



ISSN 1001-5965 CODEN BHHDE8



# JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS







## 北京航空航天大学学报

第42卷 第8期 (总第282期) 2016年8月

## 目 次

压电网络复合板的振动抑制实验研究 李琳, 宋志强, 尹顺华, 李超	(1557)
带攻击角度约束的自适应终端滑模导引律 杨锁昌,张宽桥,陈鹏	(1566)
大功率电推进电源处理单元技术李峰, 康庆, 邢杰, 李雅琳	(1575)
一种 MEMS 陀螺随机漂移的高精度建模方法 王可东, 武雨霞	(1584)
基于信息融合的网络安全态势量化评估方法 文志诚, 陈志刚, 唐军	(1593)
基于信息理论的网络文本组合聚类 王扬,袁昆,刘洪甫,吴俊杰,包秀国	(1603)
不同动力型式的巡飞弹总体参数对比分析 郝峰, 昌敏, 唐硕	(1612)
无人直升机三维避障方法及仿真蒙志君,平学寿,陈旭智	(1619)
富锂正极材料的制备及电化学性能研究 魏欣,张世超,刘冠娆,杨埔蘅,孟娟,李红磊	(1627)
煤基费托航空燃料燃烧性能及航程	(1632)
流道弯曲度对微重力膜式水气分离性能的影响	(1639)
电液伺服泵的分数阶无抖振滑模控制 杨荣荣,付永领,王岩,王德义,郭建文,张玲	(1649)
保持颜色一致性的动态电磁环境绘制算法 冯晓萌, 吴玲达, 于荣欢	(1659)
基于预测碰撞点的剩余飞行时间估计方法 李辕,赵继广,白国玉,闫梁	(1667)
基于过程神经网络的液体火箭发动机状态预测	(1675)
极小化相位误差加权间断有限元辛方法 朱帅,周钢,刘晓梅,翁史烈	(1682)
基于机器学习的管材数控弯曲质量预测 葛宇龙,李晓星,郎利辉,程鹏志	(1691)
基于 ST-SRCKF 的超高速强机动目标跟踪算法 方君,戴邵武,许文明,邹杰,王永庭	(1698)
驾驶机器人机械腿动力学建模与仿真分析	(1709)
基于极点配置的空间站角动量管理	(1715)
强信号下 GNSS 接收机前端处理引起的相关损耗	(1724)
基于广义退化的机械结构模糊时变可靠性分析 孙瑄,张建国,王丕东,彭文胜	(1731)
基于三维场路协同方法的静电损伤仿真测试平台 张鑫, 白超平	(1739)
GNSS 抗干扰天线阵不一致性对 MUSIC 算法的影响 俞立宏, 秦红磊, 李武涛, 郎荣玲	(1747)
基于粗糙集-信息熵的辐射源威胁评估方法 范翔宇, 王红卫, 索中英, 陈游, 杨远志	(1755)
基于图像特征分析的物体轮廓提取 王田, 邹子龙, 乔美娜	(1762)
基于线性调频波的有源对消隐身仿真及分析边晓臣,黄沛霖,姬金祖	(1769)
四旋翼无人机动态面控制	(1777)

期刊基本参数: CN11-2625/V \* 1956 \* m \* A4 \* 228 \* zh \* P \* ¥ 20.00 \* 900 \* 28 \* 2016-08

(编辑娄嘉张嵘赵海容李晶张欣蔚孙芳)



## JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF **AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS**

(Sum 282) August 2016 Vol. 42 No. 8

## CONTENTS

Experimental research on vibration control of composite plate with piezoelectric networks
Adaptive terminal sliding mode guidance law with impact angle constraint
YANG Suochang, ZHANG Kuanqiao, CHEN Peng (1566)
Technology for power processing unit used in high power electric propulsion
LI Feng, KANG Qing, XING Jie, LI Yalin (1575)
An accurate modeling method for random drift of MEMS gyro
Assessing network security situation quantitatively based on information fusion
Information-theoretic ensemble clustering on web texts
WANG Yang, YUAN Kun, LIU Hongfu, WU Junjie, BAO Xiuguo (1603)
Comparative analysis on primary parameters of loitering munitions of different propulsion systems
3D obstacle avoidance method and simulation for unmanned heliconter
MENG Zhijun, PING Xueshou, CHEN Xuzhi (1619)
Synthesis and electrochemical performance of lithium-rich cathode material
WEI Xin, ZHANG Shichao, LIU Guanrao, YANG Puheng, MENG Juan, LI Honglei (1627)
Combustion performance and range of coal-based Fischer-Tropsch aviation fuel
Impact of channel curvature on microgravity membrane gas-liquid separation performance
Free-chattering fractional order sliding mode control of integrated electro-hydraulic servo pump
YANG Rongrong, FU Yongling, WANG Yan, WANG Deyi, GUO Jianwen, ZHANG Ling (1649)
Rendering algorithm with color coherence for dynamic electromagnetic environment
Method of time-to-go estimation based on predicted crack point
LI Yuan, ZHAO Jiguang, BAI Guoyu, YAN Liang (1667)
Condition prediction of liquid propellant rocket engine based on process neural networks
NIE Yao, CHENG Yuqiang, WU Jianjun (1675)
Symplectic weighted discontinuous Galerkin method with minimal phase-lag
Tube numerical controlled bending guality prediction based on machine learning
GE Yulong, LI Xiaoxing, LANG Lihui, CHENG Pengzhi (1691)
Highly maneuvering hypervelocity-target tracking algorithm based on ST-SRCKF
FANG Jun, DAI Shaowu, XU Wenming, ZOU Jie, Wang Yongting (1698)
Dynamic modeling and simulation analysis of robot driver's mechanical legs
Angular momentum management of space station based on pole placement
Correlation loss caused by GNSS receiver front-end processing for strong signals
Event time versions reliability englasis of machanical structure based on even version discretizion. KOU Yanhong (1724)
ruzzy time-variant reliability analysis of mechanical structure based on generalized degradation
Simulation test platform of electrostatic damage based on three-dimensional field-and-road coordinated method
Influence of inconsistence of GNSS anti-jamming antenna array on MUSIC algorithm
Padiater threat evaluating method based on rough set and information entropy
Object contour extraction based on image feature analysis
WANG Tian, ZOU Zilong, QIAO Meina (1762)
Simulation and analysis of active cancellation stealth based on LFM wave
Dynamic surface control for guadrotor unmanned air vehicle
FANG Xu LIU linkun (1777)



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0514

## 压电网络复合板的振动抑制实验研究



李琳\*, 宋志强, 尹顺华, 李超

(北京航空航天大学 能源与动力工程学院,先进航空发动机协同创新中心,北京 100083)

摘 要:主要研究了压电网络系统针对薄板的振动抑制特性,在对压电网络复合板机 电耦合动力学方程分析的基础上,通过设计模拟电感电路解决了压电网络复合板振动实验中最 优电感值过大的问题,从理论和实验上分析比较了电阻型和电感电阻并联型压电网络复合板振 动控制效果及其特点。实验证明采用均匀化处理方法建立的机电耦合动力学方程能够正确预测 压电网络复合板的动力学特性,同时实验验证了压电网络的电路模态和压电复合板的机械模态 的耦合关系,明确了最优电学参数选取原则,为压电网络复合板的最优参数设计提供了依据。

关键 词:压电网络;振动控制;实验验证;机电耦合;均质化

中图分类号: 0328 文献标识码: A 文章:

文章编号: 1001-5965(2016)08-1557-09

压电网络复合板(PEMP)由分布在薄板表面 (单面或双面)的压电片用电路彼此相连形成的 压电网络和薄板复合而成,其与一般压电复合板 不同之处在于压电网络的存在,为压电片中汇集 的电能在结构中的传播提供了通道。作为一种新 型的智能材料复合结构,压电网络复合板在振动 噪声控制等领域具有广阔的应用前景。近年来, 在基于压电材料的结构系统振动控制研究领域 中,大部分研究人员将研究重点放在了压电分支 阻尼技术方面[14],通过设计不同形式的压电分 支电路,如电感电阻谐振型电路和负电容电路等, 实现了不同结构的多模态振动控制等目标,并利 用相关技术解决了压电分支电路中普遍存在的因 电感值过大而难以实现的问题<sup>[5-6]</sup>。Dell'Isola 和 Vidoli<sup>[7]</sup>在1998年提出利用电感、电阻和压电陶 瓷元件构造压电网络的思想,并对桁架结构进行 减振效果分析;在此基础上, Dell' Isola<sup>[89]</sup>和 Park<sup>[10]</sup>等进一步研究了压电网络对梁结构、板 结构等更加复杂的结构系统的振动抑制效果; Wang 等<sup>[11-12]</sup>将这种思想用于旋转周期结构如

叶盘结构的减振研究中,发现压电网络可以有效降低结构的局部振动现象,并且在非谐叶盘结构上进行了进一步电路设计,提高了压电网络的鲁棒性;2012 年 Fan 和 Li<sup>[13]</sup>研究了利用压电网络将一些结构部件的振动能量传递到另一些结构部件并对其振动进行抑制;最近,Lossouarn 等<sup>[14]</sup>采用实验手段验证了压电网络对杆和 梁的多模态控制效果。以上研究表明,压电网络形式的电路能够充分利用压电材料的正逆压 电效应,实现能量的重新分布。2014 年李琳和 易凯军<sup>[15]</sup>对压电网络复合板的建模方法、频率 特性以及机电耦合特性进行了深入的理论研 究;李俊等<sup>[16]</sup>则研究了压电网络对固支板的多 模态振动控制效果。但是以上研究还缺乏实验 验证。

本文针对文献[15,17]的研究结果,通过设 计压电网络复合板振动控制实验,验证不同类型 压电网络对薄板的振动控制效果,并通过实验说 明压电网络复合板的最优电感参数的选取原则, 为工程应用提供参考。

**引用格式**:李琳,宋志强,尹顺华,等. 压电网络复合板的振动抑制实验研究[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1557-1565. LIL, SONG Z Q, YIN S H, et al. Experimental research on vibration control of composite plate with piezoelectric networks [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1557-1565 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-04; 录用日期: 2015-09-25; 网络出版时间: 2015-10-08 18:25

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151008.1825.002.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82313998 E-mail: feililin@ buaa. edu. cn



## 压电网络复合板模型及频率响应 函数

### 1.1 机电耦合动力学方程

压电网络复合板由图 1 所示的压电复合板 和压电网络 2 个部分组成。压电网络将压电复合 板上周期分布的压电材料(实为作动器 PZT)彼 此相连,其特点是连接各相邻压电作动器的电路 完全相同;压电网络中压电片上表面与周围压电 片上表面(或地)通过电子元件连接。图 2 为压 电片在电路中的连接方式。

压电网络复合板根据压电片之间电路或电学 元件的不同,可以分为图 3 所示 2 种情况,即电阻 (*R*)型压电网络复合板 (R-PEMP)和电感(*L*)电 阻(*R*)并联型压电网络复合板(LR-PEMP)。



图 1 压电网络及复合板的连接 Fig. 1 Connection of composite plate with piezoelectric network



图 2 压电片的电路连接方式





图 3 压电片之间的电路形式



参照文献[15]中建立压电网络复合板机电耦 合动力学方程的过程,可建立压电网络复合板在任 意机械激励下的无量纲机电耦合动力学方程:

$$\begin{cases} \alpha_{\rm m} \nabla^4 \overline{w} + \overline{w} + \beta \nabla^2 \overline{\varphi} = f(\overline{x}, \overline{y}, \tau) \\ \alpha_{\rm e} \nabla^2 \overline{\varphi} - \overline{\varphi} + \gamma \nabla^2 \overline{\varphi} + \beta \nabla^2 \overline{w} = 0 \end{cases}$$
(1)

式中: $\bar{w}$ 为压电复合板的无量纲横向位移; $\bar{\varphi}$ 为压

电网络的无量纲磁通量; $\alpha_m$  为与压电复合板刚度 相关的系数; $\alpha_e$  为与压电网络外接电感和压电片 自身的电容相关的系数; $\beta$  为机电耦合参数,表示 压电片与基板的耦合刚度; $\gamma$  与外接的电阻参数有 关; $f(\bar{x},\bar{y},\tau)$  为作用于压电复合板上的无量纲激振 力, $\bar{x},\bar{y}$  和  $\tau$  分别为无量纲空间坐标以及无量纲时 间。本文无量纲化过程中使用的特征频率为压电 网络复合板的第1阶固有频率  $\omega_0 = 2\pi^2/l_0^2 \sqrt{D_t/\rho_t}$ , 特征长度  $l_0$  取方板的长度, $\rho_t$  和  $D_t$  分别为压电复 合板的等效密度和等效抗弯刚度;式(1)中未考虑 压电复合板的阻尼。其他参数具体见文献[15]。

方程式(1)在建立过程中,采用了材料均质 化假设和压电网络有限差分方法,该假设成立的 条件是板中传播的弯曲波波长远大于元胞的尺 寸。本文研究的频率范围符合上述条件。

#### 1.2 方程的求解

本文以四边简支板为研究对象,首先给出机 械激励下的压电网络复合板的频率响应函数,在 此基础上进行实验研究。

压电网络复合板的响应函数  $\overline{w}$  和  $\overline{\varphi}$  可分别 表示为方程式(1)中2个解耦微分方程的特征解 函数的线性组合<sup>[15]</sup>,即

$$\begin{cases} \overline{w} = \sum_{r} \phi_{r} \xi_{r}^{m} = \sum_{r} 2\sin(p\pi x)\sin(q\pi y)\xi_{r}^{m} \\ \overline{\varphi} = \sum_{s} \varphi_{s} \xi_{s}^{e} = \sum_{s} 2\sin(p\pi x)\sin(q\pi y)\xi_{s}^{e} \end{cases}$$
(2)  
$$r, s = 1, 2, \cdots$$

式中:变量定义参见文献[15]。

将式(2)代入动力学方程式(1),并由特征解 函数的正交性可以得到压电网络复合板在外界激 励下的第 k 阶机电耦合动力学方程为

$$\begin{cases} \ddot{\xi}_{k}^{m} + \alpha_{m}\lambda_{k}^{m}\xi_{k}^{m} + \beta\sum_{s} \dot{\xi}_{s}^{e}C_{ks}^{m} = f_{k}^{m}(\tau) \\ \ddot{\xi}_{k}^{e} - \alpha_{e}\lambda_{k}^{e}\xi_{k}^{e} - \beta\sum_{r} \dot{\xi}_{r}^{m}C_{kr}^{e} = 0 \end{cases}$$
(3)

式中: $\alpha_{m}\lambda_{k}^{m}$ 为压电复合板第 k 阶共振频率的 平方; -  $\alpha_{e}\lambda_{k}^{e}$ 为电路第 k 阶谐振频率的平方;  $f_{k}^{m}(\tau) = \int_{s} \phi_{k} f(\bar{x}, \bar{y}, \tau) ds$ 为模态力; $\lambda_{k}^{m} = \pi^{4}(p^{2} + q^{2})^{2}$ ; $\lambda_{k}^{e} = \pi^{2}(p^{2} + q^{2})$ ; $C_{ks}^{m}$ 和  $C_{kr}^{e}$ 为不同模态间的 耦合项,其表达式为

$$\begin{cases} C_{ks}^{m} = \int_{s} \phi_{k} \nabla^{2} \varphi_{s} ds \\ C_{ks}^{e} = \int_{s} \varphi_{k} \nabla^{2} \phi_{r} ds \end{cases}$$
(4)

由特征解函数的正交性可得

 $C_{ks}^{m} = C_{ks}^{e} = -\pi^{2}(p^{2} + q^{2})\delta_{ks} = C_{kk}\delta_{ks}$ (5) 式中:  $C_{kk}$ 为机电耦合系数;  $\delta_{ks}$ 为狄拉克函数。



即只有当k = s时耦合项 $C_{ks}^{m}$ 、 $C_{ks}^{e}$ 才不为零。 式(5)表明电路的第k阶模态与板的第k阶模态 存在耦合关系,从振动控制的角度来分析,即压电 复合板与压电网络的振动模态相同时,压电网络 可对压电复合板产生直接影响。

因此,第 k 阶振动方程为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{matrix} \ddot{\xi}_{k}^{m} \\ \vdots \\ \dot{\xi}_{k}^{e} \end{matrix} \right\} + \begin{bmatrix} 0 & \beta C_{kk} \\ -\beta C_{kk} & -\gamma C_{kk} \end{bmatrix} \left\{ \begin{matrix} \dot{\xi}_{k}^{m} \\ \dot{\xi}_{k}^{e} \end{matrix} \right\} + \\ \begin{bmatrix} \alpha_{m} \lambda_{k}^{m} & 0 \\ 0 & -\alpha_{e} \lambda_{k}^{e} \end{bmatrix} \left\{ \begin{matrix} \xi_{k}^{m} \\ \xi_{k}^{e} \end{matrix} \right\} = \left\{ \begin{matrix} f_{k}^{m} (\tau) \\ 0 \end{matrix} \right\} \\ k = 1, 2, \cdots$$
 (6)

式(6)为一系列模态解耦的机电耦合方程组。 考虑简谐激励时,模态力f<sup>m</sup><sub>k</sub>(τ)亦具有简谐形式:  $f_k^{\rm m}(\tau) = F_k^{\rm m} {\rm e}^{{\rm j}\lambda\tau}$ (7)

式中: $F_{k}^{m}$ 为模态力幅值; $\lambda$ 为无量纲频率;j为虚 数单位。

此时方程式(6)的解可以表示为

发帽诅咒应力

$$\begin{cases} B_{k}^{m} = (\lambda^{2} + j\gamma\lambda_{k}^{e}\lambda + \alpha_{e}\lambda_{k}^{e})F_{k}^{m}/[(\lambda^{2} - \alpha_{m}\lambda_{k}^{m}) \cdot (\lambda^{2} + j\gamma C_{kk}\lambda + \alpha_{e}\lambda_{k}^{e}) - \lambda^{2}\beta^{2}C_{kk}^{2}]\\ B_{k}^{e} = -j\beta C_{kk}\lambda B_{k}^{m}/(\lambda^{2} + j\gamma C_{kk}\lambda + \alpha_{e}\lambda_{k}^{e}) \end{cases}$$
(10)

