于检测得到的两个圆之间.

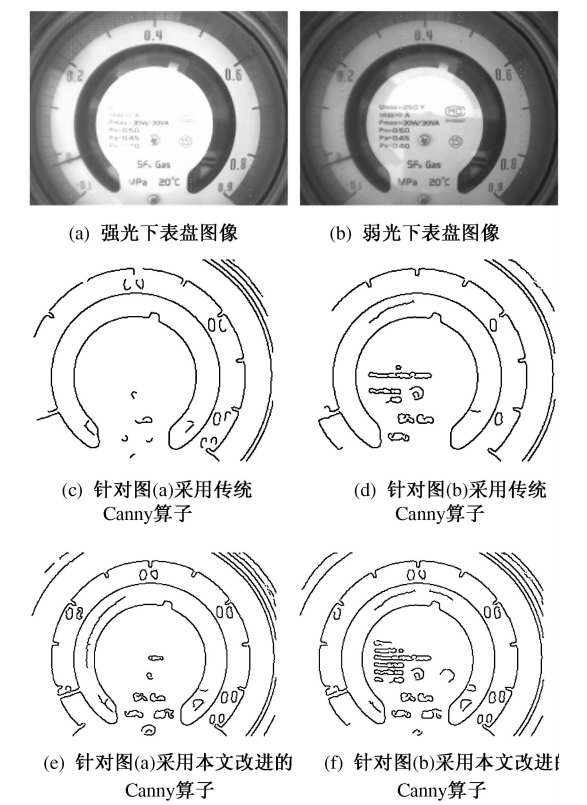


图 3 Canny 边缘检测结果对比

Fig.3 Edge detection based on different canny operators

设图像的边缘点数为 N ,传统 Hough 圆变换需作图像空间到参数空间的映射,根据圆的方程可知,在标定半径的条件下,其时间复杂度为 $O(N^2)$;本算法在计数累计时,每个边缘像素点仅会对两个像素坐标进行计数,时间复杂度可近似为 $O(2 * N * R')$,其中 $R' = R_{\max} - R_{\min}$.

2.2 基于过定点 Hough 变换的表盘指针定位算法

传统 Hough 直线变换运算量巨大,难以应用在表盘图像的在线实时检测,其原理在于笛卡尔坐标系下直线上的所有点对应于参数空间下的同一点,将图像空间的各个点映射到参数空间之后,

找到参数坐标系下的聚集点,就对应了笛卡尔坐标系下的直线^[14].

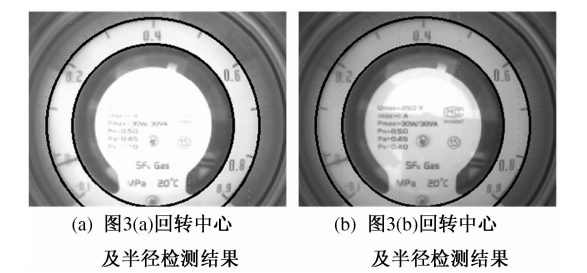


图 4 表盘回转中心及指针中心线识别结果

Fig.4 Result of detecting circle center and point centerline of dial

考虑到表盘指针所在直线必然经过回转中心,可采用过回转中心的 Hough 直线变换检测表盘指针.当直线经过定点 (x_r, y_r) 时,满足

$$y - y_r = k(x - x_r). \tag{6}$$

设 $x' = x - x_r$ 及 $y' = y - y_r$,可得 $y' = kx'$,即以 (x_r, y_r) 为坐标原点的坐标系中,该直线经过坐标原点,直线的斜率满足 $k \in (-\infty, +\infty)$,如图 5 所示.为表示形如 $x = c$ 的直线,可将直线表示为极坐标形式,令 $kx' - y' = 0$,两边同时除以 $\sqrt{k^2 + 1}$,有

$$x' \cos \theta + y' \sin \theta = 0. \tag{7}$$

已知 $x' = x - x_r$ 及 $y' = y - y_r$,满足

$$(x - x_r) \cos \theta + (y - y_r) \sin \theta = 0. \tag{8}$$

上式包括 x, y, θ 3 个变量,每次代入一个特征点坐标 (x_i, y_i) ,即可求出该特征点与定点所确定直线的角度 θ_i ,且同一直线上特征点对应相同的角度值.统计所有特征点对应的角度值,并累计具有相同角度值的特征点,最终计数值最大的角度值表示表盘指针所在直线.量化 Hough 参数空间 (ρ, θ) 时,可取角度的步长为 1° .考虑到角度的变化范围为 $[0, 180^\circ)$,可申请一个长度为 180 的数组用来保存角度值的累计值,其数组元素的索引 i 与角度值 θ_i 一一对应.图 4 中黑色方框表示待投影的特征点,其位于表盘的有效显示区域; $R(x_r, y_r)$ 为表盘的回转中心.图 4(a)、4(b)的有效显示区域内特征点对应角度值统计结果分别如图 6(a)、6(b)所示.

设图像为 W 行 H 列,传统 Hough 直线变换需要 $H \times W$ 字节的额外存储空间,检测直线时需穷举 (x, y, θ) 3 个参数空间,时间复杂度为 $O(H, W, \theta)$;相比于传统的 Hough 直线变换,过定点的 Hough 直线变换仅需 180 字节额外计算空

间,时间复杂度为 $O(H,W)$ 。

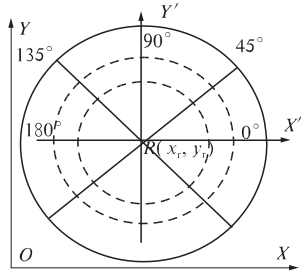


图 5 过定点的 Hough 直线变换

Fig. 5 Hough transform passing by a specified point

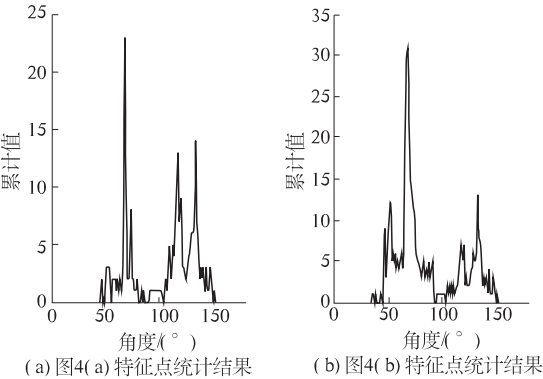


图 6 表盘特征点对应角度值统计结果

Fig. 6 Results of angles' statistics corresponding with feature points

3 实验结果及分析

3.1 仿真实验及结果分析

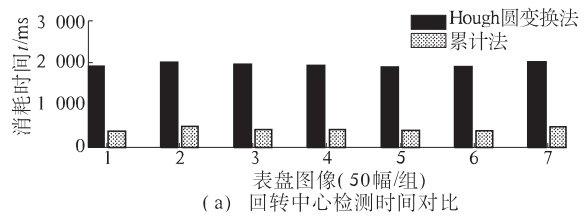
实验以 2.5 级精度等级、总量程为 1 MPa 的 MKZ-1m 型气压表为识别对象,其最小刻度值为 0.02 MPa。现场采集 18 组各 50 幅指针处于不同刻度的表盘图像进行试验对比。仿真实验中,识别算法在 CPU 为 1 GHz,内存为 1 G 的计算机上实现。

分别采用 Hough 圆变换法(已知半径)与累计法(已知半径范围)定位表盘的回转中心;并采用常规及过定点的 Hough 直线变换检测表盘的指针中心线,计算各组单幅图像的平均消耗时间,如图 7(a)、7(b)所示。由实验结果可以看出,与 Hough 圆变换相比,累计法能够更快定位出表盘的回转中心,且不需要提前标定表盘半径;而标定半径的 Hough 圆变换平均检测时间在 1.8 s 以上。相比于常规 Hough 直线变换,文中设计的直线检测算法能够提高约 4~5 倍速度,单幅图像的平均检测时间不超过 50 ms。

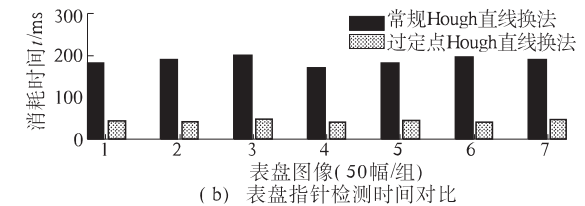
3.2 系统设计及实验结果

系统的硬件结构框图如图 8 所示。利用 CMOS 图像传感器 OV7725 将当前的表盘图像采

集下来,并存储到 SRAM;采用嵌入式微处理器 STM32F103X 对所采集的图像进行识别处理,并将得到的当前表盘读数通过 RS—485 总线将计算结果送至控制中心,作为仪表的历史数据保存,并判断是否产生警报信号。



(a) 回转中心检测时间对比



(b) 表盘指针检测时间对比

图 7 算法检测时间对比

Fig. 7 Comparison of time-consuming between different algorithm

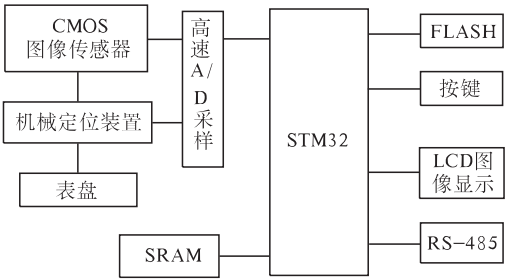


图 8 系统框图

Fig. 8 System diagram

将定位装置固定在发电厂的一款 MKz-1m 型 SF₆ 压力表盘上,待系统稳定后,每隔 5 min 检定表盘标准数值,其部分检测结果与标准数值对比如表 1 所示。

表 1 表盘示值与识别结果对比

Tab. 1 Comparison between original and detection results of dial

			MPa		
标准数值	识别结果	偏差	标准数值	识别结果	偏差
0.040	0.402	0.002	0.360	0.364	0.004
0.060	0.060	0.000	0.400	0.401	0.001
0.100	0.103	0.003	0.560	0.560	0.000
0.140	0.136	-0.004	0.600	0.596	-0.004
0.180	0.186	0.004	0.640	0.642	0.002
0.220	0.223	0.003	0.700	0.697	-0.003

系统平台的识别结果表明,设计的识别方案能够较为精确地识别出表盘示值,识别精度约为表盘最小刻度的 1/4,明显高于人工读表的精度。

表盘的回转中心及半径只需在系统上定时计算一次,之后每次只需检测指针中心线。整体识别时延(图像采集、检测)不超过 400 ms,适合应用于机械表盘的实时在线检测。

4 结论

针对指针式机械表自动读表技术存在的问题,结合表盘的图像特征,重新设计了表盘回转中心及指针中心线定位算法。实验表明,该方案不需采集多幅图像,不需标定表盘半径并显著减少了运算量,具有较准确的识别精度,在指针式表盘的自动化识别设计中具有工程实用价值。且识别方法同样适用于扇形表盘,以及多指针表盘,可进一步推广应用至更多种类指针式表盘的自动识别之中。

参考文献:

- [1] 黄颖怡,汪仁煌. 机器视觉仪表识别方法的研究进展[J]. 自动化仪表,2009,30(1):58-60.
- [2] ALEGRIA F C, SERRA A C. Automatic calibration of analog and digital measuring instruments using computer vision[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49(1): 94-99.
- [3] 王三武,戴亚文. 多指针水表自动识别系统[J]. 仪器仪表学报,2005,26(11):1178-1120.
- [4] ROBERT S, WALTER G. Application constraints in the design of an automatic reading device for analog display instruments[C]//Applications of Computer Vision, Proceedings of the second IEEE workshop on IEEE. Sarasota, Florida: IEEE Press 1994:205-212.
- [5] BELAN P, ARAJJO S A. Segmentation-free approaches of computer vision for automatic calibration of digital and analog instruments[J]. Measurement, 2013, 46(1):181-184.
- [6] 吴梅,王瑞. 基于总体最小二乘法的表盘图像中心点提取[J]. 自动化与仪表,2013,28(10):54-56.
- [7] 岳国义,李宝树等. 智能型指针式仪表识别系统的研究[J]. 仪器仪表学报,2003,24(4):430-431.
- [8] ALEGRIA F C, SERRA A C. Computer vision applied to the automatic calibration of measuring instruments[J]. Measurement, 2000, 28(3):185-195.
- [9] 邹俊贵,陈以. 常用指针式仪表识别技术研究综述[J]. 仪器仪表与分析监测,2009(1):1-4.
- [10] LI Chao, ZHAO Lin-du. An adaptive morphological edge detection algorithm based on image fusion[C]//Image and Signal Processing, 2010 third International conference on IEEE. Yantai, China: IEEE Press, 2010:1072-1076.
- [11] CANNY J. A computational approach to edge detection[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1986, 8(6):679-698.
- [12] 景晓军,李剑峰. 静止图像的一种自适应平滑滤波算法[J]. 通信学报,2002,23(10):7-14.
- [13] 唐路路,张启灿. 一种自适应阈值的 Canny 边缘检测算法[J]. 光电工程,2011,5(38):127-131.
- [14] 陈玉梅,余洪山,贺攀峰. 一种分层并行迭代式链码跟踪直线提取算法[J]. 郑州大学学报:工学版, 2006, 27(2):94-97.

Implementation of Automatic Reading Mechanical Gauge Technique Based on Machine Vision

CHEN Ji-hua, LI Yong, TIAN Zeng-guo, LI Lei

(School of Physical Engineering, Zhengzhou University 450001, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of current automatic recognition schemes applied to mechanical gauges including huge computing quantity, calibration based on multi dial's images, this paper proposes a rotation center acquisition method based on improved Canny edge detection operator, which can acquire rotation center as well as radius quickly based on single dial image. and designs hough transform algorithm passing by a specified point based on precondition that dial's pointer centerline and rotation center locate on same line, which decreases detecting time significantly. Design principle and time complexity analysis of algorithms are introduced in detail. Experimental results demonstrate the algorithms stable with low computational complexity, detecting speed is 4~5 times faster with memory space reduced. All of which verifies algorithms' possibility in engineering application.

Key words: mechanical gauge; canny operator; hough transform; image recognition; automatic-meter reading

文章编号:1671-6833(2015)03-0106-04

一种基于多种类型匹配器的本体映射方法

张凌宇¹, 马志晟², 陈淑鑫¹

(1. 齐齐哈尔大学 计算中心, 黑龙江 齐齐哈尔 161006; 2. 齐齐哈尔大学 教务处, 黑龙江 齐齐哈尔 161006)

摘 要: 不同本体之间的异构性严重地影响了本体之间的知识共享与重用, 为此, 提出一种基于多种类型匹配器的本体映射方法 OM-Matchers (Ontology mapping based on multiple matchers). 在建立本体之间映射关系的过程中, OM-Matchers 先使用多个类型的匹配器从本体模型中抽取相应类型的信息; 然后这些匹配器为概念对计算相似度值, 其中概念对所包含的两个概念来自于不同的本体; 最后为待映射的本体模型建立相似度矩阵, 并采用迭代策略完成本体映射任务. 为了验证本文所提方法在处理本体映射问题时的可行性与有效性, 采用 OAEI 所提供的共享数据集的 benchmarks 子集来测试 OM-Matchers. 实验结果表明: OM-Matchers 可以有效地建立异构本体之间的映射关系.