B<sup>m</sup> 的模表示压电网络复合板第 k 阶机械场 频率响应幅值,将求解的式(8)代入式(2)即可求 解压电网络复合板在任意频率下的频率响应。由 推导过程和式(10)可知,当同阶模态下电路谐振 频率与压电复合板共振频率接近时,压电网络能 够对薄板进行振动控制。

#### 实验装置、测试方法及模拟电感 2 电路

## 2.1 实验装置

实验装置由测试系统和实验件 2 个部分组 成。测试系统由计算机、OROS 振动信号分析仪、 电压放大器、压电陶瓷激振器、固定支架和加速度 传感器及导线等部分组成(如图4和图5所示)。 计算机通过控制 OROS 振动信号分析仪产生一组 幅值一定的正弦慢扫频电压信号,经过电压放大 器放大后驱动粘贴在实验件(即压电网络复合

板)表面上的压电陶瓷激振器,进而激励压电网 络复合板振动,激励器位置见图5。利用加速度 传感器拾取压电网络复合板上某一点的加速度信 号,通过输入输出信号的传递函数即可测得压电 网络复合板的传递函数。加速度信号拾取点位置 (加速度传感器位置),见图5。

实验件(即压电网络复合板)由粘贴了压电 片的压电复合板和压电网络2个部分组成,压电 复合板见图 5;通过导线将压电片与布置在面包 板上的电子元件连接构成压电网络电路,见图6。 由于实验所需的电感值将达几十甚至上百 H,会 造成电感元件体积过于庞大而难以实现,因此电 感元件采用模拟电路实现(2.3 节将对其进行详 细介绍),模拟电路需要稳压电源为芯片供电。

压电网络复合板中压电材料参数如表1所 示,其中,基板为铝板,尺寸为600mm×600mm× 2 mm,压电片面积占基板的面积为4%,实验中的 电感值为90、133及257H。



图 4 计算机、OROS 振动信号分析仪和电压放大器 Fig. 4 Computer, OROS vibration signal analyzer and voltage amplifier



图 5 PEMP、激振器和加速度传感器 Fig. 5 PEMP, actuator and acceleration sensors



压电网络电路 图 6 Fig. 6 Circuits of piezoelectric network

 $L_{eq} = R$ 



表1 压电材料参数

Table 1 Parameters of piezoelectric material

-	
材料参数	数值
尺寸/mm	$40 \times 40 \times 0.5$
数量	3 × 3
密度/(kg・m <sup>-3</sup> )	7 800
介电常数 $\varepsilon_{33}^{s}/(10^{-8} \mathrm{F \cdot m^{-1}})$	1.593
压电系数 d <sub>31</sub> /(10 <sup>-10</sup> C・N <sup>-1</sup> )	- 1.85
实测电容值/nF	89

### 2.2 测试方法

实验中,输入信号为电压信号,电压驱动压电 片激励压电网络复合板,输出信号为板上一点的 加速度信号。系统的传递函数可以表示为

$$H(\omega) = \frac{\ddot{X}(\omega) e^{j\omega t}}{V(\omega) e^{j\omega t}} = \frac{\omega^2 X(\omega)}{V(\omega)}$$
(11)

式中: $H(\omega)$ 为传递函数; $\ddot{X}(\omega)$ 为输出的加速度 信号幅值; $X(\omega)$ 为输出位移信号幅值; $V(\omega)$ 为输 入的电压信号幅值。

实验采用的输入电压激励信号为正弦慢扫描 信号,这是一种较为成熟的激励方法,激励信号能 量集中、信噪比大、测试精度高,具有较高的频率 分辨率。利用该方法进行激励时,首先根据测试 结构确定合理的扫频速率,这样测试结果将在一 定的容许误差范围内。根据 ISO 标准规定,正弦 扫描通过共振区的最大速率需满足如下条件:

3. 3. 1) 线性扫频速度条件: S<sub>max</sub> < 216f<sup>2</sup><sub>γ</sub>ξ<sup>2</sup><sub>γ</sub>Hz/min,
 f<sub>γ</sub>和ξ,分别为共振频率和模态阻尼。

2) 对数扫描速度条件: $S_{max} < 310 f_r^2 \xi_r^2 \text{Oct/min}_{\circ}$ 

实验中使用的激励信号和采样信号的参数如表2所示,实验中扫频范围为10~410Hz,本次实验分析的频率范围为10~200Hz。

表 2 实验信号参数

Table 2 Experimental	signal	parameters
----------------------	--------	------------

全對	采样频率/	采样时间/	扫频范围/	扫频速度/
参数	Hz	s	Hz	(Hz • s <sup>-1</sup> )
数值	1 024	655	10 ~410	0.605 6

### 2.3 模拟电感电路

压电网络复合板的振动控制需要使用的电感 值很大,在实际中较难实现。文献[8]中都通过设 计模拟电感电路代替电感元件,以满足实验中的大 电感需求。常用的模拟电感电路有2种类型:一种 是接地电感电路,另一种是浮地电感电路。

接地电感电路一般采用里奥登电感电路<sup>[18]</sup>。 里奥登电感电路由2个运算放大器、4个电阻 (*R*<sub>1</sub>~*R*<sub>4</sub>)和一个电容元件(*C*)构成,如图7所示。

(12)

其等效电感值为

 $L_{\rm eq} = R_2 R_4 R_1 C / R_3$ 

接地电感要求电感电路一端必须接地,这限制 了电感电路使用。浮地电感电路可利用第2代电 流传输器(CCII+)实现<sup>[19]</sup>,其设计电路图见图8。

电流传输器是一种标准的模拟器件(如图 9 所示),电流传输器端口具有以下性质:

$$\begin{bmatrix} I_{\rm Y} \\ U_{\rm X} \\ I_{\rm Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\rm Y} \\ I_{\rm X} \\ U_{\rm Z} \end{bmatrix}$$
(13)

式中: $I_x$ 、 $I_y$ 和 $I_z$ 分别为X、Y和Z端的电流; $U_x$ 、  $U_y$ 和 $U_z$ 分别为X、Y和Z端的电压。

电流传输器 CC Ⅱ + 可使用 AD844 运算放大器代替(见图 10),其等效关系为:2 脚等效为 X 端,3 脚等效于 Y 端,5 脚等效于 Z 端。

浮地电感电路的等效电感值为

$$_{1}R_{2}C$$
 (14)

通过调节电路中的电阻值即可实现对电感值的



图 7 里奥登模拟接地电感电路图

Fig. 7 Circuit diagram of Riordan's simulated grounded inductance



图 8 模拟的浮地电感电路 Fig. 8 Simulated floating inductive circuit



图 9 电流传输器 CC Ⅱ

Fig. 9 Second generation current conveyors ( CC  $\rm I\!I$  )



Fig. 10 Schematic diagram of AD844



调节。该模拟电路由于 CC II + 的 X 端口存在一 寄生电阻,这使得该电路并非纯电感电路,其阻抗 可等效为电感与一小电阻的串联。

图 11 为制作的模拟接地电感和浮地电感,其 芯片需要使用稳压电源进行供电,以保证压电网 络电路正常工作。实验时 PEMP 四周边界电路电 感使用接地电感,该电感不存在寄生电阻问题,可 以准确调节电感值,且安全可靠;其他电路中电感 必须使用浮地电感,使用 CC II +实现的浮地电感 电路不要求电路参数的对称性,并且其电路的改 进型可以实现电感电子可调,更有利于将来的实 际应用,但是目前其造价昂贵。

实验中模拟电感电路参数如表 3 所示,电阻 使用电位器,可以实现电感值可调。



图 11 模拟电感电路

Fig. 11 Simulated inductive circuit

表 3 模拟电感的参数及等效值

# Table 3 Parameters and equivalent value of simulated inductance

电感类型	参数	参数数值	等效电感值 $L_{eq}/H$
	$R_1/\mathrm{k}\Omega$	1	
接地电感	出感 $R_3/k\Omega$ $R_4/k\Omega$ $C/\mu$ F	1	0 03 P
		30	$0.03R_2$
		1	
浮地电感	$R_3/\mathrm{k}\Omega$	30	0.03R
	C∕µF	1	$0.05R_2$

## 3 实验结果与讨论

实验研究包括测量 R-PEMP 和 LR-PEMP 在 单点激励下的频率响应曲线,并对两种类型压电 网络系统对薄板的振动控制效果进行对比分析。

### 3.1 R-PEMP 实验结果

对于 R-PEMP, 分别测量了不同电阻值下 R-PEMP的频率响应,并获得了频率响应曲线,如 图 12 所示。整体上, R-PEMP的振幅随电阻值的 变化有一定的降低, 但是减振效果有限。图 13 为R-PEMP第3个振动峰值频率附近的理论和实 测频率响应曲线。理论曲线与实测曲线均表示 了R-PEMP随电阻值变化具有相同趋势, 即随着电





Fig. 12 Test curves of frequency response of R-PEMP





阻增加,R-PEMP 共振振幅先减小后增加,即存在 最优电阻使 R-PEMP 减振效果最佳。对于本次实 验所采用的实验件,最优电阻值为 100 kΩ;开路 时 R-PEMP 的固有频率高于短路时的固有频率 (实验中约高出 0.4 Hz),表明压电材料的压电效 应,使 R-PEMP 的刚度增加。

#### 3.2 LR-PEMP 实验结果

在对 LR-PEMP 进行振动抑制效果测试分析 前,先对 LR-PEMP 实验件进行理论分析,以获得使 LR-PEMP 具有最优控制效果的电感参数。根据初 步分析选取电感值为 90 H,并联电阻值为 1 MΩ。

在此电感值下,测量不同电阻值下 LR-PEMP 的频率响应曲线,测试结果如图14所示。图14(a)





3.5 短路 3.0 R=20 kΩ 无量夠加速响应/10-3 2.5 2.0 1.5 1.0 0,5 0 6 8 10 无量纲频率 (a) LR-PEMP理论最优值 20  $R = 100 \text{ k}\Omega$  $R = 680 \text{ k}\Omega$ 15 加速度/(10-3g) 10 5 20 80 140 200 频率/Hz (b) 实测曲线 10 8 加速度/(10-3g) 6 4 2 01 110 120 130 140 150 160 170 顺率/Hz (c) 实测曲线(局部) 图 14 LR-PEMP 的理论与实测频率响应曲线

图 14 LR-PEMP 的理论与实测频举响应曲线 Fig. 14 Theoretical and measured curves of frequency response of LR-PEMP

为针对第3阶振动最优参数下LR-PEMP的频率 响应的理论解;图14(b)和图14(c)为电感值为 90H,不同电阻值下实验测量的频率响应曲线。

理论分析与实测曲线均表明 LR-PEMP 也具 有多模态振动控制效果;由图 14(c)可知减振效 果随着电阻值的增大而变好,但不存在最优电阻 值,这是由于使用的模拟电感电路中存在一个等 效串联电阻的影响,使压电网络电路无法到达最 优的控制效果,当等效的串联电阻较大时,还将限 制外接电阻阻值的大小。

#### 3.3 振动抑制效果的改善

实验结果表明,当电感为90 H 时,LR-PEMP 频率响应曲线的第3和第4 阶共振峰处具有明显 振动抑制效果,其中第3 阶共振峰处的振动幅值 降低75%以上。在第1、2 个共振峰处也有减振 效果,但是效果明显低于第3、4 个共振峰处。由 1.2 节分析可知,压电复合板与压电网络的振动 模态相同时,压电网络可对压电复合板产生直接影 响。也就是说振动效果取决于压电网络与压电复 合板振动模态的一致性,该一致性包括2个方面: 一是固有频率,二是振型。根据以上结论,若要有 针对性地提高对第1、2阶共振峰的减振效果,可通 过调节压电网络电路中电感值,改变电路的谐振频 率,分别使电路相应阶的谐振频率和振型与压电复 合板第1阶和第2阶共振频率、振型接近。

为此先通过理论与实测相结合的方式分别研 究了压电复合板和压电网络的模态信息(频率、 振型)。通过正弦慢扫频信号激励压电复合板, 可以获得压电网络复合板短路时的频率响应曲 线,从该曲线上可提取压电复合板的各阶固有频 率信息;通过对电路输入白噪声电压信号,并拾取 压电片表面的电压信号,即可测量电路的谐振频 率。图15 为电路短路时压电复合板的频率响应 曲线和无外接激励下电路的频率响应曲线,其中 电感值为90 H,并联电阻值为1 MΩ。该曲线表明 压电复合板与压电网络的第1、2 阶共振峰对应的 频率具有较好的一致性,甚至好于2 条曲线第3、 4 阶共振频率的一致性。为了解释第1、2 阶共振 峰处的抑振效果不如第3、4 阶共振峰的原因,还 必须对压电复合板和压电网络的振型进行分析。

根据板的振动理论,四边简支(或固支)方板 的第1阶振型特征为(1,1),即沿方板的每一周边 方向都为一个1/2 谐波式变形;第2阶振型为(1, 2),即存在一条平行于一个周边的节线;而对实验 件的实验模态分析给出的对应第1个共振峰频率 的模态振型特征为(1,2)。这意味着压电复合板的 第1阶共振在所测得的频率响应曲线上没有显著 表现,频率响应曲线上的第1个共振峰实际上对应 的是复合板的第2阶振型。分析其原因有可能是 由于压电复合板是安装在一个箱体的四边,亦即压 电复合薄板一侧是一个封闭的空腔,在密闭空腔气 体的压力作用下,其(1,1)型模态共振幅值很小。



Fig. 15 Experimental curves of frequency response of R-PEMP and piezoelectric network

将本节对振型的研究结果及从压电复合板和 压电网络频率响应曲线上提取的压电复合板前5 阶固有频率和压电网络电路5阶谐振频率示于 图15中。结合图15和表4的模态信息不难发 现,尽管2条曲线的第1、2阶共振峰十分接近,但 它们分属不同的模态。根据1.2节的分析,二者 之间没有耦合,压电网络对压电复合板的振动没 有直接的影响,因此抑振效果不显著。若要有针 对性地提高对第1、2阶共振峰减振效果,需调节 压电网络电路中的电感值,使得压电网络振型 (1,2)对应频率尽可能接近压电复合板同阶振型 的频率(58 Hz),振型(2,2)对应频率尽可能接近 压电复合板同阶振型频率(93 Hz)。

表 4 压电复合板与电路的模态信息

## Table 4 Modal information of piezoelectric composite plate and of circuit

压电复	〔合板模态		电路传	草态
实测频率响应 曲线共振峰 阶数	复合板 共振频率/ Hz	振型 (实验)	电路网络 谐振频率/ Hz	振型 (理论)
1	58	(1,2)	61	(1,1)
2	93	(2,2)	92	(1,2)
3	111	$\langle \cdot \rangle$	115	(2,2)
4	146		136	(2,3)
5	150	$\lambda \gamma$	152	(3,3)



图 16 分别给出针对压电复合板频率响应曲 线上第1 阶和第2 阶共振峰最优振动控制下薄板

Fig. 16 Frequency response curves with optimal parameters

的频率响应曲线,其最优电感值分别为133H和 257H,相应阶的压电网络谐振频率测量值分别为 55Hz(第1阶)和97Hz(第2阶),压电网络振幅 均降低50%以上。

## 3.4 R-PEMP 和 LR-PEMP 减振效果比较

相同电阻值下的 R-PEMP 和 LR-PEMP 的频率 响应曲线的比较如图 17 所示,图 17 (a)和 图 17 (b)分别表示在电阻为 680 kΩ 和 47 kΩ 下 R-PEMP和 LR-PEMP 的实测频率响应曲线的比较。

由图 17(a)可知,相同阻值(*R* = 680 kΩ)下, LR-PEMP 和 R-PEMP 的第 3 阶振动幅值降低约为 60% 和 2.3%, LR-PEMP 减振效果明显优于 R-PEMP,这是因为由压电片变形产生的电流值较 小,因此在 R-PEMP 电路中消耗的机械能有限,导 致 R-PEMP 的减振效果较差;当引入电感元件时, 形成 LR-PEMP,压电网络中电感元件的感抗与压 电片自身的容抗在谐振时将会抵消,电路中的电流 随之增大,从而增加电阻两端的电压,电路中消耗 机械能的功率将增大,故有较好的减振效果。

由图 17 (b)可知,当电阻值较小时(*R* = 47 kΩ),LR-PEMP和 R-PEMP的第3阶振动幅值降低约为 41%和 34%,LR-PEMP减振效果与 R-PEMP减振效果相当,说明电路中电感作用减小,这是由于与电感并联的电阻减小到一定程度





时,相当于将电感两端短路,从而电感失去作用,因此在实际应用中,电感两端并联电阻值不能过小。

R-PEMP 和 LR-PEMP 取得最优减振效果时 的电阻值不同。当2 种类型的 PEMP 的电阻均为 最优电阻时(分别为 R = 100 kΩ 和 R = 1 MΩ),其 频率响应曲线如图 18 所示,通过比较可知,最优 参数下,LR-PEMP 的减振效果(75%)也要明显优 于 R-PEMP(35%)。故 LR-PEMP 相对于 R-PEMP 更具有实际应用价值。



图 18 LR-PEMP 和 R-PEMP 最优参数下的减振效果对比 Fig. 18 Comparison of vibration suppression effect between LR-PEMP and R-PEMP with optimal parameters

## 4 结 论

本文采用实测方法对 PEMP 的振动特性进行 研究,通过调节电路参数,对 R-PEMP 和 LR-PEMP 的振动控制效果进行研究和实测,得到:

1) 基于均质化的 PEMP 机电耦合动力学方 程能够较好地刻画压电网络 PEMP 的动力学特 性,可以用于分析电学参数对 PEMP 减振效果的 影响规律。

2) R-PEMP 具有多模态振动控制效果,对电 阻值参数不敏感,但是减振效果有限。

3) LR-PEMP 可以针对薄板某阶振动取得最 佳振动控制效果,且随着电感的增大,最佳振动控 制频带向低频移动; LR-PEMP 减振效果要明显 优于 R-PEMP。

4) LR-PEMP 针对某阶共振取得最优振动控 制效果的电学参数是使同阶模态下的电路谐振模 态信息(包括频率和振型)与压电复合板的同阶 模态信息一致的参数。

#### 参考文献 (References)

[1] WU S Y. Method for multiple mode shunt damping of structural vibration using a single PZT transducer [C] // Proceedings of SPIE:Smart Structures and Materials:Smart Structures and Intel-

- ligent Systems. Bellingham, WA: SPIE, 1998, 3327: 159-167.
- [2] FLEMING A J, BEHRENS S, MOHEIMANI S O R. Reducing the inductance requirements of piezoelectric shunt damping systems[J]. Smart Materials and Structures, 2003, 12(3):57-64.
- [3] 刘学.基于压电材料的多模态振动控制方法研究[D].北 京:北京航空航天大学,2012.
   LIU X. Research on multimode vibration control method basedon piezoelectric material [D]. Beijing: Beihang University, 2012(in Chinese).
- JI H L, QIU J H, NIE H, et al. Semi-active vibration control of an aircraft panel using synchronized switch damping method
   [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2014, 46(4): 878-893.
- [5] 张付兴,阎绍泽. 压电陶瓷片与多种电路机电耦合的阻尼 特性[J].清华大学学报(自然科学版),2005,45(8): 1040-1043.
  - ZHANG F X, YAN S Z. Damping characteristics of piezoceramics shunted by various types of electrical circuits[J]. Journal of Tsinghua University(Science and Technology), 2005, 45(8): 1040-1043(in Chinese).
- [6] GUYOMAR D, RICHARD C, RICHARD T. Sound wave transmission reduction through a plate using piezoelectric synchronized switch damping technique [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2008, 19(7):791-803.
- [7] DELL'ISOLA F, VIDOLI S. Damping of bending waves in truss beams by electrical transmission lines with PZT actuators [J]. Archive of Applied Mechanics, 1998, 68 (9):626-636.
- [8] DELL'ISOLA F, MAURINI C, PORFIRI M. Passive damping of beam vibrations through distributed electric networks and piezoelectric transducers: Prototype design and experimental validation [J]. Smart Materials and Structures, 2004, 13(2):299-308.
- [9] VIDOLI S, DELL'ISOLA F. Vibration control in plates by uniformly distributed PZT actuators interconnected via electric networks[J]. European Journal of Mechanics-A/Solids, 2001, 20 (3):435-456.
- [10] PARK C H, INMAN D J. Enhanced piezoelectric shunt design[J]. Shock and Vibration, 2003, 10(2):127-133.
- [11] TANG J, WANG K W. Vibration delocalization of nearly periodicstructures using coupled piezoelectric networks[J]. Journal of Vibration and Acoustics, 2003, 125(1):95-108
- [12] YU H, WANG K W, ZHANG J. Piezoelectric networking with enhanced eectromechanical coupling for vibration delocalization of mistuned periodic structures—theory and experiment [J]. Journal of Sound and Vibration, 2006, 295 (1-2):246-265.
- [13] FAN Y, LI L. Vibration dissipation characteristics of symmetrical piezoelectric networks with passive branches [C] // ASME Turbo Expo 2012: Turbine Technical Conference and Exposition. New York: ASME, 2012, 7:1263-1273.
- [14] LOSSOUARN B, AUCEJO M, DEÜ J F. Multimodal vibration damping through a periodic array of piezoelectric patches connected to a passive network [C] // Proceedings of SPIE 9431, Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems 2015. Bellingham, WA: SPIE, 9431:94311A-1-94311A-14.
- [15] 李琳,易凯军. 压电网络板的机电耦合动力学特性[J]. 北 京航空航天大学学报,2014,40(7):873-880.



LI L,YI K J. Electromechanical coupled dynamic characteristics of the plate with piezoelectric network [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40 (7):873-880(in Chinese).

- [16] 李琳,李俊,易凯军.基于压电网络的四边固支板多阶共振抑制[J].北京航空航天大学学报,2015,41(11):1983-1993.
  LI L,LI J,YI K J. Multi-mode vibration suppression of clamped plates based on piezoelectric networks [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41 (11): 1983-1993(in Chinese).
- [17] 易凯军,李琳. 压电网络板的振动控制原理与控制效果
  [J].北京航空航天大学学报,2014,40(11):1629-1636.
  YI K J, LI L. Vibration-controlling mechanism and controlling effectiveness of plate with piezoelectric network [J]. Journal of

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40 (11):1629-1636(in Chinese).

- [18] RIORDAN R H S. Simulated inductors using differential amplifiers [J]. Electronics Letters, 1967, 3(2):50-51.
- [19] KIRANON W, PAWARANGKOON P. Floating inductance simulation based on current conveyors [J]. Electronics Letters, 1997, 33 (21):1748-1749.

#### 作者简介:

**李琳** 女,博士,教授。主要研究方向:航空发动机叶盘结构振动、流固耦合动力学、压电功能材料动力学特性。 Tel.:010-82313998 E-mail:feililin@buaa.edu.cn

Experimental research on vibration control of composite plate with piezoelectric networks

LI Lin\*, SONG Zhiqiang, YIN Shunhua, LI Chao

(Collaborative Innovation Center for Advanced Aero-Engine, School of Energy and Power Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The paper mainly studies the vibration control of the plate with piezoelectric network. After giving the dynamic equations of the plate with piezoelectric network based on the homogeneous assumption, we resolved the problem that the necessary inductance in the network is too large to be realized in practice. Two kinds of simulated inductance circuit are designed. The respective vibration control effect and characteristic of the composite plate with two kinds of piezoelectric network, that is, the network only with resistors and that with resistors and inductors, are compared experimentally. Experiments prove that the electromechanical coupling dynamic equations based on the homogeneous assumption can well predict the dynamic characteristics of the plate with piezoelectric network. The coupling relationship between electrical modes and mechanical vibration modes of piezoelectric composite plate is also verified. A suggestion for determining the optimal electrical parameters to have a good effect of vibration suppression is given, which can be used as a reference for practical design of the composite plate with piezoelectric network.

Key words: piezoelectric network; vibration control; experimental verification; electromechanical coupling; homogenization

St.

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82313998 E-mail: feililin@ buaa.edu.cn



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0502

## 带攻击角度约束的自适应终端滑模导引律



杨锁昌\*,张宽桥,陈鹏

(军械工程学院 导弹工程系,石家庄 050003)

**摘** 要:针对某些导弹在对目标进行打击时需要满足零脱靶量和攻击角度约束的要求,首先基于终端滑模控制和有限时间控制理论,改进了一种快速收敛的非奇异终端滑模函数,用于设计滑模面,结合自适应指数趋近律,提出了一种自适应非奇异终端滑模控制方法,解决了传统终端滑模控制中存在的奇异问题,并使状态变量在有限时间内快速收敛到平衡点。然后将所提方法用于导引律的设计,提出了一种带攻击角度约束的自适应非奇异和有限时间收敛导引律,实现了导弹对脱靶量和攻击角度约束的要求;采用有限时间控制理论对该导引律的收敛特性进行了分析,证明了制导系统状态的全局有限时间快速收敛特性。与传统的非奇异终端滑模导引律相比,本文所提导引律能够在更短的时间内以更小的脱靶量和更高精度的攻击角度对目标实施打击。最后进行了大量的对比仿真实验,仿真结果验证了所提导引律的

关 键 词:导引律;攻击角度约束;非奇异终端滑模控制;指数趋近律;有限时间收敛 中图分类号: V448; TJ765

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1566-09

在现代战争中,导弹发挥着越来越重要的作用,很多导弹(如反坦克导弹、反舰导弹等)在对目标进行精确打击时,不仅要准确地命中目标,还 要在击中目标时具有一定的攻击角度,以大大提 高战斗部的毁伤效能。因此,在设计导引律时,必 须考虑终端攻击角度约束的问题<sup>[1]</sup>。

带攻击角度约束的导引律研究经过了 40 多 年的发展,取得了一系列的研究成果。文献[2] 提出了一种带攻击角度约束的最优导引律,采用 强跟踪滤波器预测目标机动信息,但估计精度主 要依赖于滤波器的性能;文献[3]提出了一种用 于打击静止和慢速移动目标具有攻击角度约束的 导引律,将通过比例导引律估计的攻击角度与期 望攻击角度的误差反馈到制导指令中,修正角度 误差最终得到期望攻击角度。

由于滑模变结构控制在滑动模态对参数摄动

和外界干扰等具有不变性,因此广泛地应用于导 引律的设计之中,通过在滑模面内引入攻击角度 约束项,即可设计出带攻击角度约束的滑模导引 律。文献[4-5]选取包含弹目视线角速率和期望 视线角的线性滑模面,将目标运动视为有界干扰; 文献[6]在文献[4]的线性滑模面的基础上,选取 自适应指数趋近律来设计导引律,保证了到达条 件及良好的动态特性。

传统滑模控制方法设计的线性滑模面,在系统状态到达滑模面后,只能渐进趋近于平衡点,不 是有限时间收敛的;而终端滑模控制方法,能够实现系统状态的有限时间收敛,且比传统滑模控制 具有更好的收敛性能<sup>[7]</sup>。文献[8-11]采用传统 终端滑模面取代线性滑模面,设计了带攻击角度 约束的导引律,满足有限时间收敛特性,但是由于 控制指令中存在负指数项,会存在奇异问题。在

收稿日期: 2015-07-28; 录用日期: 2015-09-18; 网络出版时间: 2015-10-10 10:13

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151010.1013.001.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 0311-87994404 E-mail: yangsuochang\_jx@ sina. com

**引用格式:**杨锁昌,张宽桥,陈鹏.带攻击角度约束的自适应终端滑模导引律[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1566-1574. YANG S C, ZHANG K Q, CHEN P. Adaptive terminal sliding mode guidance law with impact angle constraint [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1566-1574 (in Chinese).

文献[9]中,通过在负指数项引入一个变量β,当 滑模面函数小于一定值时,设定β = 0,以避免出 现奇异问题,但降低了对期望视线角的跟踪精度, 过程较为繁琐。文献[11]采用幂次趋近律,导致 了系统状态离平衡点较远时,收敛速度较慢。

为了解决奇异问题,文献[12]提出了非奇异 终端滑模控制方法,不仅解决了终端滑模控制的奇 异性问题,还具有与终端滑模相似的特性,能够实 现系统状态的有限时间收敛;文献[13-14]基于非 奇异终端滑模控制方法,提出了带攻击角度约束的 非奇异终端滑模导引律,获得了良好的制导性能, 但采用等速趋近律,其收敛速度与开关项系数 ε 成 正比关系,增加 ε 会增大抖振现象。针对此问题, 文献[15]根据多模态滑模概念,设计分段切换函 数,提出了一种快速终端滑模控制方法,实现系统 状态全局快速收敛,但控制器形式较为繁琐。

为解决传统终端滑模导引律中存在的奇异问 题和文献[11]中系统收敛速度较慢的问题,本文 设计了一种快速收敛的非奇异终端滑模面,并对 传统指数趋近律进行了改进,引入了状态变量的 1 阶范数,能够根据系统状态距离平衡点的远近 自适应调整趋近速率,提高收敛速度;在此基础 上,提出了一种自适应非奇异终端滑模控制方法, 避免了非奇异问题,且提高了系统状态变量的全 局快速收敛性。将所提方法用于导引律的设计 中,进一步提出了一种带攻击角度约束的自适应 非奇异终端滑模导引律(ANTSMG),实现了导弹 对目标以期望攻击角度进行精确打击的作战要 求。针对文献[13-14]中可能存在的抖振问题,采 用高增益连续函数代替开关函数,大大削弱了抖 振现象。本文所设计的导引律可以用于攻击固 定、匀速运动和机动目标,适用范围广泛。从对比 仿真实验结果可以看出,与传统滑模导引律和非 奇异终端滑模导引律相比,本文所提导引律能够 以更短的时间、更小的脱靶量和更高精度的期望 攻击角度命中目标,验证了所提导引律的有效性 和优越性。

## 1 弹目相对运动方程

为了方便对导引律进行研究,在惯性坐标系 xOy中,建立导弹和目标在纵向平面内的相对运 动关系,如图1所示。图中:M和T分别表示导弹 和目标; $v_m$ 和 $v_i$ 分别为导弹和目标的速度; $\theta_m$ 和  $\theta_i$ 分别为导弹的弹道倾角和目标的航迹倾角; $a_m$ 和 $a_i$ 分别为导弹和目标的法向加速度;r为弹目 之间相对距离; $\lambda$ 为弹目视线角;规定所有角度逆



北航学

图 1 弹目相对运动关系

Fig. 1 Relationship of missile-to-target relative motion

时针方向为正,反之为负。

由图1可得弾目相对运动方程为  $\begin{cases}
\dot{r} = -v_{m}\cos(\lambda - \theta_{m}) + v_{t}\cos(\lambda - \theta_{t}) \\
r\dot{\lambda} = v_{m}\sin(\lambda - \theta_{m}) - v_{t}\sin(\lambda - \theta_{t}) \\
\eta 式(1) 两边求导,整理后可得
\end{cases}$ (1)

$$\ddot{\lambda} = \frac{-2\dot{r}\dot{\lambda}}{r} - \frac{a_{\rm m}\cos(\lambda - \theta_{\rm m})}{r} + \frac{a_{\rm tq}}{r}$$
(2)

式中: $a_{tq} = a_{t}\cos(q - \theta_{t})$ 为目标加速度在垂直于 弹目视线方向上的分量。在实际场景中,目标的 加速度信息很难获得,这里将 $a_{tq}$ 视为有界干扰, 可令 $|a_{tq}| \leq |a_{tmax}|, a_{tmax}$ 为目标最大加速度。

攻击角度表示弹目交战过程中导弹和目标的 速度矢量之间的夹角,即 $\theta_m - \theta_t$ 。攻击角度约束 问题可以转化为视线角约束问题<sup>[16]</sup>。

## 2 自适应非奇异终端滑模控制

为证明和分析方便,首先对有限时间收敛的 概念进行介绍。

针对如下非线性系统:

 $\dot{x} = f(x,t), f(0,t) = 0, x \in \mathbf{R}^{n}$  (3) 根据有限时间控制理论,有如下引理。

**引理 1**<sup>[17]</sup> 假定存在一个定义在原点的邻 域  $\hat{U} \subset U_0 \subset \mathbb{R}^n$  上的光滑函数 V(x),并且存在实 数 c > 0 和 0 <  $\alpha$  < 1,使得 V(x)在  $\hat{U}$  上是正定 的,且  $\dot{V}(x) + cV^{\alpha}(x)$ 在  $\hat{U}$  上半负定,则系统的原 点是有限时间稳定的。稳定时间由初值  $x(0) = x_0$  决定,其上界为

$$T_{x}(x_{0}) = \frac{V^{1-\alpha}(x_{0})}{c(1-\alpha)}$$
(4)

式中: $x_0$ 为原点某一开邻域中的任何一点。如果  $\hat{U} = \mathbf{R}^n$ ,并且 V(x)是径向无界的,则系统的原点 是全局有限时间稳定的。

引理 2<sup>[18]</sup> 如果存在光滑、正定函数 V(x),并

且存在实数 
$$\alpha$$
,  $\beta > 0, 0 < \gamma < 1$ ,满足如下不等式:  
 $\dot{V}(x) + \alpha V(x) + \beta V^{\gamma}(x) \leq 0$  (5)  
那么系统状态到达平衡点的时间为

$$T \leq \frac{1}{\alpha(1-\gamma)} \ln \frac{\alpha V^{1-\gamma}(x_0) + \beta}{\beta}$$
(6)

考虑如下非线性2阶系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x})u \end{cases}$$
(7)

式中: $x = [x_1, x_2]^{\mathsf{T}}$ ; f(x)和 b(x)为关于 x 的光滑 非线性函数,且  $b(x) \neq 0$ ;u 为控制输入;g(x)为 有界干扰,且 $|g(x)| \leq l_g$ ,  $l_g$ 为有界干扰的上界。

传统终端滑模控制在滑模面中引入非线性函数,以获得更好的收敛特性,其滑模面选取如下:  $s = x_2 + \beta x_1^{q/p}$  (8)

式中:β > 0;p 和 q 为正奇数,且 q < p。 设计控制器为

$$u = -b^{-1}(\boldsymbol{x}) \left[ f(\boldsymbol{x}) + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} x_2 + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right]$$
(9)

式中: $\eta > 0_{\circ}$ 

从式(9)中可看出,由于存在  $x_1^{q/p-1}x_2$  项,当  $x_1 = 0, x_2 \neq 0$ 时,会出现奇异问题。当滑模面函 数 s = 0时, $x_2 = -\beta x_1^{q/p-1}$ ,则  $x_1^{q/p-1}x_2 = -\beta x_1^{2q/p-1}$ , 若1 < p/q < 2,则可避免奇异问题。但是当  $s \neq 0$ 时即到达滑模面之前,并不能保证不出现  $x_1 = 0, x_2 \neq 0$ 的情况,如果出现,就会发生奇异问 题。文献[12]针对终端滑模控制的奇异问题,设 计了一种非奇异终端滑模面,从而避免了奇异问 题,滑模面切换的具体表达形式如下:

 $s = x_1 + \beta^{-1} x_2^{p/q}$  (10) 式中: $\beta > 0$ ; p和 q为正奇数,且 q 设计控制器为

$$u = -b^{-1}(\boldsymbol{x}) \left[ f(\boldsymbol{x}) + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} + (l_s + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right]$$
(11)

可以看出,采用式(10)的滑模面切换函数, 所得控制量不存在负幂次方,避免了奇异问题。

由式(10)可知,当系统状态到达滑模面时,有

$$\dot{x_1} = -\beta^{q/p} x_1^{q/p} \tag{12}$$

由式(12)可以看出,x<sub>1</sub>的指数项小于1,则系 统状态在远离平衡点区域内,其收敛速度相比线 性滑模面较为缓慢。为进一步提高系统趋近于平 衡点的收敛速度,本文设计了一种快速收敛的终 端滑模面切换函数:

$$s = x_1 + \alpha |x_1|^{\gamma} \operatorname{sgn}(x_1) + \beta^{-1} x_2^{p/q}$$
(13)

式中: $\alpha > 0$ ;  $\gamma > 1$ , 且 $\gamma > p/q_{\circ}$ 

为抑制抖振,减小系统状态到达滑模面的时间,改善系统性能,选取一种自适应指数趋近律:

$$\dot{s} = -\left(k + c \|\boldsymbol{x}\|_{1}\right) s - \frac{\varepsilon}{1 + c \|\boldsymbol{x}\|_{1}} \operatorname{sgn}(s)$$
(14)

式中: $\|\mathbf{x}\|_{1} = \sum_{i=1}^{r} |x_{i}|$ 为状态变量  $\mathbf{x}$  的 1 阶范数;k > 0;c > 0;c > 0;c > 0.