关键词: 本体; 本体映射; 匹配器; 迭代策略

中图分类号: TG335.58 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.023

0 引言

本体模型^[1]作为一种明确的、共享的概念模型, 可以为语义 Web^[2]领域提供形式化的规范说明. 然而, 不同的本体构建者可能采取不同的方法和不同观点, 建立可以满足具体应用需求的本体模型, 这样必然会造成本体之间的语义冲突和结构异构等问题. 因此, 需要使用本体映射方法^[3]来解决异构本体之间知识共享、重用以及语义查询等互操作问题.

目前, 国内外的很多研究者都在从事于本体映射方法的研究. 采用不同的数据模型和技术方法来完善本体映射方法的性能已经成为语义 Web 领域内的一个热点研究课题. 为此, 笔者提出一种基于多种类型匹配器的本体映射方法 (OM-Matchers). 为了提高本体映射的精确度, OM-Matchers 采用名称匹配器、内容匹配器、属性匹配器、实例匹配器和结构匹配器, 分别计算概念之间不同类型信息之间的相似度. 然后, OM-Matchers 根据不同类型信息占总信息量的比重为这些匹配器分配权值, 并为概念对计算一个最终的相似度值. 最后, OM-Matchers 采用迭代的映射

算法为相似度大于给定阈值的概念对建立映射关系. 需要说明的是, 迭代映射算法将反复地执行相似度计算和映射筛选的步骤, 直到算法找不出新的映射关系为止.

1 相关工作

为了提高概念相似度计算的精确度, 很多本体映射方法对概念的不同方面进行了相似性的比较. 例如, Cupid^[4]在映射过程中对概念的四种信息 (名称信息、数据类型信息、约束信息以及元素所在的子结构信息) 进行相似性比较. GLUE^[5]在计算概念之间不同方面的相似度时, 主要比较概念的名称、标识信息和实例之间的差异性. Ri-MOM^[6]在计算概念相似度时, 提出了多种决策: 基于名称的决策、基于实例的决策和基于描述信息的决策、基于上下文的决策和基于约束的决策. ASMOV^[7]使用概念的语言信息、内部结构信息、外部结构信息和个体信息, 计算概念之间的相似度. MSBN^[8]是一种基于多策略和贝叶斯网络的本体映射方法, 它使用概念名称的编辑距离、概念的描述信息和实例特征, 计算概念之间的相似度, 最后使用本体的结构信息来辅助映射的查找.

收稿日期:2015-01-24; **修订日期:**2015-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目 (61204127); 中国博士后科学基金面上项目 (2012M510898); 黑龙江省自然科学基金资助项目 (F030503, F201336).

作者简介:张凌宇 (1981-), 男, 河北省蠡县, 齐齐哈尔大学讲师, 博士, 研究方向为语义 Web、(模糊)本体映射、(模糊)本体集成, E-mail: zhanglingyu00217@126.com.

在一些经典的本体映射框架中,概念相似度计算是一个重要的步骤.例如:QOM^[9]是一种快速本体映射框架,它的核心由相似度计算与合并模块、建立映射模块和迭代控制模块组成.为了大幅度地提高映射效率,它的相似度计算模块和建立映射模块提供了人工监控机制,使得运行时间复杂度从原来的 $O(n^2)$ 降低为 $O(n \cdot \lg(n))$. MAFRA^[10]利用多种相似度计算方法来建立语义桥(Semantic bridge),再配合其他的功能模块形成分布式本体映射框架.

2 多种类型匹配器

匹配器(matcher)是计算概念相似度的基本单元,它可以解析本体文本文件 OWL,并为计算概念相似度抽取可以处理的信息.笔者总结出以下5种匹配器,并给出它们的处理对象、工作原理以及在本体映射过程中的作用.

(1)词法匹配器.词法匹配器也可细分成:名称匹配器和内容匹配器.名称匹配器可以计算不同概念名称之间的相似度;内容匹配器可以计算不同概念标签以及描述信息之间的相似度.下面的两个公式分别给出名称匹配器和内容匹配器的计算方法.其中: C_1 和 C_2 表示两个概念, S 表示它们最近公共父节点,函数 $W()$ 返回概念内容所包含的词集合,函数 $\text{size}()$ 返回集合所包含元素的数量.

$$\text{SimN}(C_1, C_2) = \frac{2\lg P(S)}{\lg P(C_1) + \lg P(C_2)}. \quad (1)$$

$$\text{SimC}(C_1, C_2) = 1 - \frac{W(C_1) \cap W(C_2)}{\text{size}(W(C_1)) + \text{size}(W(C_2))}. \quad (2)$$

(2)属性匹配器.属性由定义域和值域构成,它是定义概念内含义的基本元素.为了计算概念的属性相似度,属性匹配器首先会分析属性名称的语义.如果属性名称不是由简单的标记符号组成,属性匹配器将利用语义词典库来计算属性名称之间的相似度,这个计算过程与名称匹配器相似.如果属性的名称是由简单的助记符号构成,属性匹配器可以具体地分析属性定义域之间的相似度和属性值域之间的相似度,最后计算出属性之间的相似度.计算公式如公式(3)所示,其中函数 $D()$ 和 $R()$ 分别返回属性的定义域和值域,如果属性的定义域(值域)相同函数 $\text{Sim}()$ 返回1,否则返回0.

$$\text{SimP}(P_1, P_2) =$$

$$\begin{cases} \text{SimN}(P_1, P_2), & \text{if } P_1 \text{ and } P_2 \text{ are} \\ & \text{found in WordNet;} \\ (\text{Sim}(D(P_1), D(P_2)) + \text{Sim}(R(P_1), \\ & R(P_2))) / 2, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (3)$$

(3)实例匹配器.实例匹配器可以采用概念的联合概率分布(joint distribution)来计算概念之间的相似度,也就是说实例匹配器采用 Jaccard 系数计算概念之间的相似度,如下所示.

$$\text{SimI}(x, y) = \frac{P(x \cap y)}{P(x \cup y)} = \frac{P(x, y)}{P(x, y) + P(x, y) + P(x, y)}. \quad (4)$$

式中: x 和 y 表示两个概念节点; $P(x, y)$ 表示同时属于 x 和 y 的实例占总实例的比例.分母表示 x 和 y 包含的所有实例占总实例的比例.

(4)结构匹配器.结构匹配器在计算概念之间相似度时,将找出概念的父类概念和子类概念,然后综合考虑它们之间的相似性.概念的父类概念和子类概念可以被组成一个概念集合,这个集合可以约束概念的语义范围,因此可被称之为概念的上下文(context)集合.这样,结构匹配器可以采用 Jaccard 系数来计算概念在结构方面的相似性.

(5)权值分析器.权值分析器为匹配器所分配的权值将由本体所包含的具体信息而定.例如,假设待映射的本体属于上层的抽象本体,它们不包含任何的实例信息,那么在映射过程中,权值分析器将实例匹配器的权值设置成0.在一般情况下,权值统计出各类信息占总信息量的比例,分析出各类信息的重要程度并为相应的匹配器赋予适当的权值.例如,在本体模型 benchmark 中(详见第四节),统计出描述概念的名称、内容、属性、实例和结构信息的数目分别为32,27,65,112,267.那么,上述5种匹配器的权值分别为:0.06,0.05,0.13,0.22,0.53.

利用各个匹配器的计算结果和它们相应的权值,可以计算出概念之间的相似度,如下所示:

$$\text{Sim}(C_1, C_2) = \lambda_N \text{SimN} + \lambda_C \text{SimC} + \lambda_P \text{SimP} + \lambda_I \text{SimI} + \lambda_S \text{SimS}. \quad (5)$$

3 基于多类型匹配器的本体映射方法

笔者在前面匹配器的基础上提出一种迭代策略的本体映射方法:OM-Matchers (Ontology Mapping based on multi-Matchers).映射过程如图1所示.

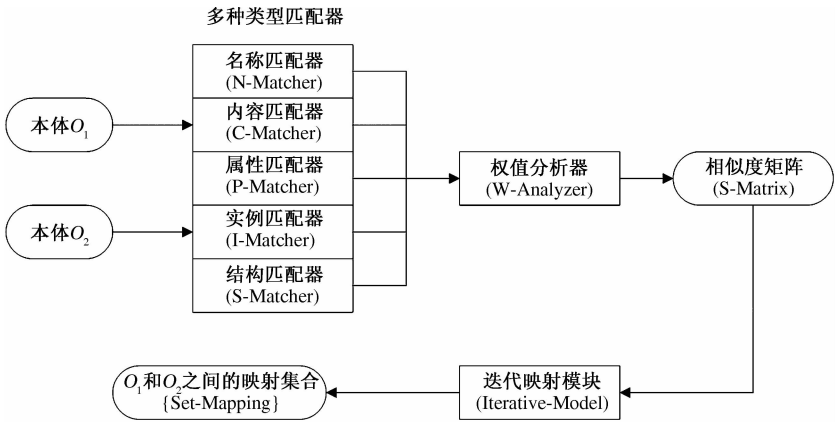


图 1 OM-Matchers 的映射过程

Fig. 1 The mapping process of OM-Matchers

OM-Matchers 以 2 个本体模型 O_1 和 O_2 作为输入;然后将本体内的信息分类,并将不同类型的信息发送给相应的匹配器;然后,匹配器为概念计算多个相似度值;权值分析器再根据各种类型信息在本体映射过程中所起到的作用,为匹配器指定权值;利用匹配器的计算结果和权值,OM-Matchers 为本体 O_1 和 O_2 生成相似矩阵,其中 O_1 和 O_2 所包含的概念分别用于标识矩阵的行和列;最后,采用迭代的映射策略反复地更新相似矩阵,当矩阵中的元素大于给定的阈值时,为行标识和列标识所对应的概念建立映射关系,存储于映射结果集合.经过多次迭代映射过程后,相似矩阵中的元素将收敛于一个固定值.这时,映射过程结束,方法 OM-Matchers 返回映射结果集合.

假设,本体 O_1 和 O_2 的概念集合分别是 $\{C_1, C_2, \dots, C_m\}$ 和 $\{C'_1, C'_2, \dots, C'_n\}$,概念之间的关系如图 2 所示.方法 OM-Matchers 的迭代映射过程可分成以下几步来实现.

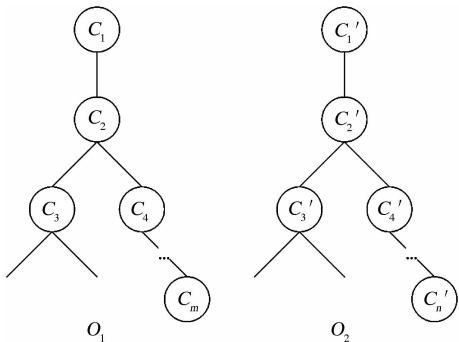


图 2 本体 O_1 和 O_2 的结构

Fig. 2 The structure of ontology O_1 and O_2

(1)生成待映射概念对的堆栈(Stack).利用本体映射系统预先设定的阈值(t : threshold),从相似矩阵中筛选出相似度大于 t 的概念对.如果有多个概念对的相似度值大于阈值 t ,还需要使

用堆栈来暂时存储概念对.概念对进栈的顺序由概念对中概念的层次决定.

(2)建立映射关系并生成邻近概念集合 $\{\text{Set-Near}\}$.位于 Stack 最低层的概念对出栈,建立概念之间映射关系,并将映射的概念对存储于映射关系集合 $\{\text{Set-Mapping}\}$.例如:概念 A 与 B 之间的映射关系为 $A \leftrightarrow B$.接下来,分别为概念 A 和 B 查找与它们直接相关的概念.然后,建立邻近概念集合 $\{\text{Set-Near}\}_A$ 和 $\{\text{Set-Near}\}_B$.由于概念 A 与 B 之间已经建立映射关系,可以断定概念 A 与 B 是等价的.基于相似度传播原理可知:概念 A 周围的概念与概念 B 周围的概念也可能存在映射关系.因此,为已建立映射关系的概念查找出它们的邻近概念集合将有助于接下来的映射过程.

(3)更新相似矩阵.使用步骤 2 得到两个邻近概念集合生成概念对.然后,再根据这些概念对,从相似矩阵中找出相应的相似度值.使用下面的公式(6)来修改这些相似度值,从而得到更新后的相似矩阵.在公式(6)中, $C_i \in \{\text{Set-Near}\}_A$, $C_j \in \{\text{Set-Near}\}_B$.

$$\text{Sim}(C_i, C'_j) = \text{Sim}(C_i, C'_j) \cdot (\text{Sim}(A, B) / t). \quad (6)$$

(4)返回步骤 1 或者映射过程结束.方法 OM-Matchers 将反复地执行步骤 1 到步骤 3.如果相似矩阵中的所有数据都收敛,即每次更新相似矩阵时,所有数据的变化小于给定的阈值 ($t < 0.0001$),迭代映射过程结束并返回映射集合 $\{\text{Set-Mapping}\}$ 作为方法 OM-Matchers 的运行结果.

$\text{Sim}(C_1, C'_1)$	$\text{Sim}(C_1, C'_2)$...	$\text{Sim}(C_1, C'_n)$
$\text{Sim}(C_2, C'_1)$	$\text{Sim}(C_2, C'_2)$...	$\text{Sim}(C_2, C'_n)$
...
$\text{Sim}(C_m, C'_1)$	$\text{Sim}(C_m, C'_2)$...	$\text{Sim}(C_m, C'_n)$

图 3 O_1 和 O_2 的相似矩阵图

Fig. 3 The similarity matrix for O_1 and O_2

4 实验分析

在实验过程中,采用信息检索的标准度量方法:查全率 (Precision)、查准率 (Recall) 和 F 参数 (F -Measure),来衡量方法 SM-Context 的性能.

为了验证方法 OM-Matchers 的映射性能,使用 OAEI (Ontology Alignment Evaluation Initiative) 所提供的数据集 benchmarks 中的部分数据作为测试数据集.数据集 benchmarks 共包含了 51 个本体,其中本体#101 为参考本体 (Reference ontology),包含 32 个概念、65 个属性和 112 个实例.本体#102 中的信息与参考本体#101 完全不相关,其他本体都是在参考本体的基础上增加、修改或者删除部分语义信息而得到的.在实验过程中,方法 OM-Matchers 将分别建立参考本体与这些本体之间的映射关系.映射结果的查全率 (R : Recall)、查准率 (P : Precision) 和 F 系数 (F : F -Measure),如表 1 所示.

表 1 OM-Matchers 的查准率、查全率和 F 系数
Tab.1 The precise, recall and F -Measure of OM-Matchers

参数	#101	#103	#104	#201	...	#266	平均值
P	1.00	1.00	1.00	0.91	...	0.72	0.90
R	1.00	1.00	1.00	0.92	...	0.73	0.91
F	1.00	1.00	1.00	0.91	...	0.73	0.90

图 4 给出了方法 OM-Matchers 和其他几种经典本体映射方法的测试结果.这些方法都是采用了 OAEI 中的 benchmark 数据集作为实验对象.实验结果表明:方法 OM-Matchers 可以有效地利用本体所包含多种类型的信息,精确地计算概念之间的相似度.而且,方法 OM-Matchers 所采用的迭代映射策略可以反复地利用多种类型的匹配器来计算概念之间的相似度,从而提高了映射的查全率、查准率和 F 系数.

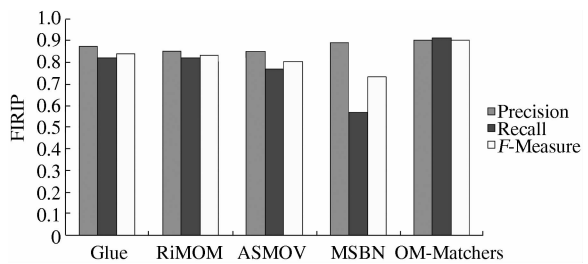


图 4 对比实验结果

Fig.4 The result of contrast test

5 结论

提出了一种基于多种类型匹配器的本体映射

方法 (OM-Matchers). 在建立两个本体之间映射关系的过程中,该方法利用 5 种匹配器 (名称匹配器、内容匹配器、属性匹配器、实例匹配器、结构匹配器),统计不同类型信息的重要程度 (即:权值) 并计算出概念之间的相似度.根据计算结果,OM-Matchers 采用迭代的映射策略,建立本体之间的映射关系.实验结果表明:多种类型匹配器和迭代策略的使用,可以提高 OM-Matchers 映射的性能参数 (查全率、查准率、 F 系数).

在接下来的研究工作中,还需要针对不同类型的知识库来设计出更多种类的匹配器.另外,还需要为 OM-Matchers 设计用户界面,以提高该方法的交互能力.这些研究工作将提高 OM-Matchers 的综合处理能力.

参考文献:

[1] HAASE P, HORROCKS I, HOVLAND D, et al. Optique system: towards ontology and mapping management in OBDA solutions [C]//Proceedings of the Second International Workshop on Debugging Ontologies and Ontology Mappings-WoDOOM13. Berline: Springer, 2013:21-32,.

[2] LANGE C. Ontologies and languages for representing mathematical knowledge on the semantic web [J]. Semantic Web, 2013, 4(2):119-158.

[3] SHVAIKO P, EUZENAT J. Ontology matching: state of the art and future challenges [J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2013, 25(1):158-176.

[4] MADHAVAN J, BERNSTEIN P, RAHM E. Generic schema matching with cupid [C]//proceedings of the International Conference on Very Large Databases (VLDB). Berlin: Springer, 2001:49-58.

[5] DOAN A, MADHAVAN J, DOMINGOS P, et al. Learning to map between ontologies on the semantic web [C]//Proceedings of the Eleventh International World Wide Web Conference. New York:ACM, 2002: 662-673.

[6] LI J, TANG J, LI Y, et al. RiMOM: A dynamic multi-strategy ontology alignment framework [J]. Transaction on Knowledge and Data Engineering, 2009,21(8):1218-1232.

[7] JEAN-MARY Y, KABUKA M. ASMOV Results for OAEI 2007 [C]//Proceedings of International Semantic Web Conference 2007 Ontology Matching Workshop. Busan: Citeseer, 2007:150-159.

[8] 张凌云, 马宗民. 一种基于贝叶斯网络模型及多策略计算的本体映射方法 [J]. 小型微型计算机系统, 2011, 33(11): 2385-2391.

(下转第 119 页)

文章编号:1671-6833(2015)03-0110-05

AP 聚类算法求解植入 (l, d) 模体识别问题

陈 昆, 张小骏

(西安电子科技大学 计算机系, 陕西 西安 710071)

摘 要: 模体识别是运用计算机算法寻找一系列功能相近且形式相似的 DNA 序列片段, 从而找出生物信息学中控制基因表达调控机制的转录因子结合位点, 将这种问题转化为 AP 聚类算法可处理的模型, 然后用 AP 聚类得到稳定的候选模体聚类, 最终利用贪心算法对问题进行求精, 得出一组候选模体集, 利用相对熵测度对候选模体集合进行评价并且择优输出, 从而构造出一种新的模体识别算法. 实验结果分别从模拟数据和真实数据证明了所提算法的有效性.

关键词: 基因转录; 模体识别; AP 聚类算法

中图分类号: TP39 **文献标志码:** A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.024

0 引言

基因表达在生物上的表现是通过对基因转录、翻译等过程形成蛋白质分子来实现. 在 DNA 序列中可以启动和控制基因转录、翻译过程的相关结合位点, 被称为启动子, 这些启动子序列中的特殊位点被称作转录因子结合位点^[1]. 模体 (motif) 识别被作为计算手段来定位转录因子结合位点^[2]. 模体是一个短的 DNA 序列片段, 通常长度是 5 ~ 25 个碱基对 (base pairs). 模体识别的难点在于模体并不是精确地出现在 DNA 序列中, 而是以退化的形式出现. 模体识别通常被形式化地定义如下^[3]:

植入 (l, d) 模体识别问题: 给定 t 条长为 n 的字符表 $\{A, C, G, T\}$ 上的 DNA 序列集合 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_t\}$, 以及非负整数 l 和 d , 满足 $0 \leq d < l < n$. 模体发现问题就是找到一个 l -mer (长为 l 的字符串) m , 使得每条序列 s_i 中都存在一个与 m 至多有 d 个位置差异的 l -mer m_i . 我们称 l -mer m 是一个模体, m_i 是一个模体实例.

如果植入的模体是充分保守的, 那么 (l, d) 模体发现问题就可以简化为计算 l -mer 在给定的序列 S 中出现的次数. 一般而言, 模体识别都是基于序列中 l -mer 的相似性比较. Buhler and Tompa 采用了利用概率分析来估计 (l, d) 模体发现的求

解难度^[4].

现有的模体识别算法主要有: 一种是精确算法, 此种算法需遍历整个样本空间找到每条模体实例, 算法的时间复杂度过高, 使实际运用有着较大的困难, 具有代表性的是 WINNOWER 算法^[3] 和 PMSP 算法^[5]. 另一种是非精确算法, 此种算法构造初始模型, 通过模体特性多次迭代找到局部最优解, 因此时间复杂度较低, 不足的是只能确定局部最优解. 具有代表性的算法是 MEME 算法^[6]、基于模式驱动的 PairMotif + 算法^[7]、基于 Gibbs 采样 DNA 算法^[8]、AP 聚类聚类算法.

笔者的思路是通过 AP 聚类^[9] 来解决模体识别问题. 聚类算法按照特定标准, 对各个样本进行无监督的分类, 得出的各个聚类是一组相互相似的 l -mer, 它们是一组潜在的模体实例.

1 方法

1.1 AP 聚类原理

AP 聚类又称近邻传播聚类, 是 2007 年 Frey 等人提出的一种无监督聚类算法^[9]. 通过对目标数据集建立相似度矩阵, 引入 Responsibility 和 Availability 两种信息传递, 其中 Responsibility 表示从数据结点 i 信息传向到候选聚类中心 k , 意味着 k 点作为 i 点聚类中心的可能性; Availability 表示从候选聚类中心 k 信息传向结点 i , 意味着 i 点

收稿日期: 2015-01-10; 修订日期: 2015-03-21

基金项目: 中央高校基本科研项目 (K50513100011)

作者简介: 陈昆 (1975-), 河南郑州人, 西安电子科技大学博士研究生, 高级工程师, 研究方向为生物信息学, E-mail: 553058474@qq.com.

归属于聚类中心 k 的可能性. 初始目标数据集中每个元素作为聚类中心, 围绕这两种信息关系进行迭代, 每次迭代就是信息关系的进一步更新, 直至稳定的聚类出现.

从理论上讲 AP 聚类有这样的特点: ① 不要求设定初始的聚类中心; ② 聚类中心真实存在; ③ 在相似度矩阵确定的情况下, 聚类结果稳定. 所以较其他的聚类算法, 此算法有着较稳定的聚类效果, 适合模式识别这类大规模数据处理.

1.2 用 AP 聚类求解模体识别问题

使用 AP 算法求解模体识别问题的步骤分为三步: 第一步对给定数据集构建图结构; 第二步用 AP 算法找到稳定的聚类; 第三步, 对聚类结果求精得到植入(l, d)模体.

1.2.1 对目标数据集构建图结构

对给定的 t 条 DNA 序列建立模体识别问题的图模型, 并定义图中顶点的相似性, 从而得到相似度矩阵 S . 对于输入序列, 每个长度为 l 的子序列对应于图中的一个顶点, 那么, 模体识别问题就转化成了在图中寻找稠密子图的问题. 稠密子图中的大多数顶点间的权值都比较大, 为了保证聚类时的高效的时间性能, 图的规模不能太大. 笔者采用如下的方式减小图的规模: 遍历参考序列中的每个 l -mer x , 由 x 诱导出一个子图 G , 并对每一个子图 G 进行聚类. 子图 G 的性质如下:

① 顶点集合包含 x , 以及 $s_i (2 \leq i \leq t)$ 中所有的满足与 x 小于等于 $2d$ 个差异的 l -mer.

② 来自于同一条输入序列中的两个顶点间无边相连. 表示为负无穷大.

③ 来自于不同输入序列中的两个顶点间有边相连. 如果它们间的距离 k 满足 $d < k < 2d$, 边的权重为 $l - k$, 否则边的权重为 $10(l - k)$. 计算边权重的方法突显了相似性高的 l -mer 在聚类中所起的作用.

1.2.2 用 AP 算法找到稳定的聚类

利用两个矩阵 R 和 A 迭代地计算来完成聚类, 矩阵 R 代表着 Responsibility 信息传递关系, 矩阵 A 代表着 Availability 信息传递关系. 具体来说, 矩阵 R 中的每个元素 $r(i, k)$ 表示点 x_i 作为点 x_k 聚类中心的可能性, 矩阵 A 中每个元素 $a(i, k)$ 表示从点 x_i 选择 x_k 当作聚类中心的可能性. 步骤是:

(1) 初始化相似度矩阵, 初始设置 $a(i, k) = 0$, 对参考度 $S[k][k]$ 赋值, 在模体识别应用中通常设置为中位数.

(2) 计算样本点之间的 Responsibility 值.

$$r(i, k) = w(i, k) - \max\{a(i, k') + w(i, k')\}, 1 \leq k' \leq n, k' \neq k,$$

(3) 计算样本点之间的 Availability 值.

$$a(i, k) = \min\{0, r(k, k) + \sum_{i'} \max\{0, r(i', k)\}\}, 0 \leq i' \leq n, i' \neq i, i' \neq k;$$

$$a(k, k) = \sum_{i' \neq k} \max\{0, r(i', k)\}, 0 \leq i' \leq n.$$

(4) 迭代计算.

$$r_{\text{new}}(i, k) = \lambda r_{\text{old}}(i, k) + (1 - \lambda)r(i, k);$$

$$a_{\text{new}}(i, k) = \lambda a_{\text{old}}(i, k) + (1 - \lambda)a(i, k).$$

(5) 输出结果.

$$O = \arg \max_k \{a(i, k) + r(i, k)\}.$$

其中, 第 4 个步骤引入的 λ 是阻尼系数, λ 取值空间为 $[0.5, 1)$, 下面取 $\lambda = 0.8$.

AP 聚类算法实现伪代码为:

Algorithm 1 AP Cluster

APCluster (S, n, k, m)

Input: matrix S

Output: a cluster

(1) iter \leftarrow 0

(2) $\lambda \leftarrow 0.8$

(3) **while** iter < m and exemplar changed **do**

(4) **for** $i \leftarrow 0$ to n

(5) **for** $k \leftarrow 0$ to n

(6) **for** $j \leftarrow 0$ to n

(7) $R(i, k) \leftarrow R(i, k) - \max\{A(i, j) + S(i, j)\}$

(8) **for** $i \leftarrow 0$ to n

(9) **for** $k \leftarrow 0$ to n

(10) **for** $j \leftarrow 0$ to n

(11) $A(i, k) \leftarrow \min\{0, R(k, k) + \sum (\max\{0, R(j, k)\})\}$

(12) **for** $i \leftarrow 0$ to n

(13) **for** $k \leftarrow 0$ to n

(14) $R(i, k) \leftarrow \lambda R(i, k) + (1 - \lambda)R(i - 1, k)$

(15) $A(i, k) \leftarrow \lambda A(i, k) + (1 - \lambda)A(i - 1, k)$

(16) **for** $i \leftarrow 0$ to n

(17) put $A(i, k) + R(i, k)$ into cluster

(18) iter \leftarrow iter + 1

(19) **return** cluster

1.2.3 对聚类结果求精得到植入(l, d)模体

对得到的聚类结果即 O (它使得所有数据点

到最近的类代表点的相似度之和最大)中的各个聚类进一步求精来得到最终的模体。

从子图 G 中通过 AP 算法可以得到多个聚类 (cluster). 得到的 cluster 虽然包含了一组相互相似的 l -mer, 但并不一定能够涵盖所有的模体实例, 需要对聚类进一步求精, 得出其他输入序列中的模体实例. 通过算法 1 对得到的聚类进行贪心地扩展, 使得聚类中的元素能够遍布在每条输入序列之中。

Algorithm 2 Cluster Refinement

Input: a cluster C

Output: a motif

- (1) $Q \leftarrow$ the sequences that contain l -mers in C
- (2) **while** $|Q| < t$ **do**
- (3) select a random sequence s_i in $S - Q$
- (4) find an l -mer x in s_i such that the distance from x to the l -mers in C is smallest
- (5) add x to C
- (6) add s_i to Q
- (7) get a motif m by aligning the l -mers in C
- (8) **return** m