传统的指数趋近律  $s = -ks - \varepsilon sgn(s)$ ,其系 数  $k \ n \ \varepsilon$  是固定的,不能够随着系统状态的变化 而自适应地调整。本文所选趋近律式(14)引入 了系统状态变量的1阶范数,使得随着系统状态 距离平衡点的远近进行自适应地调整趋近速率。 式(14)中的第1项为指数趋近项,当 $\|x\|_1$ 很大 时,其趋近速率要大于传统的指数趋近律,从而能 够缩短到达滑模面的时间,并且第2项的等速趋 近项的系数远小于传统趋近律;当 $\|x\|_1$ 较小时, 通过增大系数 c 缩短滑模到达时间,并且能够减 小变结构项系数,大大削弱系统抖振;当 $\|x\|_1$ 趋 近于零时,所提自适应指数趋近律就变为了传统 的指数趋近律。

对于本文所设计滑模面式(13)和趋近律式(14),有如下定理。

**定理1** 对于非线性系统式(7),选取式(13)所示的滑模面,系统到达滑模面后,系统状态能够在有限时间收敛到平衡点,且收敛时间要小于传统非奇异终端滑模控制。

**证明** 当系统状态到达滑模面时,即 *s* = 0, 则由式(7)可得

$$\dot{x}_{1} = -\beta^{q/p} (x_{1} + \alpha | x_{1} |^{\gamma} \operatorname{sgn}(x_{1}))^{q/p} = -x_{1}^{q/p} [\beta(1 + \alpha | x_{1} |^{\gamma-1})]^{q/p}$$
(15)  

$$\mathrm{i} \mathfrak{F} \mathfrak{E}$$

为了方便证明,对终端滑模控制中相关时间 量进行定义。

**定义1** 系统状态从初始位置(*x*<sub>1</sub>(0),*x*<sub>2</sub>(0)) 到达滑模面的时间为*t*<sub>r</sub>,到达点坐标为(*x*<sub>1</sub>(*t*<sub>r</sub>), *x*<sub>2</sub>(*t*<sub>r</sub>))。

**定义2** 系统从到达点(x<sub>1</sub>(t<sub>r</sub>), x<sub>2</sub>(t<sub>r</sub>))沿滑 模面运动到平衡点(0,0)的时间为 t<sub>e</sub>。

由定义2可知, $x_1(t_c) = 0$ ,对式(15)两边求 积分得

$$\int_{x_{1}(t_{r})}^{x_{1}(t_{r})} \frac{\mathrm{d}\dot{x}_{1}}{x_{1}^{q/p}} = -\int_{0}^{t_{e}} \left[\beta(1+\alpha \mid x_{1} \mid \gamma^{-1})\right]^{q/p} \mathrm{d}t < -\int_{0}^{t_{e}} \beta^{q/p} \mathrm{d}t$$
(16)

则

$$t_{\rm c} < \beta^{-q/p} \frac{p}{p-q} |x_1(t_{\rm r})|^{\frac{p-q}{p}}$$
(17)

2016年

文献[7]给出了传统非奇异终端滑模控制  $t_{e}$ 的表达式:

$$t_{c} = \beta^{-q/p} \frac{p}{p-q} |x_{1}(t_{r})|^{\frac{p-q}{p}}$$
(18)

可以看出,系统状态能够在有限时间收敛到 平衡点,且本文设计的滑模面切换函数相比较传 统非奇异终端滑模面,其收敛时间更短。 证毕

**定理 2** 对于非线性系统式(7),选取式 (13)和式(14)所示的滑模面和趋近律,设计如下 控制器:

$$u = -b^{-1}(\mathbf{x}) \left[ f(\mathbf{x}) + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} (1 + \alpha \gamma |x_1|^{\gamma-1}) + (k + c ||\mathbf{x}||_1) s + l_g \operatorname{sgn}(s) + \frac{\varepsilon}{1 + c ||\mathbf{x}||_1} \operatorname{sgn}(s) \right]$$
(19)

则系统式(7)是有限时间收敛的。

证明

$$s\dot{s} = s(x_{2} + \alpha\gamma | x_{1} |^{\gamma-1}x_{2} + \beta^{-1} \frac{p}{q} x_{2}^{p/q-1} \dot{x}_{2}) = s\Big[ x(1 + \alpha\gamma | x_{1} |^{\gamma-1}) x_{2} + \beta^{-1} \frac{p}{q} x_{2}^{p/q-1} (f(x) + g(x) + b(x)u) \Big]$$
(20)

令
$$\rho(x_2) = \beta^{-1} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1}$$
,将式(19)代人式

(20)得

$$ss = \rho(x_2) \left[ g(\mathbf{x}) s - l_g | s | - \frac{\varepsilon}{1 + c ||\mathbf{x}||_1} | s | - (k + c ||\mathbf{x}||_1) s^2 \right]$$

$$(21)$$

当 
$$x_2 \neq 0$$
 时, $\rho(x) > 0$ ,则  
 $ss \in \rho(x_2) \left[ -\frac{\varepsilon}{1+c \|\mathbf{x}\|_1} |s| - (k+c \|\mathbf{x}\|_1) s^2 \right] \leq 0$ 

(22)

 $V = s^2$ 

式中:

满足滑模可达条件。

当 
$$x_2 = 0$$
 时,将式(19)代入式(7)得  
 $\dot{x}_2 = g(\mathbf{x}) - l_g \operatorname{sgn}(s) - \frac{\varepsilon}{1 + c \|\mathbf{x}\|_1} \operatorname{sgn}(s) - (k + c \|\mathbf{x}\|_1)s$ 
(23)

则有

$$\begin{cases} \dot{x}_{2} > \frac{\varepsilon}{1 + c \|\mathbf{x}\|_{1}} & s < 0\\ \dot{x}_{2} < -\frac{\varepsilon}{1 + c \|\mathbf{x}\|_{1}} & s > 0 \end{cases}$$
(24)

由式(20)可以看出, $s \neq 0, x_2 = 0$ 时, $x_2$ 不是 稳态,且在有限时间内 $x_2$ 将变为非零的状态,又 由式(22)可知,系统状态在有限时间内能够到达 滑模面,系统(7)是有限时间收敛的。 证毕

综上所述,本文所提自适应非奇异终端滑模

控制方法能够使系统状态在有限时间内收敛到滑 模面,并且到达滑模后,相比传统非奇异终端滑模 控制方法,能够以更短的时间收敛至平衡点。

## 3 带攻击角度约束的导引律设计

基于本文提出的自适应非奇异终端滑模控制 方法,设计滑模面为

$$s = e_1 + \alpha |e_1|^{\gamma} \operatorname{sgn}(e_1) + \beta^{-1} e_2^{p/q}$$
(25)

式中: $e_1 = \lambda - \lambda_d$ ; $e_2 = \dot{e}_1$ ; $\lambda_d$ 为期望的攻击角,假定为常数,则 $e_2 = \dot{\lambda}$ 。

选取如式(14)所示的自适应指数趋近律:

$$= -(k + c \|\boldsymbol{e}\|_{1})s - \frac{\varepsilon}{1 + c \|\boldsymbol{e}\|_{1}} \operatorname{sgn}(s)$$
(26)

 $\mathbf{\vec{x}} \mathbf{\hat{p}} : \|\boldsymbol{e}\|_{1} = |\boldsymbol{e}_{1}| + |\boldsymbol{e}_{2}| = |\boldsymbol{\lambda} - \boldsymbol{\lambda}_{d}| + |\dot{\boldsymbol{\lambda}}|_{\circ}$ 

根据所设计滑模面和趋近律,可设计如下所 示的带攻击角度约束的导引律:

$$a_{m} = \frac{1}{\cos(q - \theta_{m})} \Big[ -2ie_{2} + \beta r \frac{q}{p} e_{2}^{2 - \frac{p}{q}} (1 + \alpha \gamma |e_{1}|^{\gamma - 1}) + \frac{\varepsilon}{1 + c \|e\|_{1}} \operatorname{sgn}(s) + (k + c \|e\|_{1})s \Big]$$
(27)

**定理3** 对于式(1)和式(2)所描述的弹目 相对运动非线性方程,设计如式(27)所示的导引 律,系统状态能够有限时间收敛到滑模面,弹目视 线角跟踪误差 e<sub>1</sub>和视线角速率 e<sub>2</sub> 能够在有限时 间内收敛到零,且不会出现奇异问题。

证明 根据系统状态运动的 2 个阶段进行 分析。

 1)滑模到达阶段。系统状态在趋近律作用 下,趋近于滑模面的过程。

选取如下 Lyapunov 函数:

对式(28)两边求导,并将式(25)代入得

$$F = 2s\dot{s} = 2s\left[e_{2} + \alpha\gamma |e_{1}|^{\gamma-1}e_{2} + \beta^{-1}\frac{p}{q}e_{2}^{p/q-1} \cdot \left(\frac{-2\dot{r}e_{2}}{r} - \frac{a_{m}\cos(\lambda - \theta_{m})}{r} + \frac{a_{1q}}{r}\right)\right]$$
(29)

将式(27)代入式(29)中得

$$\dot{V} = \frac{2p}{r\beta q} e_2^{p/q-1} s \left[ a_{iq} - \frac{\varepsilon}{1 + c \|\boldsymbol{e}\|_1} \operatorname{sgn}(s) - (k + c \|\boldsymbol{e}\|_1) s \right]$$
(30)

对于固定或者匀速运动的目标,此时  $a_1 = a_{1q} = 0$ ,则式(30)可变换为如下形式:  $\dot{V} = -2\rho_1 |s| - 2\rho_2 s^2 = -2\rho_1 V^{1/2} - 2\rho_2 V$  (31)

$$\begin{cases} \rho_{1} = \frac{p\varepsilon}{r\beta q (1 + c || \boldsymbol{e} ||_{1})} e_{2}^{p/q-1} \\ \rho_{2} = \frac{p(k + c || \boldsymbol{e} ||_{1})}{r\beta q} e_{2}^{p/q-1} \end{cases}$$
(32)

显然, $\rho_1$ , $\rho_2 \ge 0$ ,由引理1可知,系统状态是 有限时间收敛的,由引理2可知,系统状态收敛到 滑模面 s = 0的时间为

$$t_{\rm r} = \frac{1}{\rho_2} \ln \frac{\rho_2 |s(0)| + \rho_1}{\rho_1}$$
(33)

式中: $e_2 \neq 0$ ;s(0)为s的初值。

下面对 e<sub>2</sub> = 0 的情况进行讨论,将式(27)代 入式(2)得

$$\dot{e}_{2} = \left[\frac{\varepsilon}{1+c\|\boldsymbol{e}\|_{1}}\operatorname{sgn}(s) + (k+c\|\boldsymbol{e}\|_{1})s\right]/r \neq 0$$
(34)

从式(34)可以看出, e<sub>2</sub> = 0 不是一个稳定状态,因此,系统状态能够在有限时间收敛到滑模面。

对于机动目标,即 $a_i \neq 0$ ,式(30)可表述为如下形式:

$$\dot{V} \leq \frac{2p}{r\beta q} e_2^{p/q-1} \left[ -\left(\frac{\varepsilon}{1+c \|\boldsymbol{e}\|_1} - \|\boldsymbol{a}_{tq}\|\right) \|\boldsymbol{s}\| - (k+c \|\boldsymbol{e}\|_1) s^2 \right]$$
(35)

如果  $\frac{\varepsilon}{1+c \|e\|_1} - |a_{iq}| \ge 0$ , 且  $e_2 \ne 0$ , 则 式(35) 具有与式(31) 类似的形式, 因此可以保证 系统有限时间收敛。考虑  $e_2 = 0$  的情况, 将式 (27) 代入式(2) 得

$$\dot{e}_{2} = \left[\frac{\varepsilon}{1+c\|\boldsymbol{e}\|_{1}}\operatorname{sgn}(s) + (k+c\|\boldsymbol{e}\|_{1})s - a_{uq}\right]/r \neq 0$$
(36)

同理, e<sub>2</sub>=0 不是一个稳定状态, 系统状态能够在有限时间收敛到滑模面。

2)沿滑模面运动阶段。系统状态到达滑模面后,沿滑模面趋近于平衡点的过程。

下面对系统状态到达滑模面后的运动状态进行讨论,此时 s = 0,代入式(25)得

 $s = e_{1} + \alpha |e_{1}|^{\gamma} \operatorname{sgn}(e_{1}) + \beta^{-1} e_{2}^{p/q} = 0$  (37) 由定理 1 可知,系统状态能够在有限时 间收敛到平衡点,且收敛时间满足  $t_{c} < \beta^{q/p} \cdot \frac{p}{p-q} |e_{1}(t_{r})|^{\frac{p-q}{p}}$ 。

综上,本文所设计导引律能够使系统状态在 有限时间收敛到滑模面,弹目视线角跟踪误差 e<sub>1</sub> 和视线角速率 e<sub>2</sub> 能够在有限时间内收敛到零,且 不会出现奇异问题。 **证毕** 

本文所设计导引律满足系统状态的有限时间

快速收敛特性,但导引律式(27)中存在变结构 项,会出现抖振现象。针对抖振问题,可以采用高 增益连续函数  $s/(|s|+\delta)$  代替符号函数 sgn(s),则导引律的形式可以改进为

$$u_{m} = \frac{1}{\cos(\lambda - \theta_{m})} \Big[ -2\dot{r}e_{2} + \beta r \frac{q}{p} e_{2}^{2 - \frac{p}{q}} (1 + \alpha \gamma | e_{1} |^{\gamma - 1}) + \frac{\varepsilon}{1 + c \| e \|_{1}} \cdot \frac{s}{|s| + \delta} + (k + c \| e \|_{1}) s \Big]$$
(38)

式中:δ>0,为一较小数,一般称为边界厚度,也称 为消颤因子。

由式(38)可以看出,δ与制导控制指令的大小 成反比关系,较小的δ能够增强控制效果,但是取值 过小会增大抖振。因此,需要根据实际情况选取适 当的δ值,达到消弱抖振的同时不影响控制效果。

## 4 仿真分析

本节基于弹道仿真,对本文所提带攻击角度 约束的导引律的制导性能进行仿真验证与分析。 在惯性坐标系下,设定导弹的初始位置为坐标原 点,即(0,0)m,导弹的速度 $v_{\rm m}$  = 180 m/s,目标的 初始位置为(2000,0)m,运动中目标的速度 $v_{\rm t}$  = 20 m/s,设导弹的初始弹道倾角为 $\theta_{\rm m0}$ ,目标运动 时的初始航迹倾角为 $\theta_{\rm t0}$ 。ANTSMG的相关制导 参数设置如下: $\alpha$  = 1, $\beta$  = 0.5, $\gamma$  = 3,p = 5,q = 3,  $\varepsilon$  = k = 100,c = 5, $\delta$  = 0.001。

为了对比分析所提导引律的制导效果,更全 面地考察导引律的制导性能,在仿真实例中引入 文献[13]所提的带攻击角度约束的非奇异终端 滑模导引律(NTSMG),其具体表达形式如下:

$$a_{\rm m} = \frac{-2\dot{r}e_2 + r\beta \frac{q}{p}e_2^{2-\frac{p}{q}} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s)}{\cos(\lambda - \theta_{\rm m})}$$
(39)

式中:滑模面切换函数  $s = e_1 + \beta^{-1} e_2^{p/q}$ 。相关参数 设置为: $\beta = 0.2$ , p = 5, q = 3,  $\varepsilon = 100$ 。

为了验证所提导引律的收敛特性和抑制扰动 方面的性能,文献[6]所提带攻击角度约束的传 统滑模导引律(SMG),其表达形式如下:

$$a_{\rm m} = \frac{1}{k_1 \cos(\lambda - \theta_{\rm m})} \left[ (k_2 + k_1 k_3 + 2k_1) v_{\rm m} e_2 + \varepsilon_{\rm sgn}(s) + \frac{k_2 v_{\rm m}^2 (k_3 + 1) e_1}{r} \right]$$
(40)

式中:滑模面切换函数  $s = k_1 e_2 + k_2 v_m e_1 / r_o$  且采用指数趋近律,相关参数设置为  $k_1 = k_2 = k_3 = 1, \varepsilon = 20_o$ 