每个得到的聚类经过扩展之后, 对齐聚类中的 l -mer, 之后便可以得到一个模体。

1.3 整体算法

模体识别的整体算法如下所示. 图 1 为整体算法的流程图。

Algorithm 3 Motif Discovery Algorithm

Input: $l, d, S = \{s_1, s_2, \dots, s_t\}$

Output: (l, d) motifs

- (1) $M \leftarrow \Phi$
 - (2) select a random reference sequence s_i from S
 - (3) **for** each l -mer x in s_i **do**
 - (4) construct a graph induced by x
 - (5) call Algorithm 1 and get the cluster of the graph using AP algorithm
 - (6) **for** each obtained cluster C **do**
 - (7) **if** $|C| > 10$ **then**
 - (8) refine C using Algorithm 2 and get a motif m
 - (9) add m to M
 - (10) sort the motifs in M
 - (11) **return** motifs with high score
- 用相对熵对模体进行打分排序^[10]:

$$\sum_{j=1}^l \sum_{k=1}^4 P_{jk} \log \frac{P_{jk}}{b_k}.$$

式中: p_{jk} 是输入序列中所有模体出现的第 j 列上碱基 $r_k \in \{A, C, G, T\}$ 的观测频率; b_k 是碱基 r_k 的背景频率. 相对熵通过用于测量模体的保守性, 以及模体与背景分布差异程度。

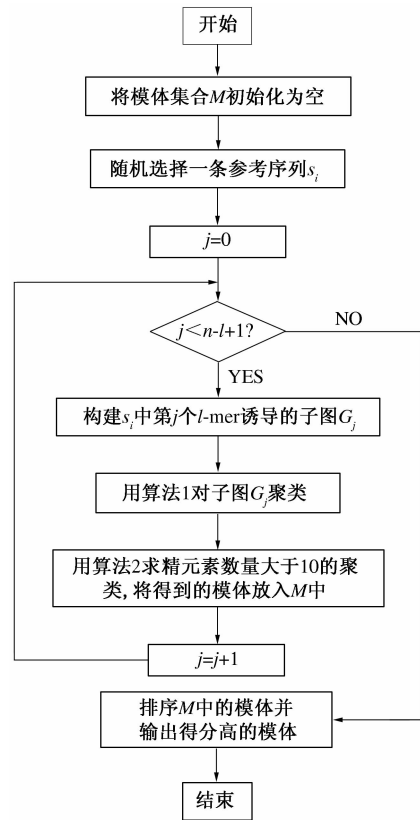


图 1 整体算法的流程图

Fig.1 Flowchart of the whole algorithm

2 实验与讨论

2.1 数据和评价方法

分别使用模拟数据和真实数据对所提算法进行测试. 对于模拟数据, 采用文献[3]中提供的标准生成方法: 随机生成 t 条独立同分布的 DNA 序列和一个长为 l 的模体 m ; 在每条 DNA 序列中的一个随机位置上植入一个模体 m 的实例 m' , 使得 m' 和 m 的最大距离为 d 。

对于真实数据, 选用了 preproinsulin、DHFR、c-fos、metallothionein 和 Yeast ECB5 等 5 组生物基因序列。

用 C++ 实现了所提算法, 并与比较算法在相同的实验环境下进行了测试: 惠普工作站, CPU 为英特尔至强 (W3505) 双核 2.53 GHz, 内存 4GB. 模拟数据的所得结果是在五组随机数据上计算结果的平均值. 采用核苷酸水平的性能系数 (NPC) 来评估识别准确率^[11]:

$$NPC = \frac{nTP}{nTP + nFP + nFN}.$$

式中:nTP 表示预测的位点中所包含的已知位点的数量;nFP 表示预测的位点中不是已知位点的数量;nFN 表示已知的位点中没有被预测出的位点数量;nPC 在准确性测量中可以同时体现特异性和敏感性. NPC 的取值范围是 0 到 1,取值越高,准确率越高.

2.2 模拟数据集上的结果

选取了 3 个典型的算法与所提算法进行比较,即 AlignACE、MotifCut 和 VINE. 分别是基于 Gibbs 采样的统计方法、基于图聚类的算法和启发式方法.

首先,通过植入不同的 (l, d) 实例来对算法进行比较. 表 1 为各个算法的预测准确率. 在 4 个比较算法中,相比 AlignACE 和 VINE,所提算法和 MotifCut 都利用了全局信息,但采用了不同的聚类求精方法. 在 7 组数据集中,所提算法有 4 组结果优于 MotifCut,因此,在现实中所提算法的结果可以与 MotifCut 的结果进行相互补充.

表 1 不同 (l, d) 问题实例上的预测准确率

Tab.1 Identification accuracy on different (l, d) problem instances

序列长度	本文算法	AlignACE	VINE	MotifCut
100	0.94	0.82	0.89	0.95
200	0.93	0.77	0.83	0.90
400	0.91	0.75	0.80	0.88
600	0.89	0.71	0.77	0.85
800	0.85	0.54	0.71	0.81
1 000	0.82	0.47	0.62	0.76

其次,固定 (l, d) 问题实例为 $(15, 4)$,表 2 为不同序列长度的预测准确率. 可以发现,所提算法的预测准确率随着序列长度的增加呈现出一个较缓的降低趋势,表明所提算法对不同的序列长度具有较好的适应性.

2.3 真实数据集上的结果

本节验证本文算法在真实数据集中识别模体的有效性. 一般而言,真实数据集与模拟数据集有

较大的区别. 真实数据集没有模拟数据集规整,模体的保守性没有模拟数据集强,从而进一步增加了模体识别的难度. 取输出结果中得分最高的模体为检测出的模体,如果检测出的模体所对应的位点能够与已知的位点有部分重叠,则认为是有有效的检测;也即如果预测准确率(NPC 值)大于 0,则认为是有有效的检测.

表 2 不同序列长度上的预测准确率
Tab.2 Identification accuracy on different sequence lengths

(l, d)	本文算法	AlignACE	VINE	MotifCut
(10, 2)	0.81	0.65	0.78	0.80
(11, 2)	0.80	0.72	0.80	0.85
(12, 3)	0.83	0.59	0.79	0.78
(13, 3)	0.86	0.62	0.83	0.92
(15, 4)	0.89	0.71	0.77	0.85
(17, 5)	0.88	0.57	0.80	0.84
(19, 6)	0.87	0.64	0.82	0.91

图 2 为检测出模体的序列 logo 图,它形象地展示出了模体的序列保守性. 可以发现,检测出的模体与公布的模体有较好的相似性. 更为具体的,表 3 给出了检测每组数据集所使用的 (l, d) 、得到的模体以及预测准确率. 其中,检测出的模体中下划线部分表示了与公布模体重叠的部分.

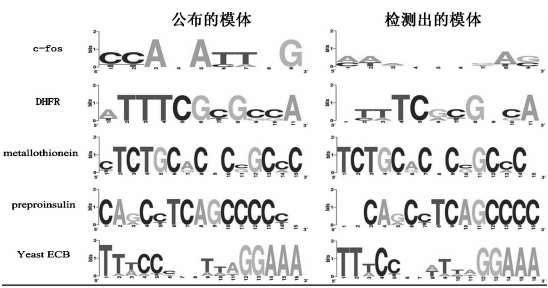


图 2 模体的序列 logo 图
Fig.2 Sequence logos of detected motifs

从表 3 可以看出,对于 Yest ECB 数据,识别准确率达到最高,主要原因是其中模体的保守性很强. 对于 c-fos 数据,识别准确率最低,主要原因是所采用的 $(9, 2)$ 实例对应的序列保守性低,

表 3 真实数据集上的结果

Tab.3 Results on real data sets

数据集	(l, d)	公布的模体/预测出的模体	准确率
c-fos	(9, 2)	CCANATTNG/ <u>AAATATGAC</u>	0.48
DHFR	(11, 2)	ATTTCGCGCCA/ <u>ATTTCGCGCCA</u>	0.60
metallothionein	(15, 2)	CTCTGCACRCCGCC/ <u>TCTGCACCCCGCCCA</u>	0.88
preproinsulin	(15, 2)	CAGCCTCAGCCCCA/ <u>TGCAGCCTCAGCCCC</u>	0.76
Yeast ECB	(16, 3)	TTTCCCNNTNAGGAAA/ <u>TTTCCCTTTTAGGAAA</u>	1.00

受到背景序列的干扰强. 对于 DHFH 数据, 虽然检测出的模体与公布的模体能够完全重叠, 但是识别准确率仍然较低, 原因是没有识别出所有的结合位点.

3 结论

根据算法原理和实验数据可以发现, 所提 AP 聚类算法应用于模体识别对模体比较保守且生物背景对模体干扰较小时会取得比较好的效果. 笔者虽然提出了用 AP 聚类算法解决模体识别的一种方法, 但实际运用中 AP 聚类算法时间复杂度较高为 $O(mkN^3)$, 而且只完全适用于 OOPS 类型的 DNA 序列, 对于 ZOOPS 类型部分适用. 对于 TCM 类型基本不适用. 若使之也可以对后两种类型适用, 则 m 、 k 、 N 的值将更大, 时间复杂度更高, 所以, 所提算法的改进方向是着重对初始的相似度矩阵降维修剪.

参考文献:

- [1] HAESELEER P D. How does DNA sequence motif discovery work [J]. Nature Biotechnology, 2006, 24 (8): 68 – 74.
- [2] ZAMBELLI F, PESOLE G. Motif discovery and transcription factor binding sites before and after the next-generation sequencing era [J]. Briefings in Bioinformatics, 2013, 14(2): 225 – 237.
- [3] PEVZNER P A, SZE S H. Combinatorial approaches to finding subtle signals in DNA sequences [C]//Proceedings of the Eighth International Conference on Intelligent Systems for Molecular Biology. California: Springer-verlag, 2000: 269 – 278.
- [4] BUHLER J, TOMPA M. Finding motifs using random projections [J]. Journal of Computational Biology, 2002, 9(2): 225 – 242.
- [5] DAVILA J, BALLA S, RAJASEKARAN S. Space and time efficient algorithms for planted motif search [C]//Proceedings of the Second International Workshop on Bioinformatics Research and Applications. [s.l.]: CRC Press Inc, UK. 2006: 822 – 829.
- [6] BAILEY T L, ELKAN C. Fitting a mixture model by expectation maximization to discover motifs in biopolymers [C]//Proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Systems for Molecular Biology. Berlin: Springer-verlag, 1994: 28 – 36.
- [7] YU Qiang, HUO Hong-wei, ZHANG Yi, et al. Pair-Motif + : a fast and effective algorithm for De Novo motif discovery in DNA sequences [J]. International Journal of Biological Sciences, 2013, 9(4): 412 – 424.
- [8] LAWRENCE C E, ALTSCHUL S F, BOGUSKI M S, et al. Detecting subtle sequence signals: a Gibbs' sampling strategy for multiple alignment [J]. Science, 1993, 262: 208 – 214.
- [9] SBRENDAN J, FERY, DELBERT D. Clustering by passing messages between data points [J]. SCIENCE, 2007, 2(3): 315 – 328.
- [10] GIULIO P, GIANCARLO M, GRAZIANO P. An algorithm for finding signals of unknown length in DNA sequences [J]. Bioinformatics, 2001, 4(3): 207 – 214.
- [11] TOMPA M, LI N, BAILEY T L, et al. Assessing computational tools for the discovery of transcription factor binding sites [J]. Nat Biotechnol, 2005, 23(1): 137 – 149.

AP Clustering Algorithm Solving Planted (L , d) Motif Identification

CHEN Kun, ZHANG Xiao-jun

(School of Computer Science, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Transcription factors can be combined with the special DNA sequence that can control gene transcription process. The special DNA sequence is called the motifs. The motif identification is to find a set of DNA fragments with both similar functions and similar forms. It plays a crucial role in the research on the structure and function of genes. The problem was converted to the model which can be processed by AP clustering algorithm. Then we get steady candidate motifs by using AP clustering. Finally we use the greedy algorithm to refine the clustering results. We can get a group of candidate motifs set, evaluate candidate motifs set by information content and output the optimal motif set. Thereby the new algorithm is designed for the problem. The experimental results on both simulated data and real data demonstrate the validity of the proposed algorithm.

Key words: gene transcription; motif identification; AP clustering algorithm

基于改进 SVM 的煤矿水灾害救援组织系统可靠性预测

张炎亮, 刘 阳, 王金凤

(郑州大学 管理工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 为了评测煤矿水灾害救援组织系统可靠性, 从事中控制、动态分析的角度, 建立了衡量其可靠性的评价指标体系. 同时, 由于煤矿水灾害救援组织系统复杂多变、数据获取困难的特点, 提出了一种基于粒子群优化支持向量机的煤矿水灾害救援组织系统可靠性预测模型, 并通过改进粒子群算法优化支持向量机的参数, 使预测结果更加精确; 最后, 通过案例实验证明了该模型的有效性.

关键词: 救援系统; 可靠性; 支持向量机; 粒子群; 预测

中图分类号: TD745 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.025

0 引言

煤矿水灾害是制约煤炭资源安全高效开发的主要灾害之一. 从宏观上看, 我国煤矿水灾害呈上升趋势; 对煤矿企业来说, 一旦发生突水淹没矿井事件, 矿方对于水灾害总是束手无策, 往往耽误救援的最佳时间, 给煤矿造成极其严重的经济损失, 更给广大矿工及家属造成了巨大的灾难和痛苦. 因此, 对煤矿水灾害的救援系统的研究显得尤为重要^[1]. 目前, 对于煤矿水灾害救援的研究主要集中在救援系统应急能力的评价^[2-3]和救援物流的管理^[4], 侧重于理念的引进和方法的改进等理论方面的研究, 对救援系统流程有一定程度的改进, 但对煤矿水灾害救援组织系统可靠性方面的研究较少. 笔者从危机响应层面整合政府和企业以及社会的资源对煤矿水灾害救援进行系统的管理, 并结合救援系统的实时性和动态性的特点进行可靠性的预测, 为煤矿企业的应急救援提供有力的依据.

1 煤矿水灾害救援组织系统可靠指标体系

煤矿水灾害救援是一项涉及人-机-环、工程技术水平等多种要素的复杂的动态系统, 为提高煤矿应对突发水灾害的反应效率和危机处理质

量, 对煤矿水灾害救援组织系统的可靠性进行管理, 依据系统性、可行性、突出性等原则^[5]谨慎地选择指标, 结合煤矿水灾害救援的复杂性、高效性、动态性等特征, 提出从人员因素、排水因素、信息因素、资金因素、设备因素、管理因素的六个方面入手, 全面地对煤矿水灾害应急救援系统可靠性进行研究分析, 并找出各影响因素与煤矿水灾害应急救援系统可靠性之间的相互作用机制, 建立了煤矿水灾害救援组织系统可靠性指标体系, 见图 1.

2 煤矿水灾害救援组织系统可靠性预测模型的建立

2.1 支持向量机的基本学习法

关于支持向量机的非线性分类面的问题, Vapnik^[6]提出了核函数的概念, 其基本思想是: 通过事先确定的非线性映射将输入向量 x 映射到一个高维空间中, 然后在此高维空间中构造最优分类面. 设训练数据集为 $\{(x_i, y_i), i = 1, 2, \dots, n\}$ 大小为 $n, y_i = 1$ 或 $y_i = -1$ 可转化为二次优化问题: 在约束条件

$$y_i(w \cdot x_i + b) \geq 1 \quad (1)$$

下, 求的最小值. 这个优化问题的解是下列 Lagrange 函数的鞍点:

收稿日期: 2015-01-19; 修订日期: 2015-03-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(71271194); 郑州市普通科技攻关计划项目(141PPTGG343); 教育部人文社会科学研究青年基金资助项目(11YJC630291)

作者简介: 张炎亮(1979-)女, 安徽省涡阳人, 郑州大学副教授, 博士, 主要研究方向为工业工程、煤矿物流、煤矿水灾害, E-mail: yanliang@zzu.edu.cn.

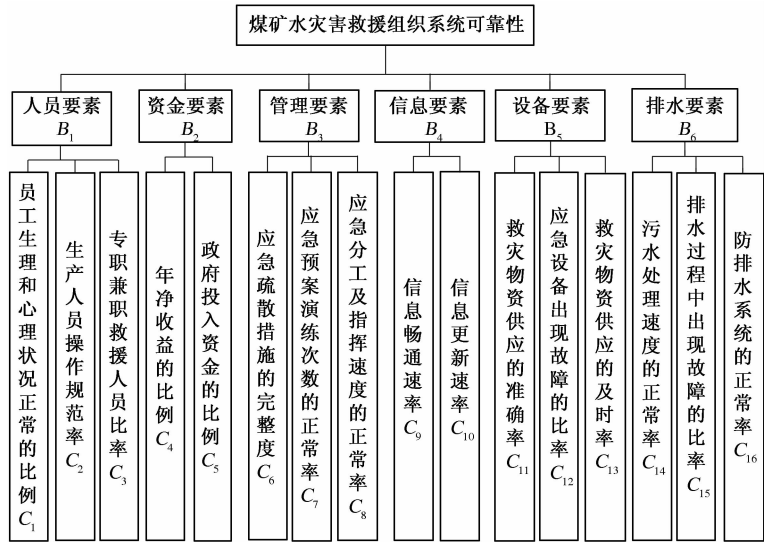


图 1 煤矿水灾害救援组织系统可靠性指标体系

Fig. 1 Index system of reliability of coal mine water disaster relief organization system

$$L(w,b,a) = \frac{1}{2} \|w\|^2 - \sum_{i=1}^n a_i [y_i (w \cdot x_i + b) - 1].$$

(2)

其中： a_i 为非负 Lagrange 乘子. 式(2) 是一个凸二次规划问题,故存在全局唯一的最优解. 由于计算的复杂性,一般不直接求解,而是依据 Lagrange 对偶理论将公式(2) 转化为对偶问题,同时采用满足 Mercer 条件的核函数 $K(x_i, x_j)$ 来代替向量积点计算,即

$$\begin{cases} \max Q(a) = \sum_{i=1}^n a_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j y_i y_j (x_i x_j); \\ \text{s. t. } \sum_{i=1}^n a_i y_i = 0, a_i \geq 0. \end{cases}$$

(3)

若 a_i^* 为公式(3) 的最优解,则

$$w^* = \sum_{i=1}^n a_i^* y_i x_i.$$

(4)

从而最终的最优分类函数为

$$f(x) = \text{sgn} \left[\sum_{i=1}^n a_i^* y_i (xx_i) + b^* \right].$$

(5)

可以根据 $f(x)$ 的值 1 或者 -1 来确定 x 的分类.

核函数在支持向量机的数据处理中处在中枢位置,而 RBF 核函数不仅能够适应模型的复杂度,而且只需要一个方差 σ 的选取,且在高维空间具有很好的拟合度,所以选取 RBF 作为支持向量机的核函数.

2.2 基于改进粒子群算法的参数优化

2.2.1 PSO 算法的改进

粒子群算法(PSO)最早是 1995 年由美国的

Eberhart 博士和 Keenedy 博士^[7]提出的一种群智能化的优化算法. 虽然 PSO^[8]存在参数少、原理简单、易实现等优点,但也存在着局部搜索能力差、搜索精度不够高等缺点. 为了解决上述问题从惯性权重 w 和学习权重 c 出发,惯性权重 w 对于 PSO 的收敛性具有重要作用,采用线性递减惯性权重调节,可以使 w 在迭代过程中逐步减小,有利于搜索强度增强,调节公式如公式(6)所示;学习权重和惯性权重所起的作用类似,通过调节学习权重来改善 PSO 的收敛性,调节公式如公式(7)所示.

$$w = w_{\max} - (w_{\max} - w_{\min}) \cdot t/T;$$

(6)

$$c_1 = c_2 = c_{\max} - (c_{\max} - c_{\min}) \cdot t/T.$$

(7)

式中: t 为当前迭代次数; T 为最大迭代次数.

2.2.2 基于 IPSO 参数优化

所以模型的参数有两个:支持向量机的惩罚因子 C 和 RBF 函数的方差 σ . 通过参数优选机制 CV^[9]下的分类准确率来当作 PSO 算法的函数,准确率越高,适应性越强. 具体的做法是:通过 K -CV 算法来计算 K 个模型的分 类准确率的均值,并且将它作为粒子群算法的适应度函数,记为 $F(C, \sigma)$,计算并找出适应度最大的粒子. 利用 IPSO 对支持向量机的参数进行优化流程如图 2 所示.

2.3 基于 IPSO-SVM 的煤矿水灾害救援组织系统可靠性预测模型构架

模型主要分为三部分:样本处理、参数优选和模型训练. 具体的预测流程如下:

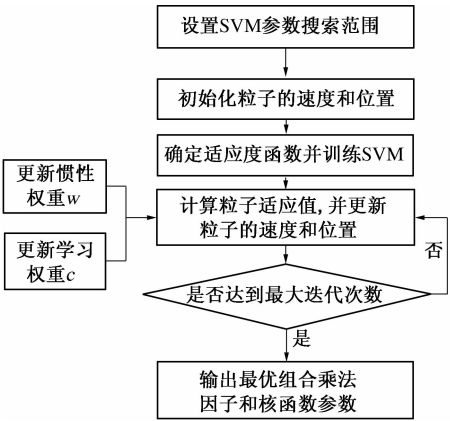


图 2 IPSO 对支持向量机的参数优化流程图

Fig.2 The flow chart to optimize parameters of support vector machine (SVM) by using IPSO

- (1)根据可靠状态分类和数据的标准化对搜集到的数据进行处理。
- (2)初始粒子位置和速度,选择合理的参数初始值,定义适应度函数,并通过对惯性权重 w 和学习权重 c 的调节,通过迭代运算直至找出最优值。
- (3)通过以上两个步骤得出参数 C 和 σ 的最优组合,带入支持向量机中进行训练,最终得出比较理想的可靠性预测模型。

3 实证分析

3.1 稳定状态分类

根据常用的工业救援可靠性状态分级标准,设定煤矿水灾害救援组织系统的可靠性状态指标集合为 $P = \{ \text{很不可靠,不可靠,可靠,很可靠} \}$,

对应的量化向量为 $U = [1, 2, 3, 4]^T$,同时,设定可靠性的结果集合为 $P = \{ \text{不可靠,可靠} \}$,对应的量化向量为 $U = [0, 1]^T$. 根据《矿山救护规程》、现场调研以及专家意见,将各子系统的可靠性指标进行分类划分,如表 1 所示。

表 1 煤矿救援系统指标可靠状态分类

Tab.1 The reliability state classification of coal mine rescue system

指标	可靠状态分类			
	1	2	3	4
C_1	≤ 50	50 ~ 60	60 ~ 70	≥ 70
C_2	≤ 45	45 ~ 55	55 ~ 65	≥ 65
C_3	≤ 55	55 ~ 65	65 ~ 75	≥ 75
C_4	≤ 0.1	0.1 ~ 0.2	0.2 ~ 0.3	≥ 0.3
C_5	≤ 0.2	0.2 ~ 0.3	0.3 ~ 0.4	≥ 0.4
C_6	≤ 65	65 ~ 75	75 ~ 85	≥ 85
C_7	≤ 65	65 ~ 75	75 ~ 85	≥ 85
C_8	≤ 65	65 ~ 75	75 ~ 85	≥ 85
C_9	≤ 10	10 ~ 20	20 ~ 30	≥ 30
C_{10}	≤ 15	15 ~ 25	25 ~ 35	≥ 35
C_{11}	≤ 25	25 ~ 35	35 ~ 45	≥ 45
C_{12}	≥ 90	80 ~ 90	70 ~ 80	≤ 70
C_{13}	≤ 65	65 ~ 75	75 ~ 85	≥ 85
C_{14}	≤ 40	40 ~ 50	50 ~ 60	≥ 60
C_{15}	≥ 85	75 ~ 85	65 ~ 75	≤ 65
C_{16}	≤ 65	65 ~ 75	75 ~ 85	≥ 85

3.2 样本数据的获得及处理

通过原始数据的记录,选取了该煤矿在一段时间内的 14 组救援系统相关数据,为了提高可靠状态的分类精确度,根据表 1 可靠状态类别的划分,对原始数据进行去噪和简化处理,见表 2。

表 2 处理后的样本数据

Tab.2 The sample data after processing

指标	样本													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
C_1	4	2	4	4	3	1	4	4	4	1	4	3	1	3
C_2	4	1	3	3	4	2	3	4	3	1	3	3	1	3
C_3	3	1	4	4	4	1	3	3	3	2	4	4	1	4
C_4	4	2	3	3	4	2	4	3	4	2	3	4	1	3
C_5	3	1	4	3	4	1	3	3	3	1	3	4	1	3
C_6	3	2	4	3	4	3	3	4	3	2	3	4	1	3
C_7	3	2	4	4	3	2	3	4	4	1	4	3	1	4
C_8	4	1	3	3	3	1	4	4	3	2	3	3	2	3
C_9	4	2	4	4	3	1	3	3	3	3	4	4	1	4
C_{10}	3	2	4	3	3	2	3	3	3	1	3	3	1	3
C_{11}	3	2	4	3	4	2	3	4	3	3	3	3	1	4
C_{12}	4	1	4	4	3	1	4	4	4	1	4	4	1	3

续表 2

指标	样本													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
C_{13}	3	1	4	4	4	2	4	3	4	3	4	4	1	4
C_{14}	4	2	1	2	4	1	1	4	2	2	2	4	2	3
C_{15}	3	1	2	4	3	1	4	3	4	2	4	3	2	4
C_{16}	4	1	4	3	3	2	4	3	4	1	3	4	1	3
可靠状态	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1

3.3 实验运行

为验证预测模型有效性,在 Matlab 7.0^[10] 的仿真环境下,利用 Libsvm-3.1 工具箱,以 $F(C, \sigma) = a_{K-CV}$ 作为粒子群算法的适应度函数进行仿真实验.选取表 2 中的 1~11 号样本为训练集,12~14 号样本为测试集.实验的初始参数设置粒子维度 D 为 2,最大学习权重为 1.7,最小学习权重 0.9,最大惯性权重为 0.9,最小惯性权重为 0.4,最大迭代次数为 200,粒子最大速度为 1.2 m/s,惩罚因子 $[0.1,100]$,核函数参数 $[0.1,50]$.

经过惯性权重和学习权重的调节,IPSO 的精度和收敛速度有明显提高,将参数优化结果进行汇总,可以得出 IPSO 在报错率和运行时间方面有很大的优势,能够避免过早陷入局部最优,由于 PSO 是随机初始化的,所以进行了 20 次实验,IPSO 的平均报错率 5.4%,PSO 的平均报错率 18%,选取报错率最大的参数组合,如表 3 所示.

表 3 参数优化结果比较

Tab.3 The results of parameter optimization

算法	参数 C	参数 σ	时间 t/s	报错率
IPSO	9.181	2.450	0.90	6%
PSO	8.281	1.960	1.82	20%

3.4 模型测试结果

经过 12 个训练样本集的学习拟合,将 IPSO-SVM、PSO-SVM 和 SVM 模型分别对 3 个测试样本集进行预测实验,预测结果如表 4 所示.

表 4 IPSO-SVM 和 PSO-SVM 模型的测试结果

Tab.4 The test results of IPSO-SVM and PSO-SVM mode

模型	样本	12	13	14	准确率/%
IPSO-SVM	实际值	1	0	1	100
	预测值	1	0	1	
PSO-SVM	实际值	1	0	1	66.7
	预测值	1	0	(0)	
SVM	实际值	1	0	1	33.3
	预测值	1	(1)	(0)	

从表 4 可以看出,SVM 预测结果有两个样本

分类出现了错误,准确率只有 33.3%,PSO-SVM 模型的准确率达到 66.7%,IPSO-SVM 的预测准确率达到 100%,从而证明了基于 IPSO-SVM 的煤矿水灾害救援系统可靠性预测模型的有效性.

4 结论

针对煤矿水灾害救援系统复杂多变、数据获取困难等难题,提出了基于 IPSO-SVM 的煤矿水灾害救援组织系统可靠性预测模型.SVM 在解决非线性二分类问题独特的优势;对粒子群算法的学习权重和惯性权重进行线性调节,有效的改善了传统粒子群算法的精度和收敛速度;最后将改进的粒子群算法与支持向量机进行融合,对模型参数进行了优化.并且通过实例证明了该模型的有效性.

参考文献:

[1] 王金凤,杨利峰,冯立杰.基于粗糙集的煤矿水灾害事故响应系统优化[J].工业工程,2013,16(5):1-5.

[2] 苗成林,孙丽艳,杨力等.煤矿企业突发事件应急能力影响因素实证分析[J].中国安全科学学报,2014,24(1):113-118.

[3] 贾增科.基于 GO 法的应急管理系统可靠性分析[J].系统工程,2011,29(10):123-126.

[4] 王立兵.煤矿事故应急救援保障评估体系构建[J].煤炭经济研究,2014,34(7):43-46.

[5] 张军波,郭德勇,王立兵.煤矿应急救援组织结构模式研究[J].煤炭学报,2012,37(4):664-668.

[6] CORTES C, VAPNIK V. Support vector networks[J]. Machine learning, 1995, 20(1):273-297.

[7] EBERHART R, KENNEDY J. A new optimizer using particle swarm theory[C]//Proc of Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, 1995:39-43.

[8] 韩世军,朱菊,毛吉贵,詹汶燕.基于粒子群优化支持向量机的变压器故障诊断[J].电测与仪表,2014,51(11):71-75.