根据所打击目标不同的运动状态,设计3个 仿真场景进行仿真实验分析。

1)场景1。打击固定目标, $\theta_{m0} = 0^{\circ}$ , $\lambda_{d} = 90^{\circ}$ ,  $v_{t} = 0 \text{ m/s}, a_{t} = 0 \text{ m/s}^{2}$ ,仿真实验结果如图2所示。





面的速度。从图 2(c)和图 2(d)中可以看出,在 ANTSMG 的作用下,在最后 1s 左右弹目视线角  $\lambda$ 和弹目视线角速率 λ 已经严格收敛到 - 60°和 0, 因此导弹在制导末端有一段近乎直线的飞行轨 迹,既可以保证导弹的稳定性,又有助于提高打击 精度;在 NTSMG的作用下,  $\lambda$  和  $\lambda$  分别收敛到区 间 - 59.4° <  $\lambda$  < - 59.0° 和 - 0.4 <  $\dot{\lambda}$  < - 0.3;在 SMG 的作用下, $\lambda$  和  $\lambda$  分别收敛到区间 – 55.9° <  $\lambda$  < -55.0°和 -6.8 <  $\dot{\lambda}$  < -6.4。 NTSMG 和 SMG 虽不能使 $\lambda$ 严格收敛到期望攻击角度 – 60°, 但由 于采用了终端滑模面, NTSMG 在到达滑模面后,  $\lambda$ 收敛到-60°的速度明显较 SMG 更快,且更接近于 -60°,体现了终端滑模面的有限时间收敛特性;另 外,由图2(c)还可以看出,由于本文采用快速收敛 的非奇异终端滑模面,λ 收敛到 - 60°的速度明显 较 NTSMG 更快;由图 2(d)可以看出,在 NTSMG 和 SMG 作用下,视线角速率曲线有抖振现象出现,并 且 SMG 曲线抖振现象更为严重, 而在 ANTSMG 作 用下,弹目视线角速率曲线比较光滑。

导弹在 ANTSMG、NTSMG 和 SMG 3 种导引律 作用下,其攻击时间和脱靶量分别为:11.72 s, 0.08 m;12.23 s,0.22 m;12.41 s,0.41 m。相比后 两者,ANTSMG 在攻击时间上分别减少了0.51 s 和0.69 s,在脱靶量方面降低了0.14 m 和0.33 m。

对于固定目标,根据导弹初始弹道倾角和攻击角度约束的不同,还进行了 5 种情形的仿真:  $\theta_{m0}$ 分别取 30°和 60°, $\lambda_d = -60°$ ; $\theta_{m0}$ 分别取 0°、 30°和 60°, $\lambda_d = -75°$ 。由于篇幅有限,这里只给 出 ANTSMG、NTSMG 和 SMG 在这 5 种情形下的 攻击时间、脱靶量和攻击角度偏差的结果,如表 1 所示。可以看出,ANTSMG 在攻击时间、脱靶量 和攻击角度偏差方面要优于另外 2 种导引律。

2)场景 2。打击匀速运动目标, $\theta_{m0} = 0^\circ$ ,  $\lambda_a = -60^\circ$ , $v_i = 15 \text{ m/s}^2$ , $a_i = 0 \text{ m/s}$ , $\theta_{i0} = 120^\circ$ ,仿真 实验结果如图 3 所示。在 ANTSMG 的作用下, *s*和  $\lambda$ 均能严格收敛到 0 和 - 60°;在 NTSMG 作用下, *s*和 $\lambda$  只能分别收敛到 |*s*| < 0.05, -59.3° <  $\lambda$  < -59.0°;在 SMG 的作用下, *s*和  $\lambda$  只能分别收敛到 |*s*| < 0.01, -56.7° <  $\lambda$  < -56.0°,且前者较后 两者收敛速度更快,时间更短。

在 ANTSMG、NTSMG 和 SMG 3 种导引律作用下,攻击时间和脱靶量分别为:11.11 s,0.25 m; 11.38 s,0.83 m;11.42 s,1.24 m。因此,相比 NTSMG和 SMG,ANTSMG 方法在攻击时间上分别 减少了 0.27 s 和 0.31 s,在脱靶量方面分别降低 了 0.58 m 和 0.99 m。





从图 2(a)可以看出,3 种导引律都是通过提 升弹道的方式对目标进行打击,以获得期望的攻 击角度;导弹在 ANTSMG 的作用下,弹道高度最 低、路径较短,能够有效减少攻击时间,并且在制 导末端 ANTSMG 的弹道曲率较大,导弹将以较大 的攻击角度命中目标。由图 2(b)可以看出,在 3 种导引律的作用下,滑模面 s 均能在有限时间 内收敛到零,且在 ANTSMG 和 SMG 作用下,相比 NTSMG 系统状态能够较早地到达滑模面,这主要 由于前两者采用了指数趋近律,加快了到达滑模



2016 年

表 1 打击固定目标仿真实验结果 Table 1 Simulation experimental results of

attacking fixed target

导引律	攻击时间/s	脱靶量/m	攻击角度偏差/(°)
	12.01	0.51	0.01
	12.17	0.25	0.01
ANTSMG	12.29	0.43	0.01
	12.30	0.37	0.04
	12.45	0.50	0.10
	12.31	0.58	0.20
	12.50	0.29	0.10
NTSMG	12.44	0.57	1.50
	12.51	0.89	0.30
	12.71	0.87	0.50
	12.85	0.34	3.40
	13.59	0.61	1.60
SMG	13.05	0.58	2.80
	13.71	0.84	0.80
	14.69	0.51	2.30







针对匀速运动目标,还进行了以下 2 种情形的仿真: $\lambda_{d}$  = -60°, $\theta_{m0}$ 分别取 30°和 60°。这里只给出 3 种导引律作用下的攻击时间、脱靶量和攻击角度偏差的实验结果,如表 2 所示。可以看出,对于目标运动带来的扰动,ANTSMG 和 NTSMG 的制导性能变化不大,体现了良好的抗扰动能力。

表 2 打击匀速运动目标仿真实验结果 Table 2 Simulation experimental results of attacking

constant	speed	target
----------	-------	--------

导引律	攻击时间/s	脱靶量/m	攻击角度偏差/(°)	
ANTSMG	11.26	0.12	0.08	
	11.40	0.31	0.01	
NTSMG	11.60	0.34	0.30	
	11.76	0.28	0.20	
SMC	12.07	0.97	3.90	
SMG	12.77	0.62	2.50	

3)场景 3。打击机动目标, $\theta_{m0} = 0^{\circ}$ , $\lambda_{d} = -60^{\circ}$ , $v_{t} = -15$  m/s, $a_{t} = 10\cos t$  m/s<sup>2</sup>, $\theta_{t0} = 120^{\circ}$ 。 仿真实验结果如图 4 所示,为节省篇幅,滑模面曲 线未给出。可以看出,在 ANTSMG 的作用下,*s* 和  $\lambda$ 均能严格收敛到|*s*| < 0.01 和 - 60°;在 NTSMG 和 SMG 的作用下,*s* 和  $\lambda$  分别收敛到|*s*| < 0.1、 -58.1° <  $\lambda$  < -57.4°和|*s*| < 0.03、 -54.3° <  $\lambda$  < -53.0°。说明相比非有限时间收敛的 SMG,具有 有限时间收敛特性的 ANTSMG 和 NTSMG 对未知 的目标机动这一干扰有着很好的抑制作用。

在 ANTSMG、NTSMG 和 SMG 3 种导引律作用 下,攻击时间和脱靶量分别为:11.24 s,0.32 m; 11.55 s,0.94 m;11.63 s,1.36 m。相比 NTSMG 和 SMG, ANTSMG 方法在攻击时间上分别减少了 0.31 s和 0.39 s,在脱靶量方面分别降低了 0.62 m 和 1.04 m。

针对机动目标,还对 *a*<sub>1</sub> = 5 m/s<sup>2</sup> 其他条件不 变的情形进行了仿真,ANTSMG、NTSMG 和 SMG 3 种导引律的攻击时间、脱靶量和攻击角度偏差 分别为:11.84 s,0.12 m,0.01°;12.14 s,0.39 m, 1.10°;12.20 s,0.67 m,4.60°。

由以上 3 种场景的仿真结果可以看出,相比 NTSMG 和 SMG,本文所设计的导引律在攻击时间、 脱靶量和攻击角度偏差是减小的,在攻击时间方面 分别降低了 0.21 ~ 0.36 s 和 0.31 ~ 2.24 s;在脱靶 量方面分别减小了 - 0.03 ~ 0.52 m 和 - 0.17 ~ 0.99 m;攻击角度偏差下降了 0.1°~1.5°和 0.5°~ 4.6°。这在实际作战中是很有意义的,更短的攻击 时间和更小的脱靶量能够满足快速精确命中目标 的要求,更大的攻击角度能够有效提高战斗部的毁 伤效能。从仿真结果还可以看出,ANTSMG 全局收



图 4 场景 3 的仿真实验结果 Fig. 4 Simulation experimental results of situation 3

敛时间要明显快于 NTSMG 和 SMG,验证了所选取 的非奇异终端滑模面和指数趋近律能够有效提高 系统状态的全局快速收敛性。通过上述仿真实验, 验证了所设计导引律的有效性。

## 5 结 论

本文基于终端滑模控制和有限时间控制理 论,设计了带攻击角度约束的自适应非奇异终端 滑模导引律,通过理论分析和大量仿真实验验证, 可以得出以下结论:

1)采用快速收敛的非奇异终端滑模面,在不存在奇异问题的情况下,能够实现制导系统状态 在有限时间内严格收敛的平衡点,且比传统非奇 异终端滑模控制的收敛速度更快,选取自适应指 数趋近律,能够根据系统状态距平衡点的远近自 适应增大趋近速率,同时减小变结构项系数,实现 系统状态全局有限时间快速收敛的同时有效削弱 了抖振。

 2)所设计导引律相比非奇异终端滑模导引 律和线性滑模导引律,具有更高的命中精度和更 小的攻击角度跟踪误差,以及更短的攻击时间。

 3)本文所设计导引律不需要任何近似处理, 形式较为简单,易于工程实现。 由于制导参数的选择对导引律的性能影响很 大,后续的研究可以考虑如何对制导参数进行优 化并考虑自动驾驶仪的动态特性。

北航学报

#### 参考文献 (References)

[1] 蔡洪,胡正东,曹渊.具有终端角度约束的导引律综述[J]. 宇航学报,2010,31(2):315-323.

CAI H, HU Z D, CAO Y. A survey of guidance law with terminal impact angle constraints[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(2):315-323(in Chinese).

- [2] SONG T, SHIN S, CHO H. Impact angle control for planar engagements [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(4):1439-1444.
- [3] LEE C H, KIM T H, TAHK M J. Interception angle control guidance using proportional navigation with error feedback[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36 (5): 1556-1561.
- [4] SONG J M, ZHANG T Q. Passive homing missile's variable structure proportional navigation with terminal angular constraint
   [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2001, 14(2):83-87.
- [5] ZHOU D, QU P P, SUN S. A guidance law with terminal impact angle constraint accounting for missile autopilot[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2013, 135 (5):051009.
- [6] 吴鹏,杨明.带终端攻击角度约束的变结构制导律[J].固体火箭技术,2008,31(2):116-120.
  WU P,YANG M. Variable structure guidance law with terminal attack angle constraint[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2008,31(2):116-120(in Chinese).
- [7] 穆朝絮,余星火,孙长银.非奇异终端滑模控制系统相轨迹和暂态分析[J].自动化学报,2013,39(6):902-908.
  MUCX,YUXH,SUNCY. Phase trajectory and transient analysis for nonsingular terminal sliding mode control systems
  [J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(6):902-908(in Chinese).
- [8] ZHOU D, SUN S, TEO K L. Guidance law with finite time convergence [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2009,32(6):1838-1846.
- [9] KUMAR S R, RAO S, GHOSE D. Sliding-mode guidance and control for all-aspect interceptors with terminal angle constraints
   [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2012, 35 (4):1230-1246.
- [10] ZHANG Y X, SUN M W, CHEN Z Q. Finite-time convergent guidance law with impact angle constraint based on slidingmode control[J]. Nonlinear Dynamics, 2012, 7(3):619-625.
- [11] 张运喜,孙明玮,陈增强.滑模变结构有限时间收敛制导律
  [J].控制理论与应用,2012,29(11):1413-1418.
  ZHANG Y X, SUN M W, CHEN Z Q. Sliding mode variable structure finite-time convergence guidance law[J]. Control Theory & Applications,2012,29(11):1413-1418(in Chinese).
- [12] FENG Y, YU X H, MAN Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. Automatica, 2002, 38 (12):2159-2167.
- [13] ZHOU H B, SONG S M, XU M Y, et al. Design of terminal slid-



ing-mode guidance law with attack angle constraint[C] // 25th Chinese Control and Decision Conference. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2013:556-560.

- [14] KUMAR S R, RAO S, GHOSE D. Nonsingular terminal sliding mode guidance with impact angle constraints [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(4):1114-1130.
- [15] 赵霞,姜玉宪,吴云洁,等.基于多模态滑模的快速非奇异 终端滑模控制[J].北京航空航天大学学报,2011,37(1): 110-113.

ZHAO X, JIANG Y X, WU Y J, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode control based on multi-sliding-mode [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37 (1):110-113(in Chinese).

[16] 刁兆师,单家元.带末端攻击角约束连续有限时间稳定制导律[J]. 宇航学报,2014,35(10):1141-1149.

DIAO Z S, SHAN J Y. Continuous finite-time stabilization guidance law for terminal impact angle constrainted flight trajectory [J]. Journal of Astronautics, 2014, 35 (10):1141-1149 (in

- [17] HONG Y G. Finite-time stabilization and stabilizability of a class of controllable systems [J]. Systems & Control Letters, 2002,46(4):231-236.
- [18] YU S H, YU X H, SHIRINZADEH B Y, et al. Continuous finite-time control for robotics manipulators with terminal sliding mode[J]. Automatica, 2005, 41(11):1957-1964.

#### 作者简介:

Chinese).

杨锁昌 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:精确制导理论与技术。

Tel. : 0311-87994404

E-mail: yangsuochang\_jx@ sina. com

**张宽桥** 男,博士研究生。主要研究方向:精确制导理论与 技术。

Tel.: 15373958819

E-mail: zkuanqiao@163.com

## Adaptive terminal sliding mode guidance law with impact angle constraint

YANG Suochang\*, ZHANG Kuanqiao, CHEN Peng

(Department of Missile Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: Aimed at the requirement of zero miss-distance and terminal impact angle constraint for some missiles attacking the targets, an adaptive nonsingular terminal sliding mode control algorithm based on the theories of terminal sliding mode control and finite-time control is proposed first. The algorithm avoids the singularity of terminal sliding mode control, and makes the state variables achieve the equilibrium point by improving a fast nonsingular terminal sliding mode function to construct the sliding mode surface, and employing an adaptive exponential reaching law. Then the algorithm is utilized to design the guidance law, and an adaptive nonsingular and finite-time convergent guidance law with impact angle constraint is proposed. Realizing the requirement of miss distance and attack angle of the missiles. Finite-time control theory is used to analyze the convergence of the guidance law, and proves the fast and finite-time convergence of guidance system states during the whole process. Compared with conventional nonsingular terminal sliding mode guidance law, the targets with less miss-distance and higher precision of expected impact angle in a shorter time. A large number of simulation experiments verify the validity of the proposed law.