[9] 刘志雄,梁华. 粒子群算法中随机数参数的设置与实验分析[J]. 控制理论与应用,2010,27(11):1489-1496.

[10] 耿俊豹,孙林凯,陈是学. 支持向量机的混合核函数参数优选方法[J]. 计算机应用,2013,33(5):1321-1323.

Reliability Prediction of Coal Mine Water Disasters Emergency
Rescue System Based on Improved SVM

ZHANG Yan-liang, LIU Yang, WANG Jin-feng

(School of Management and Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In order to predict the reliability of the coal mine water disasters emergency rescue system effectively, this paper establishes the stability index system from the view of mid-control and dynamic analysis. At the same time, as the coal mine water disasters emergency rescue system is complex and the related data is difficult to get, this paper puts forward a forecasting model of the stability of the coal mine water disasters emergency rescue system on the basis of improved particle swarm optimization and support vector machine. The prediction results will be more accurate through the optimization of the parameters of SVM based on improved particle swarm algorithm. Finally, the model is proved to be effective through the case experiment.

Key words: rescue system; reliability; support vector machine; particle swarm; predication

(上接第 109 页)

[9] EHRIG M, STAAB S. QOM: Quick ontology mapping [C]//Proceedings of the International Semantic Web Conference (ISWC). Berlin: Springer, 2004: 683-697.

[10] MAEDCHE A, MOTIK B, et al. MAFRA-A Mapping FRAmework for distributed ontologies [C]//Proceedings of the International Conference on Knowledge Engineering and Knowledge Management (EKAW). Berlin: Springer, 2002:235-250.

A Method of Ontology Mapping based on Multiple-Matchers

ZHANG Ling-yu¹, MA Zhi-sheng², CHEN Shu-xin¹

(1. Center of Computer, Qiqihar University, Qiqihar 161006, China; 2. Office of Dean's, Qiqihar University, Qiqihar 161006, China)

Abstract: The heterogeneity between different ontologies has seriously affected the sharing and reusing of knowledge. For this purpose, this paper presents an ontology mapping method based on multi-Matchers, called OM-matchers. During the process for creating mapping between ontologies, OM-Matchers firstly extracts the corresponding types of information, with the help of multiple matchers. Then, all the matchers calculate similarities for the concept pairs, in which concepts are from different ontologies. Finally, the similarity matrix for ontologies to be mapped is generated, and the iterative strategy is used to accomplish the work for ontology mapping. In order to verify the feasibility and effectiveness of OM-Matchers, this paper applies benchmarks, which is the subset of the shared ontology sets in OAEI, to test OM-Matchers. Experimental result shows that the method OM-Matchers can be used to create mapping between heterogeneous ontologies effectively.

Key words: ontology; ontology mapping; matcher; iterative strategy

文章编号:1671-6833(2015)03-0120-05

求解 VRPSDP 的变邻域混合遗传算法

马欢¹, 张建伟¹, 赵进超², 陈明¹

(1. 郑州轻工业学院 软件学院, 郑州 河南 450002; 2. 郑州轻工业学院 计算机与通信工程学院, 郑州 河南 450002)

摘要:针对卸装一体化车辆路径问题,提出一种结合变邻域下降搜索和遗传算法的混合启发式算法(GA_VND).利用随机生成的初始种群,通过遗传算法的交叉变异操作生成弱可行解种群,选择其中的最优值作为变邻域深度搜索的初始解.在变邻域深度搜索的过程中通过两种不同的局部搜索算子对解进行局部搜索和迭代优化.通过对 54 个算例的求解,仿真结果表明 GA_VND 更新了 54 个已知最好解中的 8 个,表明了该算法是解决卸装一体化车辆路径问题的一种有效方法.

关键词:卸装一体化;车辆路径问题;变邻域下降搜索;遗传算法;组合优化

中图分类号: TP301

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.026

0 引言

卸装一体化车辆路径问题(Vehicle Routing Problem with Simultaneous Delivery and Pickup, VRPSDP)普遍存在于物流运输中,该问题的解决对于减少物流成本,提高物流效率具有重要意义.由于 VRPSDP 同 VRP 问题都属于 NP 难题^[1],因此目前国内外对于 VRPSDP 的研究主要集中在各种元启发式算法和混合式的启发算法上,在元启发式算法方面:国内外的专家学者多采用遗传算法^[2]、蚁群算法^[3]、粒子群算法^[4]、模拟退火算法^[5]等来解决这一问题.在混合启发式算法上,苏孟洛等^[6]提出结合粒子群算法和变邻域下降搜索的混合粒子群算法;Y. M 等^[7]提出结合禁忌搜索和蚁群搜索算法的混合算法;Zachariadis 等^[8]提出导引式局部搜索和禁忌搜索相结合的混合算法.这些算法虽然都取得了一定成果,但其求解质量仍有一定的改进空间.

将遗传算法和变邻域下降算法相结合,提出一种混合启发式算法 GA_VND 用于求解 VRPSDP 问题.利用 54 个基准测试算例进行实验,并与文献[8]以及文献[9]中的算法求解结果比较,验证本文算法的有效性.

1 问题描述

1.1 问题描述

定义设有向带权图 $G = (V, A, C)$, 其中 $V = \{i | i = 0, 1, \dots, n\}$ 是节点集合, 节点 0 为出发地节点, $(1 \sim n)$ 为客户地节点; $A = \{i, j | i, j \in V\}$ 表示弧集, $C = \{c_{ij} | (i, j) \in A\}$ 为权重矩阵, c_{ij} 表示节点 i 到节点 j 的距离. 每个客户节点 i 都有卸货需求 d_i 和装货需求 p_i , 运输车辆的最大载货量为 Q . VRPSDP 则可以描述为:①每辆车都从 0 点出发, 服务若干客户后返回 0 点, 形成一个解 S ; ②每个客户都仅被服务一次, 而且只能由某一车辆提供服务; ③每个车辆的载重量都不超过 Q ; ④所有客户的装卸货需求都不超过 Q ; ⑤总的运输距离 $f(S)$ 最小.

1.2 解的可行性定义

对于 VRPSDP 的解 $S = \{r_j | j = 1, 2, \dots, k\}$, 其中 $r_j = \{i | i \in [1, n]\}$, 表示车辆 j 的路径, k 为解中最大的车辆数. S 是强可行解的充要条件: 车辆在访问过 r_j 上所有客户后载重都不超过 Q . 对于解 S , $\exists r_i \in S$ 不满足约束条件, 则解 S 是一个弱可行解; $\forall r_i \in S$ 不满足约束条件, 则解 S 是一个不可行解.

收稿日期:2015-01-19;修订日期:2015-03-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61403349);国家级大学生创新创业训练计划项目(201310462018)

作者简介:马欢(1981-),男,河南孟州人,郑州轻工业学院讲师,主要研究方向为信息处理,智能与信息系统, E-mail: mahuanresearch@126.com.

2 GA_VND 算法

2.1 遗传算法搜索全局生成强可行解的步骤

STEP1:最近邻法生成遗传算法初始强可行解 S_0 . 步骤为:①从未被选择的客户节点集合中选择距离出发节点最近的节点,开始一条新路径;②从未被选择的客户节点集合选择距离路径上最后一个节点最近的节点;③若加入节点后路径满足强可行解约束条件,则返回第2步,否则返回第1步.

STEP2:将 STEP1 生成的强可行解作为父代染色体,通过交叉生成多个子代染色体,即构造了多个可行解. 步骤如下:①将该强可行解存入子代种群中;②从父代染色体上随机选取客户节点作为交叉节点;③进行染色体交叉和变异运算生成新的染色体. 随机选择交换和插入两种方式进行交叉标点.

$$V_1 = \{j | c(i, j) < \alpha\} \quad (1)$$

$$V_2 = \{j | |c(i, 0) - c(j, 0)| < \alpha\} \quad (2)$$

上述公式需满足 $i \neq j, i, j \in V$ 和 $i, j \neq 0$. $\alpha = f(S_0)/n$, S_0 为 STEP1 生成的强可行解. 变异操作采用贪婪倒位变异的方式:随机选择变异点 i , 在不包含节点 i 以及节点 i 的左右两个节点 i_{left} 和 i_{right} 的集合中选择距离节点 i 最近的节点 j , 将 i_{right} 和 j 之间的节点逆向排列. 例如:解为 (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9), 随机选择节点 4, 距离节点 4 最近的节点为 8, 倒位变异解后为 (1, 2, 3, 4, 8, 7, 6, 5, 9). 通过交叉和变异生成的染色体不一定满足强可行解的约束条件, 因此需要将其进行转化为强可行解. ④判断当前生成的染色体总数是否到达种群上限, 是则判断新种群中是否有优于父代染色体的子代染色体, 有则选择其中所有优于父代染色体的子代染色体进入 STEP3, 否则返回 STEP2, 并扩大距离参数 α .

STEP3:利用 Chen J. F. [10] 的方法将解集中的弱可行解转化为强可行解. 方法如下:扫描解中的每一个客户节点, 如果满足强可行解的约束条件, 则继续扫描, 否则记录该节点, 直到节点全部扫描完. 扫描完成后将上次扫描中被记录的节点从路径中删除后再按照逆序重新加入路径, 即可得到一个强可行解. 选择转换后的强可行解集中的最优解作为变邻域下降搜索的初始解.

2.2 变邻域下降搜索局部最优解

变邻域下降搜索将从 2.1 中获得的强可行解作为初始解, 随机选择一种邻域结构进行局部搜

索, 当到达迭代次数上限或者连续无改进迭代次数到达上限时结束搜索. 这里选择两种邻域结构: 插入 (insert) 和 2-opt. 插入是将解 S 中的客户 i 从当前位置 l_i 移动到另一个位置 l_j , 从而产生一个新解. 位置 l_i 和 l_j 上的节点属于解 S 中的任意路径. 2-opt 是对于解 S 中的同一路径上位于 l_i 和 l_j ($l_i < l_j$) 上的两个客户, 将 $l_i + 1$ 位置上的节点与位于 l_j 上的节点交换位置, 并将 $l_i + 1$ 到 l_j 之间的节点按逆序排列. 两种结构如图 1 所示:

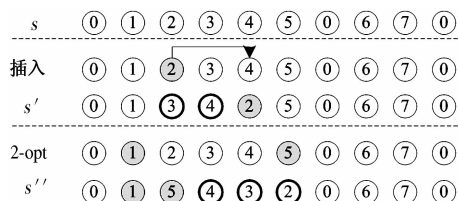


图1 邻域结构:插入和 2-opt

Fig.1 Neighborhood structure: insert and 2-opt

两种邻域结构的随机选择可以结合两种邻域不同的寻优能力, 同时也可以在一定程度上扩展算法的搜索空间.

2.3 GA_VND 算法

首先需要定义相关参数:遗传算法染色体种群数 max_chom , 最大迭代次数 max_i , 交叉概率 pc , 变异概率 pm , GA 连续无改进迭代次数 $nobetter_ga_i = max_i/4$, VND 连续无改进迭代次数 $nobetter_vnd_k = n/2$. GA_VND 算法伪码如下:

1. 初始化参数: max_chom , max_i , pc , pm , $nobetter_ga_i$, $nobetter_vnd_k$;
2. 定义变量:迭代次数 $i = 0$; GA 当前无改进迭代次数 $j = 0$; VND 当前无改进迭代次数 $k = 0$;
3. WHILE ($i < max_i$) DO
4. 按照 2.1 节 STEP1 构造初始强可行解 S_i ;
5. $S_{best} = S_i$; $\alpha = f(S_0)/n$;
6. WHILE ($j < nobetter_ga_i$) DO
7. $S_0 = S_{best}$; // S_0 为 VND 的初始解
8. 以 S_0 为父代染色体按照 2.1 中的 STEP2 和 STEP3 方法生成新种群;
9. 取得新种群中的最优染色体 S_0^{new}
10. WHILE ($k < nobetter_vnd_k$) DO
11. 对于解 S_0^{new} 随机选择一种邻域结构进行局部搜索, 得到解 S_k ;
12. IF ($f(S_k) < f(S_0^{new})$)
13. $S_0^{new} = S_k$;
14. $k = 0$;
15. ELSE

```
16.      k + + ;
17.      End IF
18.      End WHILE//输出局部最优解  $S_0^{new}$ 
19.      IF ( $f(S_0^{new}) < f(S_{best})$ )
20.           $S_{best} = S_0^{new}$ ;
21.          j = 0;
22.      ELSE
23.          j + + ;
24.           $\alpha = \alpha \times 1.1$ ;
25.      End IF
26.      End WHILE
27.      i + + ;
28.      End WHILE
29.      输出  $S_{best}$ , 算法结束;
```

3 实验结果及分析

3.1 测试用例

为了测试 GA_VND 算法的性能,主要采用两种类型的测试数据进行实验:随机取数的 Dethloff 算例^[11]、Salhi 和 Nagy 算例^[12]. Dethloff 算例为随机生成的 40 个问题规模均为 50 的算例. 根据客户分布和车辆需求可以分为 SCA3x, SCA8x, CON3x, CON8x. 其中 SCA 算例为[0,100]间均匀分布,CON 算例为[0,200]间非均匀分布. 各客户点的卸货需求 d 为在 [0,100]间取随机值,装货需求 p 为 $(k + 0.5) * d$,其中 k 在[0,1]间取随机值. Salhi 和 Nagy 算例的问题规模在 [50,199]之间,每个问题包含两个算例,其中 CMTxX 为在原 CMTx 算例基础上增加了装卸货需求的算例^[10], CMTxY 为和 CMTxX 装卸货需求相反的算例.

GA_VND 算法采用 c#在 .net 平台下实现,运行环境为 WIN7 64x,CPU 为 Intel core i5 - 2520M 2.5 GHz,内存为 6G,参数设置为 $max_chom = 100$; $max_i = 200$; $pc = 0.5$; $pm = 0.05$; $nobetter_ga_i = 50$; Dethloff 算例中 $nobetter_vnd_k = 25$. Salhi 和 Nagy 算例中 $nobetter_vnd_k = n/2$, CMTxX 和 CMTxY 的问题规模相同,分别为 (50, 75, 100, 120, 150, 199).

3.2 算法的可行性分析

以 Dethloff 算例中的 SCA3 - 0 算例为例,设定最大迭代次数为 200,对 GA_VND 算法和 VND 算法每次迭代求得的当前最优解进行比较,重复运行 10 次取平均值,结果如图 2 所示.