Key words: guidance law; impact angle constraint; nonsingular terminal sliding mode control; exponential reaching law; finite-time convergence

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 0311-87994404 E-mail: yangsuochang\_jx@ sina. com

<u> 化航学报</u> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0531



大功率电推进电源处理单元技术

李峰1,康庆1.2.\*,邢杰1.2,李雅琳1.2

(1. 中国空间技术研究院 通信卫星事业部,北京 100094; 2. 空间电源系统技术创新联合实验室,北京 100094)

摘 要: 电推进作为一种先进的推进技术,其发射质量轻、比冲高,可以降低发射成本。高压电源是电源处理单元(PPU)的主要功率来源,是大功率、高效 PPU 设计的重点。新型电力电子技术的应用,将对未来地球同步轨道(GEO)通信卫星和深空探测的发展产生重要影响。本文以5kW等级 PPU 为研究对象,主要介绍大功率电推进技术的现状与发展,从电力电子的拓扑、器件和控制方法 3 个角度分析了大功率、高效 PPU 技术发展的特点与前景,为中国研制大功率 PPU 高压电源提供参考。

关键 词:航天器;电推进;电源处理单元(PPU);高压电源;软开关
 中图分类号:TM919
 文献标识码:A
 文章编号:1001-5965(2016)08-1575-09

推进系统作为航天器的一个子系统,其功能 在于为航天器轨道转移、位置保持提供推力,为姿 态控制提供力矩。根据能量来源和转换方式的不 同,推进主要可分为化学推进、电推进、核推进、动 量转换推进和无工质推进等。推进剂携带量和有 效比冲是推进系统的重要指标,制约着航天器的 寿命。

与传统化学推进相比,电推进具备高比冲、可 长时间工作的特点,可大幅减少推进工质质量,对 于长寿命、大功率通信卫星和深空探测等飞行总冲 量需求大的任务,是非常有前途的推进方式<sup>[1]</sup>。

目前,较为成熟的3种常见电推进方式有:电 弧电推进、离子电推进和霍尔电推进。电弧电推 进相对比较简单,可靠性较高,但其比冲比较低, 因而在轨飞行数量较少。霍尔电推进和离子电推 进具有比冲高、寿命长、效率高和综合性能好等优 点,是目前国际上通信卫星和深空探测最广泛使 用的两类推力器<sup>[24]</sup>。

典型的电推进系统由电源处理单元(Power Processing Unit, PPU)、推力器和贮供系统组

成<sup>[5]</sup>。PPU的技术指标取决于推力器,PPU电压 范围从 350 V(霍尔推力器)到 1.9 kV(大功率离 子推力器),功率范围从数百瓦(SMART-1、Alpha-Sat、GOCE)到 3~6.5 kW(AlphaBus HPEPS 大功 率推力器、BepiColombo)<sup>[6]</sup>。

随着大功率电推进系统的发展,PPU的功率 等级越来越高,高效、高功率密度成为 PPU 发展 的方向。本文以 5 kW 功率等级 PPU 为研究对 象,介绍国内外的电推进技术发展情况,重点针对 大功率、高效 PPU 高压电源进行介绍,从电力电 子技术的拓扑、器件和控制方法 3 个角度分析 PPU 未来的发展趋势与难点。

## 1 PPU 简介

PPU 是电推进系统的主要组成部分,其功能 是将航天器的母线电压转换为推力器启动、工作 所需的各种电压和电流。同时,具备故障保护与 恢复功能,可以接收上位机指令执行开关机动作, 并可将 PPU 运行数据以遥测的形式发送给上 位机。

引用格式:李峰,康庆,邢杰,等.大功率电推进电源处理单元技术[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1575-1583. LIF, KANG Q, XING J, et al. Technology for power processing unit used in high power electric propulsion [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1575-1583 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-17; 录用日期: 2015-11-20; 网络出版时间: 2016-01-21 15:47

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160121.1547.005.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-68117127 E-mail: jenny1115@163.com



2016 年

典型的离子 PPU 由屏栅电源(Beam Supply, BS)、加速电源、阳极电源、阴极加热电源、阴极点 火电源、中加热电源、中触持极电源以及中点电源 组成。其中,屏栅电源输出功率占总功率的 80% 以上,输出稳态工作电压在 1000 V 以上。典型的 霍尔 PPU 由阳极电源、励磁电源、加热电源和点 火脉冲电源组成。其中,阳极电源输出功率占总 功率的 90% 以上,稳态工作电压在 300 V 以上。 因此,屏栅电源和阳极电源的设计分别成为高压 大功率离子 PPU 和霍尔 PPU 设计的关键和核心。

## 2 国内外研究现状

#### 2.1 国外研究现状

国外先进的卫星平台已经广泛使用电推进技术。美国波音公司的BSS-601HP平台采用XIPS-13 作为电推进系统、BSS-702平台采用XIPS-25 作 为电推进系统,日本NASDA公司的ETS系列平台 配备了IES-12离子电推进系统,ALENIA SPAZIO 公司ARTEIS卫星配备了UK-10、RIT-10离子电推 进系统,欧洲泰雷兹-阿雷尼亚公司的Spacebus 4000平台、Astrium公司的Eurostar 3000平台和劳 拉公司的LS1300平台装备了基于SPT-100的电推 进系统,欧洲预研卫星AlphaBus平台和Luxor平台 均采用了电推进系统<sup>[78]</sup>。可见,电推进系统已成 为衡量一个卫星平台是否先进的重要指标,其在卫 星平台上的应用已成为一种必然趋势。

随着技术的发展,电推进不仅应用在航天器 南北位置保持、东西位置保持中,而且具备轨道转 移、姿态控制和动量轮卸载能力。目前,国际上已 有型号任务支持的 5 kW 等级 PPU 研制情况如 表1所示。 表 1 PPU 研究现状

Table 1	Current status	s of research	on PPU
指标	BPT-4000	XIPS-25	T6
最大功率/kW	4.5	4.5	4.6
PPU 质量/kg	12.5	21.3	23
PPU 效率/%	92	91 ~ 93	92 ~ 95
制造商	Aerojet Rocketdyne	L-3	Astrium Crisa
输入电压/V	68 ~74	$95 \sim 100$	95 ~ 105
飞行经历	AEHF (6 颗)	HS702 (许多)	水星计划 (2018)

#### 2.1.1 BPT-4000 霍尔电推进系统

国外大中型高轨通信地球同步轨道(Geostationary Earth Orbit,GEO)卫星平台广泛配置高性能霍尔电推进系统,实现轨道提升和在轨位置保持等任务,极大地增加GEO卫星平台的载干比。目前,GEO卫星平台采用霍尔电推进系统的包括:美国的A2100M、LS1300;俄罗斯的MSS-2500、UPS以及US-KMO;欧洲的Eurostar 3000、Spacebus 4000和AlphaBus。

基于 A2100M 平台的美国新一代先进极高频 军用通信卫星 AEHF 率先使用 5 kW 多模式霍尔电 推进系统完成部分轨道提升和在轨位置保持,为平 台减轻了 908 kg 的质量。AEHF 卫星发射后,远地 点发动机未能工作,最终由霍尔电推进系统进行大 部分的轨道提升,拯救了超过 20 亿美元的卫星<sup>[9]</sup>。

BPT-4000 配套 PPU 由洛克希德·马丁和 Aerojet Rocketdyne 公司在 1.5 kW PPU 的技术基 础上进行研制。BPT-4000 使用的 PPU 主要由电 磁干扰(EMI)滤波模块、加热点火电磁铁(HKM) 集成电源模块、阳极电源模块、辅助电源模块、输 出滤波模块、流量控制电子设备、电磁阀驱动器以 及遥控/遥测 L/O 接口等组成,结构框图如图 1 所 示<sup>[10]</sup>。图中:Xe 为氙气;XFC 为氙流量控制器。



Fig. 1 Structure diagram of PPU for BPT-4000<sup>[10]</sup>

阳极电源功率为5kW,由2个2.25kW的电 源模块并联组成,每个电源模块功率变换电路中 均采用电流反馈技术提高其抗单粒子翻转的扰动 能力。EMI滤波模块用于滤除从母线到 PPU 的 差模和共模干扰,而输出滤波模块主要用于抑制 霍尔推力器工作时等离子体振荡对 PPU 的噪声 干扰。

HKM 集成电源模块包括触持极、空心阴极加 热器和推力器磁线圈等多路电源输出。其中,空 心阴极加热器和推力器磁线圈电流具有 16 级调 整能力。HKM 的多路输出设计比多个独立电源 所需元器件数量大大减少。PPU 内部的数字逻辑 电源由辅助电源模块提供。

2.1.2 XIPS-25 离子电推进系统

2012年,美国波音公司获得4颗 BSS-702SP 全电推卫星的商业定单。其中,ABS-3A和 SATMEX-7卫星已于2015年3月2日发射升空。 BSS-702SP采用XIPS-25离子电推进系统实现全 部轨道转移和位置保持任务,取消了化学推进 系统。

XIPS-25 包含 2 个全冗余的子系统,每个子 系统都由 PPU、贮供系统和 2 台离子推力器组成。 XIPS-25 支持卫星的轨道转移、姿态控制、南北位 置保持、东西位置保持、动量轮卸载以及寿命末期 的离轨等任务。

XIPS-25 可工作在 2 种功率模式。大功率模 式下, PPU 提供 4.5 kW 功率, 屏栅电源工作在 1.2 kV/3A。此时, 推力器产生 165 mN 推力, 比冲 *I*<sub>sp</sub>为 3 500 s。大功率模式仅用于入轨阶段。大功 率模式的连续工作时间可达 500 ~ 1 000 h。小功 率模式下, 推力器输入功率为 2.2 kW, 用于位置 保持。推力器产生 79 mN 推力, *I*<sub>sp</sub>为 3 400 s。

XIPS-25 的 PPU 由 7 个独立电源组成。电源 处理器输入母线电压为 100 V,功能包含:给推力 器提供可调电压、启动时序、故障保护和清除电路 以及推力器和离子电源控制器(XIPS Power Controller, XPC)遥测。

2.1.3 T6 离子电推进系统

1992年,欧洲首次在空间任务中使用电推进,之后出现了多种电推进概念。欧洲最近一次成功应用电推进是在 2009 年发射的 GOCE 卫星上,采用 QinetiQ T5 离子推力器。即将发射的任务包括 AlphaSat、BepiColombo 和 Small Geo 飞行器<sup>[11]</sup>。

ESA 的 BepiColombo 水星探测器预计将于 2018 年发射。BepiColombo 采用离子电推进系统 作为推进系统。离子推力器采用 QinetiQ 公司提供的 T6,而 PPU 则由西班牙 Astrium Crisa 公司抓 总进行研制。

T6 离子推力器 PPU 由屏栅电源和阳极电源-加速电源-中和器电源(Discharge-Accelerator-Neutralizer Supply, DANS)2个部分组成。屏栅电源由 Astrium Germany 负责研制, 而 DANS 则由 Astrium Crisa 负责研制。

BepiColombo 探测任务要求电推进分系统同时具备4台推力器均可单独工作以及任意2台推力器同时工作时可提供290 mN 推力的能力。因此,电推进分系统总体结构设计如图2所示。





BepiColombo 电推进分系统由 2 台 PPU、4 台 推力器以及 4 个流量控制单元(Flow Control Unit, FCU)组成。每台 PPU 可以为 2 个推力器 和 2 个 FCU 供电。PPU 和 FCU、推力器之间通过 推力器切换单元(Thruster Switching Unit, TSU)实 现交叉互联冗余,使系统保证即使单台 PPU 发生 故障,仍旧可以为 4 台推力器和 FCU 供电,确保 2 台推力器同时满功率工作。

#### 2.2 国内研究现状

2012年,兰州空间技术物理研究所的离子电 推进系统和上海空间推进研究所研制的霍尔电推 进系统在"SJ-9A"卫星上进行了首次飞行试 验<sup>[12]</sup>,均为1kW等级 PPU,主要功能是为卫星南 北位置保持的电推进供电。

随着轨道提升、动量轮卸载等应用的发展以 及高载干比、高比冲航天器需求的迫切,我国提出

北航学报 噌 岡

2016 年

了对 5 kW 等级 PPU 的需求。目前,国内正在进 行 5 kW 离子 PPU 和 5 kW 霍尔 PPU 的研制<sup>[13]</sup>, 未来将应用于我国全电推通信卫星以及深空探测 等领域。关键攻关技术包括:高压大功率电源可 靠性技术,多模式 PPU 控制技术,高效率、高功率 密度电源拓扑设计等。5 kW 等级 PPU 不仅支持 卫星的在轨位置保持,同时支持变轨工作。

总体而言,我国已经具备亚千瓦级霍尔和千 瓦级离子推进技术基础,但仍在电源功率密度、功 率等级、工作效率、高压元器件和可靠性等方面与 国外先进水平差距超过10年<sup>[14-15]</sup>。为了更好、 更快地发展我国空间电推进技术,超越国外先进 技术,必须大力发展大功率电推进系统,实现高 效 PPU,为电推进的型号应用奠定基础。

## 3 大功率 PPU 技术

#### 3.1 大功率电源拓扑设计

3.1.1 全桥拓扑

"深空1号"专门针对美国 NASA Solar-Electric-Power Technology Application Readiness(NSTAR)任 务而研制。该深空探测任务采用离子电推进系统, 其中,PPU 功率等级为2.3kW,由 NASA GRC(格林 研究中心)负责研制。

为解决宽动态范围和高功率要求,NSTAR的 屏栅电源选取了全桥非谐振拓扑结构,如图3所 示。屏栅电源包含4个独立的电源模块,每个电 源模块的输入为80Vdc,输出为300Vdc。每个电 源模块串联实现,如图4所示。每个电源模块采 用脉宽调制方式,顺序调节,由输入和输出决定。

当输入为80 Vdc,输出为1100 Vdc,模块1~ 3占空比为100%,模块4占空比约为66%,这样 保证4个模块中的3个工作在效率最大点,而第 4个模块处于调整状态。因此,输出端的电压纹 波大幅减小,相对于单端变换器来说,输出端的滤 波电容的体积也大幅减小。

全桥拓扑的优点是结构简单、器件少,有利于



图 3 全桥拓扑结构 Fig. 3 Full-bridge topology structure



图 4 NSTAR 屏栅电源拓扑结构

Fig. 4 Topology structure of beam supply for NSTAR

减轻电源重量和体积。然而,开关管的导通和关 断为硬开关控制,器件应力大、开关损耗大。在大 功率场合,会降低 PPU 效率,增加散热难度,为热 控增加负担。

3.1.2 双桥移相拓扑

为了满足土星观测器、海王星轨道飞行器、彗星取样返回航天器以及金星取样返回航天器等GEO和深空探测任务的需要,NASA提出了对5~10kW等级离子 PPU的需求。Boeing Electron Dynamics Devices (BEDD)承担了该 PPU 的研制<sup>[16]</sup>。

屏栅电源占整个 PPU 功率的 91%,是设计高 效率 PPU 的重点。屏栅电源由 4 个 1.1 kW 模块组 成,如图 5 所示。每个子模块采用双桥拓扑,简化 电路如图 6 所示,原边侧由 2 个全桥电路并联组 成,副边侧则由二极管进行整流。每个全桥的工作 频率为 50 kHz,模块的开关频率输出为 100 kHz。













双桥移相拓扑的优点是开关频率高、可降低 滤波元件的体积。控制方法灵活,支持 PWM 控 制和移相控制,在高压输出模式,移相控制可使电 源工作在零电压开关(ZVS)或零电流开关 (ZCS),减小开关、提高转换效率。其缺点在于: 电路参数选取较难;低压输出下,PWM 控制属于 硬开关,降低了变换器转换效率。

3.1.3 全桥谐振拓扑

针对 5 kW 功率等级 PPU 的屏栅电源, Astrium Germany 设计了一种高效、环路控制简单"DC 输出串联变换器", 如图 7 所示。主变换器采用 谐振型隔离 DC/DC 拓扑, 传输整体电压的80% ~ 90%, 占主要部分; 小功率变换器采用推挽式结 构, 用于传输剩余的电压。推挽式变换器的输入 端直接与直流母线相连, 输出端与主变换器输出 端串联。整体效率主要取决于主变换器, 仅有少 量功率需要经推挽式变换器变换<sup>[17]</sup>。

LC 串联谐振变换器如图 8 所示。图中:谐振 电容 C<sub>r</sub> 与谐振电感 L<sub>r</sub> 构成串联谐振网络,逆变 器的输出电压注入谐振网络获得近似正弦波电 流,流入高频变压器中,因此变压器上的涡流损耗 大幅降低,相比于非谐振型双向全桥 DC/DC 变换 器,变换器的整体效率得到较大提高。

LC 串联谐振型双向全桥 DC/DC 变换器的不



图 7 BepiColombo 屏栅电源拓扑结构





图 8 LC 谐振型 DC/DC 变换器 Fig. 8 LC resonant DC/DC converter

足在于:高频变压器的电流与逆变电路的电流一 致,开关管承受较大的电流应力,同时谐振网络的 能量也存在一定局限。为解决上述问题,多种复合 谐振网络相继取代单级谐振网络,典型的复合谐振 网络主要为 LLC 拓扑和 LCL 拓扑<sup>[18-19]</sup>,如图 9所 示。目前,针对 LLC 谐振变换器的研究更多。



图 9 LLC 与 LCL 谐振型 DC/DC 变换器 Fig. 9 LLC and LCL resonant DC/DC converters

谐振型 DC/DC 变换器的优点在于:变换器拥 有更大的谐振能量;轻载及空载条件下效率高于 串联谐振变换器;可在全负载范围内实现 ZVS 软 开关,提高电源变换效率。然而,电感、电容等元 器件的引入会增加电源质量,且控制实现更加复 杂,总体设计时需要对质量和效率进行折中考虑。

3.2 大功率器件选型

电源变换依靠开关器件以及变压器实现。随着 PPU 向着 10 kW 及更高功率等级需求的增加, 新器件被逐渐应用在大功率电源的设计中。 图 10所示为 Astrium Germany 研制 PPU 的优化过 程。可以看出,采用 Flatttop 拓扑、SiC 功率二极 管以及新型高压变压器后,效率从原理样机阶段 的 91% 逐步提升到 97%<sup>[20-23]</sup>。

2012年,NASA GRC的 PPU项目组设计了一台 15 kW 功率等级的 PPU。其中,阳极电源由2个7.5 kW 的电源并联组成<sup>[24]</sup>。变换器的逆变部分采用了基于 SiC MOSFET 的全桥拓扑,整流部分则采用了基于 SiC 肖特基二极管的 1 个不控整流桥。经过与 NASA 300 M 20 kW 霍尔推力器







图 10 Astrium Germany 公司的效率提升过程

Fig. 10 Efficiency improvement made by Astrium Germany

成功联试,结果表明,基于 SiC 器件的阳极电源效 率可以超过 97%,显著高于基于 Si 基器件的电源 效率。

SiC 基器件阻断电压高、通态电阻低、开关损耗小且耐高温工作,与传统 Si 基相比具有更好的特性,若将其应用于大功率 PPU 中,可以显著提高电源开关频率、提高效率和功率密度<sup>[20-21]</sup>。其缺点在于:目前 SiC 器件的价格昂贵,其空间环境适应性有待飞行验证。

3.3 大功率电源控制方法

全桥式变换电路具有功率变压器利用率高、 功率开关器件电压和电流额定值较小等明显优 点,是中大功率和高可靠性应用场合首选。主要 控制方法包括:普通 PWM 控制、移相控制和变频 谐振控制。

### 3.3.1 普通 PWM 控制

普通 PWM 控制工作频率恒定,通过控制占 空比实现控制输出功率,如图 3 所示,H 桥斜对角 的功率开关管 Q1 和 Q4、Q2 和 Q3 分别为一组,每 组开关管同时导通或截止。2 组开关管 Q1 和 Q4、Q2 和 Q3 通过 PWM 方式交替开通和关断,开 通时间均不超过半个周期,即导通角均小于 180°。PWM 控制的驱动信号时序如图 11 所示。



Fig. 11 Time sequence of PWM driven control

PWM 控制优点在于:应用广泛,技术成熟。 大功率应用场合 PWM 控制的缺点在于:变换器 工作在硬开关状态,使得开关损耗大,从而限制电 源效率。同时,会带来较高的 di/dt 与 dv/dt,造成 严重的开关噪声。

3.3.2 移相控制

移相控制以全桥变换作为电路拓扑,采用软 开关进行控制。其结合了普通 PWM 与谐振 PWM 的特点,基本工作原理为:同一桥臂的 2 个 开关管 Q1 和 Q2、Q3 和 Q4 互补导通,2 个桥臂的 导通时间相差一个移相角,如图 12 所示。通过调 节移相角即可实现调节输出电压。





移相技术具有实现软开关的功能,可以降低 系统损耗,减小 EMI。其缺点在于:轻载时,滞后 臂开关损耗大,降低系统效率。

3.3.3 移相/PWM 混合控制

移相/PWM 混合控制是根据变换器输出电压 的大小决定控制方式。在图 7 所示的结构中, 2 个桥分别称为领先臂和滞后臂,滞后臂桥可直 接增加输出电压。选取合适的电路参数,滞后臂 桥可运行于零电流开关。领先臂桥则可运行于零 电压开关。

在高压输出时,采用移相控制,所有 MOSFET 工作在 50% 占空比,通过调节 Q1 和 Q3 或 Q2 和 Q4 开关之间的移相角实现对输出电压的调节。 移相控制下的门极驱动信号如图 13 所示。



在低压输出时,变换器支持传统的 PWM 控制。当移相角达到 180°后,无法再通过调节移相 角减小输出电压。此时,将控制方式切换为 PWM 控制,随着占空比的增加,输出电压成正比增加。 直到占空比达到 50%, PWM 控制无法再提高输 出电压,控制方式切换到移相控制,便可获得更高 的电压。

移相/PWM 混合控制充分发挥了移相和 PWM 2 种控制方式的特点。在移相控制下,输出 电压不会低于变压器电压;在 PWM 控制下,输出 电压不会超过变压器电压,极大地减小了输出电 感的体积和质量。此外,在移相控制时,负载电流 由 2 个桥共同均流,减小了传导损耗,提高了 效率。

3.3.4 变频谐振控制

谐振变换器的控制策略主要包括2种:移相 控制和变频控制。其中,变频控制分为谐振电感 电流连续模式(Current Continuous Mode,CCM)和 谐振电感电流断续模式(Discontinuous Current Mode,DCM)2种情况<sup>[25-26]</sup>。

移相控制的开关频率恒定,通过调节占空比 控制输出电压。占空比较大时,超前管与滞后管 都可以实现零电压开关。占空比较小时,滞后管 会出现容性开通的情况,其反并二极管存在反向 恢复,导致相当大的损耗<sup>[27]</sup>。轻载时,因滞后管 开关损耗较大,移相控制的谐振变换器在大功率 场合中的应用受限。

变频控制下的谐振变换器,通过合理设计谐振频率和开关频率,可以使开关管在全负载范围 内实现零电压开关或零电流开关。

采用变频控制后,流过谐振变换器高频变压器的电流近似为正弦波,谐波含量明显降低,减少 了高频变压器的涡流损耗,并且更易实现开关管 的软开关。其缺点在于:当推力器负载特性大幅 变化时,所需开关频率也大幅变化,为电路中磁性 元件以及滤波器优化设计造成困难。

## 4 大功率 PPU 技术发展趋势

随着航天高比冲、长寿命和高功率密度电推 进技术的发展,大功率 PPU 成为空间电源领域的 一个研究热点,得到越来越多的关注,促进了高效 高压电源拓扑、控制方法以及器件的发展。以美 国以及欧洲为代表,总结其大功率 PPU 技术发 展,表现出以下特点:

 1)向高压电源方向发展。转移轨道对电推进电源的需求,离子电推进 PPU 屏栅电源已经从 1000 V 发展到1500~1900 V,促进了新型电力电 子拓扑在空间的应用。

 2)大功率电源需要具备高效特性,进而减小 热控需求,提高功率密度。基于软开关控制的高 压电源能更好地满足高效电源需求。

3)由位置保持功能扩展为兼具转移轨道推进、动量轮卸载等功能,PPU功率由1kW发展为

5 kW,并向着 10~20 kW 发展。大功率的需求促进了高压元器件技术在空间应用的评估与发展。

## 5 结束语

综上所述,国外大功率电推进电源处理技术 的发展主要是对高压、高效大功率电源进行研究, 以满足未来 GEO 通信卫星、深空探测的发展需 求,支持轨道提升、南北位置保持以及运量轮卸载 等。重点实现了模块化拓扑设计、软开关控制以 及基于新一代元器件设计控制技术,支撑电推进 技术的快速发展。

**致谢** 感谢中国空间技术研究院通信卫星事 业部自主研发基金对本课题研究的支持。

#### 参考文献 (References)

- [1]温正,王敏,仲小清.多任务模式电推进技术[J].航天器工程,2014,23(1):118-123.
  WEN Z,WANG M,ZHONG X Q. Multitask mode electric propulsion technologies[J]. Spacecraft Engineering,2014,23(1): 118-123(in Chinese).
- [2]周志成,王敏,李烽,等.我国通信卫星电推进技术的工程应用[J].国际太空,2013(6):40-45.
   ZHOU Z C, WANG M, LI F, et al. Engineering application of electric propulsion in Chinese communication satellite[J]. International Space,2013(6):40-45(in Chinese).
- [3] 段传辉,陈荔莹.GEO 卫星全电推进技术研究及启示[J]. 航天器工程,2013,22(3):99-104.
   DUAN C H,CHEN L Y. Research and inspiration of all-electric propulsion technology for GEO satellite [J]. Spacecraft Engineering,2013,22(3):99-104(in Chinese).
- [4] ARASTU A. Advances in technologies for high power SEP missions: AIAA-2012-3977 [R]. Reston: AIAA, 2012.
- [5] GOLLOR M, FRANKE A, BOSS M, et al. Electric propulsion electronics activities in Europe-2013: AIAA-2013-3609 [R]. Reston: AIAA, 2013.
- [6] GOLLOR M, BOSS M, DE LA CRUZ F, et cl. Electric propulsion electronics activities in Europe-2011: AIAA-2011-5517
   [R]. Reston: AIAA, 2011.
- [7] SCALAIS T, FRASELLE S, BOURGUIGNON E. Power processing unit activities at Thales Alenia Space Belgium (ETCA)
   [C] // The 33rd International Electric Propulsion Conference. Washington, D. C. : IPEC Press, 2013.
- [8] KAMHAWI H, HAAG T, HUANG S, et al. High voltage hall accelerator propulsion system development for NASA science missions [C] // 2013 IEEE Aerospace Conference. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2013.
- [9] FISHER J, WILSON A, KING D, et al. The development and qualification of a 4.5 kW hall thruster propulsion system for GEO satellite applications [C] // 27th International Electric Propulsion Conference. Washington, D. C. : IPEC Press, 2001.

[10] 杭观荣,邱刚,余水淋,等. 霍尔电推进在 AEHF 卫星上应用



2016 年

对我国霍尔电推进发展的启示[J]. 真空电子技术,2013 (3);5-11.

HANG G R, QIU G, YU S L, et al. Inspiration application of Hall electric propulsion on USA's AEHF satellites to electric propulsion development of China [J]. Vacuum Electronics, 2013(3):5-11(in Chinese).

- [11] PHELPS T K, WISEMAN S, KOMM D S, et al. Development of the next power processing unit; AIAA-2003-4867 [R]. Reston: AIAA,2003.
- [12] 王少宁,成钢,赵登峰. 空间离子电推进系统电源处理单元 设计[J]. 真空与低温,2011,17(4):235-240.
  WANG S N,CHENG G,ZHAO D F. Design of a power processing unit for space ion electronic propulsion system[J]. Vacuum and Cryogenics,2011,17(4):235-240(in Chinese).
- [13] 王少宁,王卫国.适用于 30 cm 离子推力器的 5 kW 电源处理单元设计[J].航天器工程,2013,22(5):74-79.
  WANG S N, WANG W G. Design of a 5 kW modular power processing unit for 30 cm ion thruster[J]. Spacecraft Engineering, 2013,22(5):74-79(in Chinese).
- [14] 杭观荣,洪鑫,康小录. 国外空间推进技术现状和发展趋势
  [J]. 火箭推进,2013,39(5):7-15.
  HANG G R, HONG X, KANG X L. Current status and development trend of space propulsion technologies abroad [J]. Journal of Rocket Propulsion, 2013,39(5):7-15(in Chinese).
- [15] 韩泉东,洪鑫,周海清.空间推进技术需求与发展分析[J]. 火箭推进,2012,38(2):9-15.
  HAN Q D,HONG X,ZHOU H Q. Analysis on requirement and development of space propulsion technology [J]. Journal of Rocket Propulsion,2012,38(2):9-15(in Chinese).
- [16] PINERO L R, BOND T, OKADA D, et al. Design of a modular 5 kW power processing unit for the next generation 40 cm ion engine: NASA/TM-2002-211359[R]. Cleveland: NASA, 2002.
- [17] GOLLOR M, BOSS M, HERTY F, et al. Generic high voltage power supply-Next generation: AIAA-2007-5215 [R]. Reston: AIAA,2007.
- [18] 戴欣,施惠,孙跃.复合谐振型非接触电能双向传输模式
  [J].西南交通大学学报,2013,48(3):487-493.
  DAIX,SHIH,SUNY.AnLCL composite resonant-type bi-directional contactless power transfer mode[J]. Journal of Southwest Jiaotong University,2013,48(3):487-493(in Chinese).
- [19] LI X D, RATHORE A K. Steady-state analysis of a dual-bridge LLC inverter [C] // 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012:769-774.
- [20] AGARWAL A, CALLANAN R, DAS M, et al. Advanced HF SiC MOSFET devices[C] // 13th European Conference on Power Electronics and Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press,

2009:1-10.

- [21] JIANG D, BURGOS R, WANG F, et al. Temperature dependent characteristics of SiC devices: Performance evaluation and loss calculation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(2):1013-1024.
- [22] KANECHIKA M, UESUGI T, KACHI T. Advanced SiC and GaN power electronics for automotive systems [C] // 2010 International Electron Devices Meeting. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010:1-4.
- [23] ALMAZ E, STONE S, BLUE T E, et al. The effects of neutron irradiation and low temperature annealing on the electrical properties of highly doped 4H silicon carbide [J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2010, 622(1):200-206.
- [24] PINERO L R, SCHEIDEGGER R J, AULISIO M V, et al. High input voltage discharge supply for high power Hall thrusters using silicon carbide devices [C] // The 33rd International Electric Propulsion Conference. Washington, D. C. : IPEC Press, 2013.
- [25] 夏冰,阮新波,陈武. 高压大功率场合 LCC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报,2009,24(5):60-66.
  XIA B,RUAN X B,CHEN W. Analysis and design of LCC resonant converter for high voltage and high power applications
  [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009,24
  (5):60-66(in Chinese).
- [26] 张治国,谢运祥,袁兆梅.LCC 谐振变换器的电路特性分析
  [J].电工技术学报,2013,28(4):50-57.
  ZHANG Z G,XIE Y X,YUAN Z M. Analysis of circuit characteristics of LCC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(4):50-57(in Chinese).
- [27] BELAGULI V, BHAT A K S. Series-parallel resonant converter operating in discontinuous current mode analysis, design, simulation, and experimental results [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2000,47(4):433-442.

### 作者简介:

李峰 男,硕士,研究员。主要研究方向:航天器总体设计、卫 星电源与能量管理。

Tel. : 010-68744991

E-mail: Lifeng1@ spacechina.com

康庆 女,博士,工程师。主要研究方向:电力电子与电机控制、卫星供配电、储能技术。
 Tel.: 010-68117127
 E-mail: jenny1115@163.com



## Technology for power processing unit used in high power electric propulsion

LI Feng<sup>1</sup>, KANG Qing<sup>1,2,\*</sup>, XING Jie<sup>1,2</sup>, LI Yalin<sup>1,2</sup>

Institute of Telecommunication of Satellite, Chinese Academy of Space Technology, Beijing 100094, China;
 Joint Laboratory of Technology Innovation for Space Power Supply System, Beijing 100094, China)

Abstract: Higher requirements are proposed to propulsion for space technology in new environment. As an advanced propulsion technology, electric propulsion has the virtue of high specific impulse, low launching mass and low cost. High voltage power supply is the key technology for high power and high efficiency design, since it is the main power supply for power processing unit (PPU). Application of novel power electronics technology will have a deep effect on geosynchronous orbit, geostationary earth orbit (GEO) telecommunication satellite and deep explanation. This paper focuses on PPU of 5 kW and introduces the current status and development of large power electric propulsion. The characteristics and prospects of large power and high efficiency PPU are analyzed in detail from three aspects of power electronic topology, components and control strategy. It supplies a reference for developing Chinese high voltage power supply of large power PPU.

Key words: spacecraft; electric propulsion; power processing unit (PPU); high voltage power supply; soft switching

Received: 2015-08-17; Accepted: 2015-11-20; Published online: 2016-01-21 15:47 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160121.1547.005.html

\* Corresponding author. Tel.: 010-68117127 E-mail: jenny1115@163.com

http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0510

## 一种 MEMS 陀螺随机漂移的高精度建模方法



王可东\*,武雨霞

(北京航空航天大学 宇航学院,北京100083)

摘 要:为补偿 MEMS 陀螺随机漂移,采用时间序列分析法对其进行自回归滑动平均(ARMA)模型辨识,提出一种滑动平均(MA)参数估计的新方法。先将陀螺随机漂移建模为带观测噪声的 ARMA 模型,在估计出自回归(AR)部分的参数后,针对 AR 滤波后的残差,推导出一种方差小的 MA 自协方差估计值,并将该估计值作为输入,利用 Gevers-Wouters (GW)算法估计出 MA 部分的参数。仿真结果表明,MA 参数估计精度得到提升的同时,参数估计可靠性也得到了增强。MEMS 陀螺的随机漂移补偿实验进一步验证本文所提算法的补偿精度高于改进前。

关 键 词: MEMS 陀螺; 随机漂移; 滑动平均(MA); 自协方差函数; 时间序列; 自回 归滑动平均(ARMA)

中图分类号: V241.62; V19

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1584-09

时间序列分析法在陀螺仪随机漂移分析中有 着广泛的应用<sup>[13]</sup>。随机漂移常被建模为带观测 噪声的自回归滑动平均(Auto-Regressive Moving Average, ARMA)模型, 一般先估计自回归(AR) 参数和观测噪声方差, 再估计滑动平均(MA)参 数和驱动噪声方差。

基于 Yule-Walker 方程的 AR 参数估计,已经 较为完善<sup>[4-6]</sup>。文献[4]提出重复计算观测数据 自协方差以抑制观测噪声的影响并提高 AR 参数 估计精度。文献[5-6]通过对噪声补偿修正 Yule-Walker (Noise-Compensated Modified Yule-Walker, NCMYW)方程求解特征值和特征向量,同时得到 观测噪声方差和 AR 参数的估计值。

MA 参数估计可分为 2 种:①等效为高阶 AR 模型,MA 参数估计精度与等效 AR 模型的阶次和 AR 参数估计精度有关,从理论上看这种估计是有 偏的,常见的有 Durbin 方法<sup>[7]</sup>;②直接估计,根据 采用的序列统计量不同衍生出不同的方法。 在基于1阶统计量的 MA 参数估计方法中, 以序列估计值与真实值之差最小作为目标,常 见形式有条件平方和或非条件平方和<sup>[8]</sup>,该目 标函数非线性度较高,且一般适用于无观测噪 声的模型。文献[9-10]使用非条件平方和作为 指标函数,分别使用遗传算法和共轭梯度法求 解包括 MA 参数在内的模型参数,算法精度高但 耗时长。

在基于2阶统计量的 MA 参数估计方法中, 以序列自协方差估计值与理论值之差最小作为目标,适用于有观测噪声的模型。文献[11-12]对 Gevers-Wouters (GW)算法在应用上加以推广,该 算法收敛快精度高;文献[13]利用 AR 参数和序 列倒频谱递推求解 MA 参数。这些方法的参数估 计精度与自协方差估计值的精度密切相关。基于 更高阶统计量估计 MA 参数需要的样本数较长, 且估计精度不高<sup>[14]</sup>。

目前,MA 序列的自协方差估计值一般取为

收稿日期: 2015-07-31; 录用日期: 2015-09-06; 网络出版时间: 2015-09-18 11:25

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150918.1125.001.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82339586 E-mail: wangkd@ buaa.edu.cn

**引用格式**:王可东,武雨霞. 一种 MEMS 陀螺随机漂移的高精度建模方法[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1584-1592. WANG K D, WU Y X. An accurate modeling method for random drift of MEMS gyro[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1584-1592 (in Chinese).