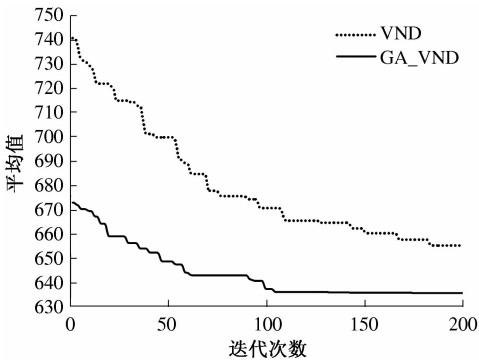


图 2 SCA3 - 0 算例上每次迭代最优解的平均值比较
Fig. 2 Comparison of the optimal solution's average value by every iterated based on SCA3 - 0 examples

可以看出 GA_VND 算法中由 GA 算法求得的初始可行解的存在,使得 GA_VND 算法可以从一个较优的初始解开始搜索. 陷入局部最优时扩展 GA 交叉范围的机制和 VND 仅变换邻域相比,GA_VND 算法可通过变化初始解来重新求解,跳出当前局部最优,避免了 VND 算法随机初始解求解的局限性.

3.3 Dethloff 算例上的最优解比较

为了验证 GA_VND 算法的有效性,这里将遗传算法、Zachariadis 提出的禁忌搜索和 Guided Local Search 的混合算法 TS_GLS^[8]、GA_VND 算法应用于 Dethloff 算例进行计算. 表 1 描述了在 Dethloff 算例上 GA 求得的最优解、TS_GLS 求得的最优解和 GA_VND 运行 10 次取平均值的比较,其中, L 为最优路径长度, t 为计算消耗时间,单位为 s.

表 1 Dethloff 算例上的结果比较
Tab. 1 Comparison of the solutions based on Dethloff

算例	GA		TS_GLS		GA_VND	
	L	t_a/s	L	t_b/s	L	t_a/s
SCA3 - 0	646.41	0.77	636.06	2.83	635.62	1.05
SCA3 - 1	704.38	0.85	697.84	2.12	697.84	0.99
SCA3 - 2	681.18	0.88	659.34	2.58	659.34	1.01
SCA3 - 3	691.32	1.01	680.04	3.13	680.04	1.12
SCA3 - 4	718.95	0.91	690.50	2.68	690.50	1.03
SCA3 - 5	671.23	0.85	659.90	2.56	659.90	1.09
SCA3 - 6	656.12	0.78	651.09	4.40	651.09	0.95
SCA3 - 7	666.87	0.86	659.17	2.98	659.17	1.03
SCA3 - 8	746.42	0.91	719.47	3.98	719.47	1.13
SCA3 - 9	699.16	0.79	681.00	3.86	681.00	1.09
SCA8 - 0	969.93	0.94	961.50	3.21	961.50	1.15
SCA8 - 1	1055.23	1.28	1 050.20	3.55	1 049.65	1.42
SCA8 - 2	1051.13	1.73	1 044.48	4.67	1 044.48	1.85
SCA8 - 3	1010.96	1.21	983.34	3.29	983.34	1.39

续表 1

算例	GA		TS_GLS		GA_VND	
	<i>L</i>	<i>t_a/s</i>	<i>L</i>	<i>t_b/s</i>	<i>L</i>	<i>t_a/s</i>
SCA8-4	1092.01	1.69	1 065.49	2.68	1 065.49	1.87
SCA8-5	1043.52	1.86	1 027.08	4.50	1027.08	2.15
SCA8-6	975.08	1.82	971.82	2.67	971.82	2.08
SCA8-7	1075.81	1.62	1 052.17	4.32	1 051.28	1.91
SCA8-8	1079.84	1.59	1 071.18	3.43	1 071.18	1.78
SCA8-9	1086.48	1.24	1 060.50	4.12	1 060.50	1.35
CON3-0	628.66	1.90	616.52	3.89	616.52	2.01
CON3-1	575.39	1.64	554.47	2.97	554.47	1.81
CON3-2	541.92	1.53	518.00	3.32	518.00	1.75
CON3-3	597.02	1.87	591.19	2.78	591.19	2.11
CON3-4	609.62	2.10	588.79	3.12	588.79	2.39
CON3-5	574.24	1.82	563.70	3.45	563.70	1.95
CON3-6	511.88	1.55	499.05	2.98	499.05	1.81
CON3-7	592.10	2.01	576.48	2.40	576.48	2.26
CON3-8	538.62	0.86	523.05	5.02	523.05	1.15
CON3-9	600.08	1.73	578.25	3.14	578.25	1.90
CON8-0	866.32	1.34	857.40	3.40	857.40	1.51
CON8-1	755.87	1.94	740.85	3.73	740.85	2.09
CON8-2	742.64	1.16	712.89	2.87	712.89	1.38
CON8-3	826.00	1.52	811.07	3.82	811.07	1.81
CON8-4	780.03	1.77	772.25	2.98	772.25	1.90
CON8-5	761.07	1.62	754.95	5.76	754.95	1.85
CON8-6	703.98	2.15	678.92	4.00	678.92	2.30
CON8-7	841.63	1.35	811.96	2.46	811.96	1.59
CON8-8	778.27	1.11	767.53	4.21	767.53	1.21
CON8-9	835.27	1.38	809.00	3.87	809.00	1.49

注:*t_a*表示处理器为 i5 微机,主频为 2.5 GHz 上的运行时间;*t_b*表示处理器为 Pentium IV 微机,主频为 2.4 GHz 上的运行时间。

通过对表 1 的 4 组 40 个测试算例进行计算,其中的已知最好解用粗体标出。通过遗传算法的和 GA_VND 算法的结果比较可以看出:混合算法 GA_VND 的求解质量明显高于遗传算法的,通过 TS_GLS 算法和 GA_VND 算法的结果比较可以看出 GA_VND 算法更新了 Dethloff 算例中的 SCA3-0、SCA8-1 和 SCA8-7 在 TS_GLS 中的已知最好解,说明 GA_VND 算法是可行有效的。

3.4 Salhi 和 Nagy 算例上的最优解比较

为了进一步验证 GA_VND 算法的有效性,采用在 Salhi 和 Nagy 算例上将 GA_VND 算法运行 10 次取平均值和 TS_GLS 算法以及 C. Yu 提出的 AIS 算法^[9]两种算法求得的最优解进行对比,结果如表 2 所示。

通过 TS_GLS 算法和 GA_VND 算法以及 AIS 算法计算的最优解结果相比较,可以看出:在平均

路径长度方面,GA_VND 算法较 TS_GLS 算法减少了 0.46,较 AIS 算法减少了 18.73;在最优解的质量上,GA_VND 算法较 TS_GLS 算法最大提高了 2.55%,最小提高了 0.65%。较 AIS 算法最大提高了 5.35%,最小提高了 0.27%,进一步说明了 GA_VND 算法是可行有效的。

表 2 Salhi 和 Nagy 算例上的结果比较

Tab.2 Comparison of the solutions based on Salhi and Nagy

算例	TS_GLS		ALS		GA_VND	
	<i>L</i>	<i>t_a/s</i>	<i>L</i>	<i>t</i>	<i>L</i>	<i>t_b/s</i>
CMT1X	469.80	2.89	472	—	466.77	1.15
CMT1Y	469.80	3.85	472	—	466.77	0.99
CMT2X	684.21	7.42	682	—	684.21	4.85
CMT2Y	684.21	8.02	688	—	666.75	5.13
CMT3X	721.27	11.62	728	—	715.51	8.90
CMT3Y	721.27	13.53	728	—	721.27	9.85
CMT12X	662.22	11.80	664	—	662.22	9.15
CMT12Y	662.22	7.59	671	—	663.50	8.70
CMT11X	838.06	17.78	886	—	846.23	21.15
CMT11Y	837.08	14.26	877	—	830.04	25.87
CMT4X	852.46	27.75	883	—	852.46	40.31
CMT4Y	852.46	31.20	867	—	862.28	39.22
CMT5X	1 030.55	51.67	1 081	—	1 035.51	91.60
CMT5Y	1 030.55	58.81	1 073	—	1 036.14	90.85
平均值	751.15		769.42		750.69	

4 结论

卸装一体化车辆路径问题是一个有着实际应用需要且广泛存在的问题,针对这一问题设计了一种结合遗传算法和变邻域下降搜索的混合启发式算法,将遗传算法的全局搜索能力和变邻域下降搜索算法的局部搜索能力相结合,有效地提高了求解质量。通过对 Dethloff 算例和 Salhi 和 Nagy 算例共 54 个算例的求解,验证了 GA_VND 算法优于单一的遗传算法,且更新了 54 个算例中的 8 个当前最优解,表明了本文算法的有效性。

参考文献:

[1] 叶春明,王科峰,李永林. 同时送取货车辆路径问题算法研究综述[J]. 计算机应用研究, 2013, 30(2): 334-340.

[2] 龙磊,陈秋双,华彦宁,等. 具有同时集送货需求的车辆路径问题的粗粒度并行遗传算法[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(7): 1962-1968.

[3] GAJPAL Y, ABAD P. An ant colony system (ACS) for vehicle routing problem with simultaneous delivery

- and pickup[J]. Computers & Operations Research, 2009, 36(12): 3215 – 3223.
- [4] 吴斌, 蔡红, 樊树海, 等. 双倍体差分进化粒子群算法在 VRPSDP 中的应用研究[J]. 系统工程理论与实践, 2010, 30(3): 520 – 526.
- [5] 王超, 穆东. 物料配送和废旧产品回收的 VRPSDP 问题的并行模拟退火算法[J]. 北京交通大学学报, 2014, 38(6): 19 – 26.
- [6] 苏孟洛, 杨宏安, 孙启峰. 求解卸装一体化的车辆路径问题的混合粒子群算法[J]. 中国制造业信息化: 学术版, 2012, 41(9): 52 – 56.
- [7] YOUSEFIKHOSHBAKHT M, DIDEHVAR F, RAHMATI F. A combination of modified tabu search and elite ant system to solve the vehicle routing problem with simultaneous pickup and delivery[J]. Journal of Industrial and Production Engineering, 2014, 31(2): 65 – 75.
- [8] ZACHARIADIS E E, TARANTILIS C D, KIRANOUDIS C T. A hybrid metaheuristic algorithm for the vehicle routing problem with simultaneous delivery and pick-up service[J]. Expert Systems with applications, 2009, 36(2): 1070 – 1081.
- [9] YU C, LAU H Y K. AIS-based Algorithm for Solving Vehicle Routing Problem with Simultaneous Pick-up and Delivery (VRP – SPD)[J]. Journal of Traffic and Logistics Engineering, 2013, 1(2): 174 – 178
- [10] CHEN J F, WU T H. Vehicle routing problem with simultaneous deliveries and pickups[J]. Journal of the Operational Research Society, 2006, 57(5): 579 – 587.
- [11] DETHLOFF J. Vehicle routing and reverse logistics: the vehicle routing problem with simultaneous delivery and pick – up [J]. OR-Spektrum, 2001, 23(1): 79 – 96.
- [12] SALHI S, NAGY G. A cluster insertion heuristic for single and multiple depot vehicle routing problems with backhauling[J]. Journal of the Operational Research Society, 1999, 50(10): 1034 – 1042.

A Hybrid Genetic and Variable Neighborhood Descent Algorithm for Vehicle Routing Problem with Simultaneous Delivery and Pickup

MA Huan¹, ZHANG Jian-wei, ZHAO Jin-chao², CHEN Ming¹

(1. Software Engineering College, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China; 2. School of Computer and Communication Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: This paper proposes a hybrid heuristic algorithm combining variable neighborhood descent search with genetic algorithm (GA_VND) to solve vehicle routing problem with simultaneous delivery and pickup. By the use of the initial populations generated randomly, the weak feasible solutions are produced by the crossover and mutation operators of genetic algorithm. And then, the best of them was selected as initial solution of variable neighborhood descent algorithm. Finally, in the process of the variable neighborhood descent search, two different neighborhood structures are used to search the locally optimal solution. The simulation results show that GA_VND can update 8 better solutions in the 54 best known solutions, which illustrates that GA_VND is an effective method for vehicle routing problem with simultaneous delivery and pickup.

Key words: vehicle routing problem; simultaneous delivery and pickup; variable neighborhood descent; genetic algorithm; NP-hard

一种优化分层式移动 IPv6 路由算法研究

马芳¹, 吉星²

(1. 中州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450044; 2. 郑州轻工业学院 计算机与通信工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 通过对分层移动路由协议的分析, 提出一种优化的移动路由机制. 利用分层移动 IPv6 的路由特点可以减少网络通信中绑定更新消息发送的距离和数量, 从而减少网络中的信令负载和绑定注册时延. 同时, 又利用快速切换的优势, 在切换中引入适当的并行操作, 从而消除标准 MIPv6 切换时的大部分时延和丢包率, 通过引入边界路由器实现路由优化和解决移动锚点 MAP 的拥塞问题, 最后通过理论性能分析和 NS2 仿真实验验证该优化移动路由可以改善网络性能, 降低丢包率和切换时延.

关键词: 分层移动 IPv6; 移动路由; 绑定更新; 时延; 多播机制

中图分类号: TP393 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.027

0 引言

随着 Internet、无线通信和新业务应用的不断发展, 为 IP 网络提供移动路由支持成为一个必然趋势. 目前已经提出一些移动路由协议, 但是在 MIPv6 协议中, 移动节点移动时存在通信时延和信令负载的问题^[1]. 笔者对移动路由进行分析, 在 HMIPv6 移动路由基础上提出一种优化的移动路由管理机制, 可以解决 HMIPv6 中的路由优化和 MAP 负担过重问题, 同时可以降低切换时延和丢包率, 提高网络性能和通信的质量.

1 现有移动路由管理协议分析

在 MIPv6 移动管理协议下, 移动节点的每次移动切换都需要向家乡代理及其通信节点发送绑定更新消息, 这样会产生绑定更新时延; MIPv6 还会在网络中产生大量的控制信令, 这些控制信令在网络中传输将会带来信令负载问题.

HMIPv6 移动路由协议利用层次性和移动锚点将 MN 的绑定更新本地化, 使得移动节点在同一管理域内移动时, 所需的绑定更新时间以及在 Internet 网络中传输的信令负载大大减少. 但是, 当移动节点 MN 进行域间切换时, 依旧采用标准 MIPv6 移动路由思想, 因此仍然存在 MIPv6 的切换时延和信令负载问题. 而且, 当一个 MAP 域内

接入大量移动节点时, 还会造成 MAP 负担过重, MAP 域内的路由不优化等问题, 都会对数据包的时延和网络的稳定性带来不利影响^[2].

快速移动 IPv6 路由协议使 IP 层能够提前预知要进行的切换, 提前进行转交地址的配置, 从而减少通信连接的中断时间, 并且该协议通过采用隧道转发机制可以减少切换中出现的数据丢包率问题, 提高网络切换性能, 保证通信的实时传输^[3], 正好可以弥补 HMIPv6 的缺陷. 但 FMIPv6 忽略了 MIPv6 的层次性, 仍然具有 MIPv6 造成的信令负载问题和绑定更新过程所造成的时延问题.

2 优化的移动路由管理机制

通过对现有移动路由协议的分析, 针对它们的缺陷, 提出一种优化的移动路由管理机制. 利用分层移动 IPv6 的路由特点减少网络通信中绑定更新消息发送的距离和数量, 从而减少网络中的信令负载和绑定注册时延. 同时, 又可以利用快速切换的优势, 引入并行操作^[4], 从而消除标准 MIPv6 切换的大部分时延和丢包率. 为了解决 HMIPv6 中的路由优化和 MAP 负担过重问题, 研究通过引入边界路由器. 该优化移动路由管理机制的网络拓扑图如图 1 所示.

在移动路由模型图中, 移动结点从 AR1 移动

收稿日期: 2015-01-10; 修订日期: 2015-03-10

基金项目: 国家自然科学基金青年科学项目(61403349)

作者简介: 马芳(1979-), 女, 河南郑州人, 中州大学副教授, 主要从事计算机软件开发、移动网路、数学仿真研究, E-mail: chbjwl@163.com.

到 AR3,在 MAP1 域内移动时,可以将快速 MIPv6 和分层 MIPv6 移动技术相结合,同时通过边界路由器的功能减少 MAP 的负担,并能够优化路由.移动结点从 MAP1 域移向 MAP2 域时将实现域间切换,采用在分层移动模型下结合多播机制,以进一步减少域间切换的延迟,从而移动节点在整个域内、域间移动时采用了优化的路由管理机制.

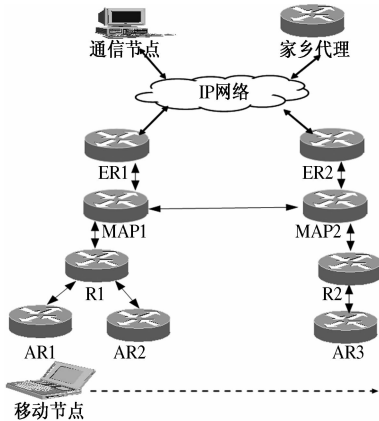


图 1 移动路由管理机制网络拓扑图

Fig.1 The network topology of Mobile routing management mechanism

移动节点在域内移动时将 FMIPv6 与 HMIPv6 结合,但是两者简单结合会使报文在传输过程进行两次隧道封装,多次隧道封装会加大报文传输的负载并时延报文的传输速率,同时报文在传输过程中还会出现“三角路由”问题.研究的移动路由管理机制与简单结合的移动管理机制相比,在进行切换时建立的隧道减短,直接在 MAP 和新接入路由器之间建立隧道.采用这种改进的快速切换方法可以减少分组转发的路径,MAP 可以直接将数据包发向 NAR.而当 NAR 接收到来自 MAP 隧道转发过来的数据包后,会将其解封装并缓存起来.当 MN 移动到新区域的时候,NAR 就会把缓存的数据包传送给 MN^[5].

为解决“三角路由”问题,该机制增加边界路由器的功能,这样,MAP1 需要增加功能,它能够将移动节点的绑定更新消息发向边界路由器.这需要边界路由器里存在一个绑定缓存,里面存放着移动节点的 LCoA 和 RCoA.当边界路由器收到移动节点发来的数据包,会查询自己的绑定缓存池.如果对应应有相应记录,将会把移动节点的 RCoA 替换成 LCoA,这样就可以越过 MAP 直接将数据包发向移动节点,采用这种思想可以进一步优化路由^[6].

当移动节点由 MAP1 域移出并向 MAP2 移动

时将进行域间切换.笔者在分层的思想下结合多播机制以实现减少域间切换延迟.移动节点在 MAP1 边界时将向 MN 发出请求为其建立多播组.之后 MAP1 会为 MN 建立一个多播组,即要求临近 AR 加入这个多播组.这时,当有发往移动节点的数据包时,由最近的 AR 将数据包发向移动节点.

3 切换时延性能分析

移动节点整个切换过程产生的总时延 T_{Handoff} 主要包括注册时延、NCoA 配置时延和移动检测时延.而 MN 在域内发生的切换的机会更多,因此笔者针对标准 MIPv6 协议和我们提出的优化的分层式移动路由对切换时延进行性能分析^[7].

设 T_{MD} 表示移动检测的时延; T_{NCoA} 为新转交地址配置的时延,它包括三部分:移动节点获取新的子网前缀来配置自己新的转交地址的时间 T_{COA} ,并在新的子网上进行地址冲突检测所需要的时间 T_{DAD} ,以及表示绑定注册时延 T_{BR} .

3.1 标准移动 IPv6 切换时延

MN 的总切换时延: $T_{\text{MIPv6}} = T_{\text{MD}} + T_{\text{NCoA}} + T_{\text{BR}}$.而前面分析了新转交地址配置时延为 $T_{\text{NCoA}} = T_{\text{COA}} + T_{\text{DAD}}$,绑定注册时延为 $T_{\text{BR}} = 2 \sum_{i=1}^{n(\text{HA})} (\frac{S_{\text{Packetsize}}}{BW_{\text{linki}}} + t_{\text{linki}}) + T_{\text{HA}}$,因此标准移动 IPv6 下 MN 总的切换时延为:

$$T_{\text{MIPv6}} = T_{\text{MD}} + T_{\text{NCoA}} + T_{\text{BR}} = T_{\text{MD}} + T_{\text{COA}} + T_{\text{DAD}} + 2 \sum_{i=1}^{n(\text{HA})} (\frac{S_{\text{Packetsize}}}{BW_{\text{linki}}} + t_{\text{linki}}) + T_{\text{HA}}. \quad (1)$$

式中: T_{HA} 为家乡代理处理家乡注册的时间; $S_{\text{packetsize}}$ 为发送绑定注册包的大小; n 为从移动节点到家乡代理所经过的链路数目; BW_{linki} 为第 i 条链路的带宽; t_{linki} 为第 i 条链路的链路时延.

3.2 优化移动管理机制

当 MN 从 AR1 切换到 AR2 时,采用快速切换实现 NCoA 配置时延在正常通信的过程中同时进行,减去了 NCoA 配置时延;同时由于分层结构也无需向家乡代理进行绑定更新.整个切换过程所需的时延为:

$$\begin{aligned} T_{\text{handoff}} &= T_{\text{MD}} + T_{\text{NCoA}} + T_{\text{BR}} \\ &= T_{\text{MD}} + 2 \sum_{i=1}^{m(\text{MAP})} (\frac{S_{\text{Packetsize}}}{BW_{\text{linki}}} + t_{\text{linki}}) + \\ &2 \sum_{i=1}^{k(\text{ER})} (\frac{S_{\text{Packetsize}}}{BW_{\text{linki}}} + t_{\text{linki}}) + T_{\text{MAP}} + T_{\text{ER}}. \end{aligned} \quad (2)$$

式中: m 为从 MN 到移动锚点所经过的链路数目^[8]; k 为从移动锚点到边界路由器所经过的链

路数目.在一般情况下, m 和 k 的值都较小,而 n 远大于 m 和 k ,在我们的具体模拟环境中, m 是3, k 是1, n 是6.MN发送绑定注册信息时,由于网络结构是分层管理的,家乡代理HA与MN的链路距离要比边界路由器ER与MN的链路远的多,从而大大减少了绑定注册所需要的时间,同时也减去了NCoA配置时延,并且MAP、ER和HA对绑定注册的处理时间相对于移动检测时延和绑定注册时延小的多,可以忽略.

在进行MAP域间切换时,虽然多了向MAP的注册时延,但是由于网络的分层管理,发送给MAP的绑定更新信息的距离比发送给HA短,向MAP的注册时延可以忽略不计,从而域间切换时延和标准MIPv6相比基本相同,并且MN在域内移动的可能性更大,因此优化的分层路由整体性能还是优于标准MIPv6.

4 仿真及结果分析

仿真基于NS2.选取1 000 m×1 000 m的矩形区域为仿真区域.仿真时间为80 s^[9].

该网络拓扑同时包含了有线链路和无线链路.MN和接入路由器之间采用无线连接,其他采用有线连接.为了能够更为明显地体现层次型移动IPv6在注册方面的优势,模拟家乡代理、通信对端距离移动节点较远的情形,将MAP与家乡代理和通信对端之间的时延比其他有线链路的时延设的长一些,同时带宽设为2 Mbps.

选择Internet最普遍的基于TCP的FTP应用来进行实验^[10].CN与一个TCP源代理相连接作为TCP通信源端,MN与代理TCP/sink相连作为接收端.在CN与MN之间发起FTP会话.MN在PAR与NAR之间以1 m/s的速率移动.通过改变有线链路时延来观察各种移动路由管理机制的切换时延.图2描述了在各种协议中的移动节点切换时延情况.

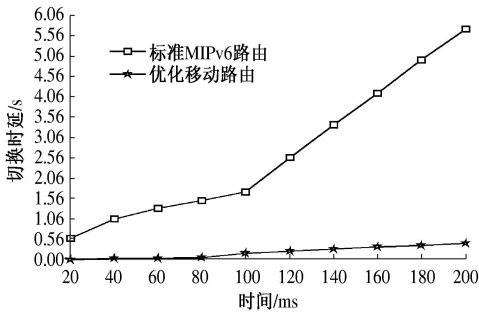


图 2 移动节点切换时延图

Fig.2 The graph of the mobile node handoff delay

由图2可知,有线链路时延越长,采用标准MIPv6协议的MN切换时延随着有线链路时延值的增加而不断变大;而在优化移动管理机制中移动节点的切换时延几乎不受有线链路时延值变化的影响,它的值相对比较稳定.这是因为在MIPv6移动协议中,MN的每一次切换都必须向HA和CN发送绑定更新,而MN移动离HA和CN越远,链路时延就越大,导致这个切换时延越大.而采用优化的移动路由后,绑定更新只需发送到MAP,这时MN与HA和CN的距离不再起作用,并且优化路由又结合了快速移动路由机制,将FMIPv6和HMIPv6结合在一起使用的时候,可以使得移动节点的切换时延达到最小,并且该切换时延的大小十分稳定,受到网络传输时延的影响非常小.

当执行优化移动管理机制时,移动节点的移动切换时延最小化之后,用户最为关心的是能否IP报文丢包率也会减少到最小.笔者针对不同情况的丢包率进行了分析.随着有线链路时延的变化,移动节点切换时延报文丢包率情况如图3所示.

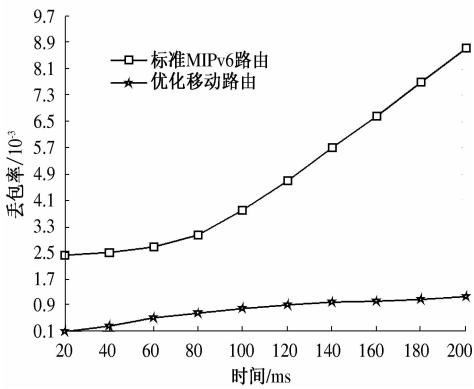


图 3 移动节点切换时延报文丢包率图

Fig.3 The graph of the ratio of drop packet When the mobile node switching

从图3可以看到,IP报文的丢包率与移动节点切换时延有着类似的变化.即在MIPv6中,IP报文的丢包率随着有线链路时延值的增加而不断变大;而在优化移动管理机制中的丢包率受有线链路时延值变化的影响很小,一直保持着稳定的值.

5 结束语

通过对分层移动路由协议的分析,提出一种优化的移动路由机制.该机制在分层的网络结构中结合快速切换减少时延的优点和多播机制的思想,并加入边界路由器,可以减少协议消息负载、切换时延和丢包率,同时优化了路由,从而可以提

高实时通信的质量,为移动用户提供一个更快捷、更可靠的移动计算环境,满足他们对网络移动性支持提出的越来越多的要求.

参考文献:

- [1] PERKINS C. IP mobility support[DB/OL]. [2012 - 03 - 12]. <http://www.ietf.org/rfc.html>.
- [2] SOLIMAN H, CASTELLUCCIA C, ELMALKI K, et al. Hierarchical mobile IPv6 mobility management (HMIPv6) [DB/OL]. [2012 - 03 - 12]. <http://www.ietf.org/rfc.html>.
- [3] KODALI R. Fast handovers for mobile IPv6 (FMIPv6) [DB/OL]. [2012 - 03 - 12]. <http://www.ietf.org/rfc.html>.
- [4] JUNG H Y, SOLIMAN H, KOH S J, et al. Fast handover for hierarchical MIPv6 (F - HMIPv6) [DB/OL]. [2012 - 03 - 12]. <http://tools.ietf.org/html/draft-jung-mobopts-flhmiv6-00>.
- [5] MOORE N. Optimistic duplicate address detection (DAD) for IPv6 [DB/OL]. [2012 - 03 - 12]. <http://www.ietf.org/rfc.html>.
- [6] RADHWAN M, SHAMALA K. Fast handover technique for efficient IPv6 mobility support in heterogeneous networks[J]. Computer and Information Science, 2011, 181(3): 419 - 428.
- [7] 高天寒,郭楠. 一种基于改进 HMIPv6 的移动网络路由优化方案[J]. 东北大学学报:自然科学版, 2012, 33(1): 69 - 72.
- [8] 马华,刘雪,刘振华,等. 基于云存储的高效 F - HMIPv6 切换协议[J]. 计算机工程与应用, 2014, 43(2): 231 - 234.
- [9] 孙煜,包杰. 改进的 HMIPv6 快速切换算法的仿真分析[J]. 科技信息, 2012(7): 206 - 207.
- [10] 孙晓林,张建洋,贾晓. 层次移动 IPv6 域内切换优化方案[J]. 计算机应用, 2014, 34(2): 338 - 340.

The Research on an Optimized Hierarchical Mobile IPv6 Routing Algorithm

MA Fang¹, JI Xing²

(1. Institute of Information Engineering, Zhongzhou University, Zhengzhou 450044, China; 2. Zhengzhou University of Light Industry, Institute of Computer and Communication Engineering, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: This paper analyzes the hierarchical mobile routing protocols, and puts forward a new optimized mobile routing protocol. By using hierarchical mobile IPv6, the new protocol can effectively reduce the distance and the number of binding update message to send, so as to reduce the signaling load and the delay of binding registration in the network. At the same time, by using fast switching and parallel operation in the fast switching, most of time delay and packet loss rate of the standard MIPv6 can be eliminated. By using the edge router, it can optimize routing and solve the problem of congestion of the MAP. Finally, through the analysis of theoretical performance and the verify of the simulation experiments in NS2, it shows that the new optimized mobile routing can improve the performance of the network, reduce the packet loss rate and handover delay.

Key words: hierarchical mobile IPv6; mobile routing; binding update; handover; multicast mechanism