样本自协方差,而该估计值的方差较大,导致 MA 参数估计的方差较大,单次估计结果可靠性 低。本文推导了一种方差小的自协方差估计 值,作为 GW 算法的输入,仿真纯 MA 过程的参 数估计,并实际应用到陀螺仪的随机漂移补偿 中,2 组结果均验证了改进算法能提高参数估计 精度。

## 1 MA 参数估计新方法

 $MA(q)的 \rightarrow 般形式为$  $x(t) = e(t) + \theta_1 e(t-1) + \theta_2 e(t-2) + \dots + \theta_q e(t-q)$ (1)

式中: $\{e(t)\}$ 为白噪声序列,均值为0,方差为 $\sigma_e^2$ ; q为 MA 过程的阶次; $\theta_i(i=1,2,\dots,q)$ 为 MA 过 程的参数。

假设特征方程 1 +  $\theta_1 z^{-1}$  +  $\theta_2 z^{-2}$  + … +  $\theta_q z^{-q} = 0$ 的根在单位圆内,保证 MA(q)的可逆性。已知数 据序列{x(t)}<sup>N</sup><sub>i=1</sub>,求解  $\theta_i(i=1,2,...,q)$ 和  $\sigma_e^2$  的过 程即为 MA 参数估计。

$$\begin{aligned} & \mathcal{H} \Theta_0 = 1, \mathrm{MA}(q) \text{ 的理论自协方差为} \\ & r(k) = E[x(t)x(t-k)] = \\ & \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=0}^{q-k} \theta_i \theta_{i+k} \sigma_e^2 & |k| = 0, 1, \cdots, q \\ 0 & |k| > q \end{array} \right. \end{aligned}$$

设有一零均值平稳序列{x(t)}<sub>t=1</sub>,由序列可 得样本自协方差为

$$\hat{r}(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=k+1}^{N} x(t) x(t-k) \qquad k = 0, 1, \cdots, K \quad (3)$$

实际上,为了得到自协方差函数的有效估计, 至少需要 50 个观测值,待估的自协方差函数中, *K*一般不超过 *N*/4<sup>[8]</sup>。

当数据长度 N 由变差系数法<sup>[15]</sup>确定时,估计 式(3)可认为是无偏的。自协方差估计值的协方 差阵在文献[16]中有详细推导,下面直接给出结 论。设变量  $\sigma_{kp}$ 用于近似表示  $\hat{r}(k)$  和  $\hat{r}(p)$ 的协方 差,其定义为

 $\sigma_{kp} \triangleq \lim_{N \to \infty} N \cdot E[(\hat{r}(k) - r(k))(\hat{r}(p) - r(p))]$ (4)

式中: $0 \leq k, p < \infty$ 。 假设 $\{x(t)\}$ 为高斯过程,则有

$$\sigma_{kp} = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} \left( r(\tau) r(\tau + k - p) + r(\tau - p) r(\tau + k) \right)$$
(5)

并且  $\hat{r}(k)$  和  $\hat{r}(p)$ 的协方差近似为  $E[(\hat{r}(k) - r(k))(\hat{r}(p) - r(p))] \approx$ 

$$\frac{1}{N^{2}} \sum_{\tau=-N}^{N} (N - |\tau|) (r(\tau)r(\tau + k - p) + r(\tau - p)r(\tau + k))$$
(6)  

$$\vec{x} \div k, p = 0, 1, \dots, \exists k, q \ll N_{\circ}$$

北航学

假设 $\{x(t)\}$ 为线性过程,即有 $x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k \cdot e_1(t-k), h_k$ 为线性过程的系数, $e_1(t)$ 为独立随机变量序列,满足 $E[e_1(t)]=0, E[e_1(t)e_1(s)]=\lambda^2\delta_{t,s}, \delta_{t,s}$ 为离散狄里克莱函数,t = s其值为1,否则为0。设 $\mu = E[e_1(t)^4],$ 则有

$$\sigma_{kp} = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} (r(\tau)r(\tau+k-p) + r(\tau-p)r(\tau+k)) + (\mu/\lambda^4 - 3)r(k)r(p)$$
(7)

MA 过程作为线性过程的特例,其  $\sigma_{kp}$ 符合式(7)。式(7)中涉及驱动噪声的二阶矩和四阶矩,在参数估计前无法使用,可用于事后分析自协方差估计值和参数估计值的精度。如果 MA 过程满足高斯假设,则自协方差估计值的协方差采用式(6)近似;如果不满足高斯假设,由于式(7)与式(5)相差( $\mu/\lambda^4 - 3$ )r(k)r(p),为较小的数<sup>[17]</sup>,也可近似使用式(6)衡量自协方差估计值的估计精度。

根据 MA(q) 理论自协方差的结构, 即大于 q 阶延迟的为 0, 将式(6) 简化为  $E[(\hat{r}(k) - r(k))(\hat{r}(p) - r(p))] ≈$ 

$$\frac{1}{N^{2}} \sum_{j=-q}^{q} (N - |j|) (r(j)r(j + k - p) + r(j - p)r(j + k))$$
(8)

实际上,对于给定的 MA(q) 序列 $\{x(t)\}_{t=1}^{N}$ , 根据式(3) 可计算直到 K 阶的自协方差估计 值。记

$$\begin{cases} \boldsymbol{r} = [r(0) \quad r(1) \quad \cdots \quad r(q)]^{\mathrm{T}} \\ \hat{\boldsymbol{r}} = [\hat{r}(0) \quad \hat{r}(1) \quad \cdots \quad \hat{r}(q)]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{\gamma} = [\hat{r}(q+1) \quad \hat{r}(q+2) \quad \cdots \quad \hat{r}(q+m)]^{\mathrm{T}} \end{cases}$$
(9)

样本自协方差的前 q 阶  $\hat{r}$  并不包含数据 {x(t)}<sup>*N*</sup><sub>i=1</sub>中所有关于未知 MA 参数的信息, q 阶 延迟以后的 *m* 个样本自协方差  $\gamma$  通过与 $\hat{r}$  的协 方差不为 0 影响前 q 阶自协方差估计精度。数据 长度有限时,高阶延迟的自协方差估计精度低且 计算量变大, *m* 不宜取过高; 低阶延迟的自协方差 估计 与  $\hat{r}$  的 相 关度 高, *m* 不 宜取 过 低; 一般 取*m*≈5q。

取直到 q + m 阶延迟的自协方差估计值 [ $\hat{r}^{T} \gamma^{T}$ ],其协方差矩阵  $\hat{W}$  为(m + q + 1)× (m + q + 1)维,根据式(8)第k + 1行p + 1列元素 近似为

$$\hat{W}_{kp} \approx \frac{1}{N^2} \sum_{j=-q}^{q} (N - |j|) \cdot$$

 $(\hat{r}(j)\hat{r}(j+k-p) + \hat{r}(j-p)\hat{r}(j+k))$  (10) 根据加权最小二乘的一般形式,权矩阵取为协方 差阵的逆矩阵,则 MA(q)参数估计的目标函数为

$$f = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r} \\ \boldsymbol{\gamma} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{W}}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r} \\ \boldsymbol{\gamma} \end{bmatrix}$$
(11)

将矩阵行列按  $1 \rightarrow q + 1$  和  $q + 2 \rightarrow m + q + 1$  分块,

即得 
$$\hat{\boldsymbol{W}} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{W}}_{11} & \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \\ \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathsf{T}} & \hat{\boldsymbol{W}}_{22} \end{bmatrix}$$
, 分块矩阵求逆公式为  
 $\hat{\boldsymbol{W}}^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{W}}_{11} & \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \\ \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathsf{T}} & \hat{\boldsymbol{W}}_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} (\hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12})^{-1} & (\hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathsf{T}} - \hat{\boldsymbol{W}}_{22} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{11})^{-1} \end{bmatrix}$ 

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{w}_{11} - \mathbf{w}_{12} \mathbf{w}_{22} \mathbf{w}_{12}) & (\mathbf{w}_{12} - \mathbf{w}_{22} \mathbf{w}_{12} \mathbf{w}_{11}) \\ (\hat{\mathbf{w}}_{12} - \hat{\mathbf{w}}_{11} \hat{\mathbf{w}}_{12}^{T-1} \hat{\mathbf{w}}_{22})^{-1} & (\hat{\mathbf{w}}_{22} - \hat{\mathbf{w}}_{12}^{T} \hat{\mathbf{w}}_{11}^{-1} \hat{\mathbf{w}}_{12})^{-1} \end{bmatrix}$$
(12)

将式(12)代入式(11)并化简,与r无关的项视为 常数项,目标函数转化为

$$f = (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r})^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}})^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) + \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{12} - \hat{\boldsymbol{W}}_{11} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{22})^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) - (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r})^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}} - \hat{\boldsymbol{W}}_{22} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{11})^{-1} \boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{22} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{W}}_{11}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12})^{-1} \boldsymbol{\gamma} = (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r})^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}})^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) - \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}})^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) - (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r})^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}})^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) + \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} (\hat{\boldsymbol{W}}_{22} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}} \hat{\boldsymbol{W}}_{11}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12})^{-1} \boldsymbol{\gamma} = (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{21}^{-1} \boldsymbol{\gamma})^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\Gamma}^{-1} (\hat{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \boldsymbol{\gamma}) + \text{const} = (\tilde{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r})^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\Gamma}^{-1} (\tilde{\boldsymbol{r}} - \boldsymbol{r}) + \text{const}$$
(13)

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Gamma} = \hat{\boldsymbol{W}}_{11} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \hat{\boldsymbol{W}}_{12}^{\mathrm{T}} \\ \tilde{\boldsymbol{r}} = \hat{\boldsymbol{r}} - \hat{\boldsymbol{W}}_{12} \hat{\boldsymbol{W}}_{22}^{-1} \boldsymbol{\gamma} \end{cases}$$

由于  $E[\hat{W}_{12}\hat{W}_{22}^{-1}\gamma] = 0, E[\tilde{r}] = E[\hat{r}] = r,$ 故  $\tilde{r}$ 和  $\hat{r}$  都是 r 的无偏估计。根据式(13),  $\tilde{r}$  的协方差 阵为 $\Gamma = \hat{W}_{11} - \hat{W}_{12}\hat{W}_{22}^{-1}\hat{W}_{12}^{T}$ , 比  $\hat{r}$  的协方差阵  $\hat{W}_{11}$ 小, 故  $\tilde{r}$  作为自协方差估计值精度高于  $\hat{r}$ 。

根据式(3)、式(9)、式(10)和式(14)计算自 协方差估计值*r*,作为 GW 算法的输入。自协方 差估计值简写为 ACF,后文称使用*r*的 GW 算法 为传统 ACF-GW 算法,使用*r*的为改进 ACF-GW 算法。

## 2 随机漂移建模及补偿

## 2.1 数据预处理

随机漂移可建模为带观测噪声的 ARMA 模型。ARMA 建模要求观测数据符合平稳性假设, 其中平稳性检验可采用轮次法或单位根检验,若 不满足可以对原始数据做差分或对数差分处理, 具体可参考文献[8]。使用样本方差变差系数法 确定建模所需的数据长度<sup>[16]</sup>。采用文献[17]提 出的定阶方法确定 ARMA(*p*,*q*)模型的阶次 *p* 和 *q*,其优点是不需要预先计算模型参数。

设系统状态为 x,观测输出为 y,并设观测输 出 y 是在系统状态 x 上叠加一个白噪声 v,x 符合 ARMA(p,q)模型,且平稳可逆,离散表达式为

$$x(t) + \phi_1 x(t-1) + \phi_2 x(t-2) + \dots + \phi_p x(t-p) = e(t) + \theta_1 e(t-1) + \theta_2 e(t-2) + \dots + \theta_q e(t-q)$$
(15)

$$y(t) = x(t) + v(t)$$
 (16)  
式中: $\phi_i(i = 1, 2, \dots, p)$ 为AR部分的参数; $v(t)$ 为

式中: $\phi_i(t=1,2,\dots,p)$ 为AR 部分的参数;v(t)为观测白噪声,均值为0,方差为 $\sigma_i^2$ ;e(t)与v(t)不相关。

### 2.2 ARMA 参数估计

ARMA 参数估计分为 2 步: 先估计 AR 参数 和观测噪声方差  $\sigma_{e}^{2}$ ; 再估计 MA 参数和驱动噪声 方差  $\sigma_{e}^{2}$ 。参考文献[6], 对 AR 参数和  $\sigma_{e}^{2}$  同时估 计。记  $r_{y}$  为观测数据的自协方差, 列写 NCMYW 方程为

$$\begin{bmatrix} r_{y}(q+1) \cdots r_{y}(0) - \sigma_{v}^{2} \cdots r_{y}(q+1-p) \\ r_{y}(q+2) \cdots r_{y}(1) \cdots r_{y}(q+2-p) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{y}(p) \cdots r_{y}(p-q+1) \cdots r_{y}(0) - \sigma_{v}^{2} \\ r_{y}(p+1) \cdots r_{y}(p-q+2) \cdots & r_{y}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{y}(s) \cdots r_{y}(s-q+1) \cdots & r_{y}(s-p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \phi_{1} \\ \phi_{2} \\ \vdots \\ \phi_{p} \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$
(17)

基于式(17)的变形方程,使用广义 Schur 正 交分解(也称为 QZ)方法求解特征值和对应的特 征向量,其中特征值矩阵对角线元素绝对值最小 的即可近似为观测噪声方差的估计值  $\hat{\sigma}_{v}^{2}$ ,其对应 的特征向量将首系数归一化即得 AR 参数估计

值 $\hat{\boldsymbol{\phi}}_i$ (*i*=1,2,…,*p*)。

定义 $z^{-1}$ 为延迟算子,即 $z^{-\tau}x(t) = x(t - \tau)$ , 式(15)可改写为 A(z)x(t) = B(z)e(t) (18)

式中: $A(z) = 1 + \phi_1 z^{-1} + \phi_2 z^{-2} + \cdots + \phi_p z^{-p}$ ;



 $B(z) = 1 + \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2} + \dots + \theta_q z^{-q},$ 将式(18)代人式(16)得 A(z)y(t) = B(z)e(t) + A(z)v(t)(19) 式中:设 $f_y(t) = A(z)y(t), f_e(t) = B(z)e(t), f_v(t) =$  $A(z)v(t), 则 f_e(t) 为 MA(q) 过程, f_v(t) 为 MA(p)$ 过程。因为 e(t) = v(t)不相关,所以  $f_e(t)$ 和  $f_v(t)$ 也不相关,在式(19)两边同时乘以  $f_y(t - \tau)$ 并求期望可得

 $r_{f_{x}}(\tau) = r_{f_{e}}(\tau) + r_{f_{y}}(\tau)$ (20)

在求得 AR 参数估计值  $\hat{\phi}_i(i=1,2,\dots,p)$ 后,可得 残余序列  $f_y(t) = y(t) + \sum_{k=1}^p \hat{\phi}_k y(t-k)$ ,该序列 的自协方差  $r_{f_y}$ 通过式(3)计算。 $f_v(t)$ 为 MA(p) 过程,其自协方差通过式(2)计算,应为

$$r_{f_{v}}(\tau) = \begin{cases} \left( \sum_{i=0}^{p-\tau} \hat{\phi}_{i} \hat{\phi}_{i+\tau} \right) \sigma_{v}^{2} & |\tau| = 0, 1, \cdots, p \\ 0 & |\tau| > p \end{cases}$$
(21)

将式(21)代入式(20),结合残余序列的自协方差 估计值,求出 MA(q) 过程  $f_e(t)$  的  $0 \sim q + m$  阶的 自协方差估计值为

$$r_{f_{e}}(\tau) = \begin{cases} r_{f_{y}}(\tau) - \left(\sum_{i=0}^{p-\tau} \hat{\phi}_{i} \hat{\phi}_{i+\tau}\right) \sigma_{v}^{2} \\ |\tau| = 0, 1, \cdots, p \\ r_{f_{y}}(\tau) \quad |\tau| = p+1, p+2, \cdots, q+m \end{cases}$$
(22)

式(22)计算出的自协方差估计值  $r_{f_e}$ 等价于 第1节中由观测数据计算所得的  $[\hat{r}_{\gamma}]$ ,再根据 式(10)和式(14)得到协方差阵小的自协方差估 计值 $\hat{r}$ ,将求得的 $\hat{r}$ 作为 GW 算法的输入,估计 MA 参数和驱动噪声方差。

#### 2.3 ARMA 预测

金粉构成 加下.

将 ARMA 过程式(15)和式(16)用状态空间 模型表示:

 $\begin{cases} \mathbf{x}(t+1) = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}e(t) \\ y(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + v(t) \end{cases}$ (23) 式中:状态变量选为  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t)] \cdots$  $x_p(t)]^{\mathrm{T}}, x_1(t)$ 对应 ARMA 过程的状态,系统噪声 方差为  $Q = \sigma_e^2,$ 观测噪声方差为  $R = \sigma_e^2;$ 系统矩阵  $\mathbf{\Phi}$ 、测量矩阵  $\mathbf{H}$  和驱动噪声系数矩阵  $\mathbf{G}$  由 ARMA

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} -\phi_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -\phi_2 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\phi_{p-1} & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\phi_p & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} 1 & \theta_1 & \theta_2 & \cdots & \theta_q & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$
(24)

ARMA 预测,对于状态空间模型式(24)来说,就 是在有限过去时段观测值 y(t), y(t-1), ..., y(1)的 基础上,确定状态向量 x(t+l)(l>0)的有限样本最 优估计,即确定出  $\hat{x}_{t+l+l} = E[x_{t+l}|y(t), y(t-1), ..., y(1)]$ 和估计值的误差协方差阵  $P_{t+l+l} = E[(x_{t+l} - \hat{x}_{t+l+l})(x_{t+l} - \hat{x}_{t+l+l})^{T}]$ 。而 Kalman 滤波是一种简 便的计算方法,对于获得当前估计  $\hat{x}_{t+l}$ 也是有效的。 利用适当初值  $\hat{x}_{0}$ 和  $P_{0}$ ,由 Kalman 递推公式得到最 优滤波估计。

## 3 MA 过程仿真验证

#### 3.1 传统 ACF-GW 算法与改进 ACF-GW 算法

本节旨在仿真验证本文提出的改进 ACF-GW 算法相比传统 ACF-GW 算法的参数估计精度高。 使用传统与改进 ACF-GW 算法分别对 MA(1)、 MA(2)和 MA(3)进行仿真,每种情况仿真 n =50次,发生序列时设其长度 l = 6000,利用变差系 数法确定求解参数所需最小样本长度 N,驱动噪 声方差均设为  $\sigma_{s}^{2} = 1$ 。

选择的评价指标有如下3个:

1) 单位圆中特征方程  $1 + \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2} + \cdots + \theta_q z^{-q} = 0$  根的分布图中多次仿真结果的分散程度。

2)参数估计平均误差 e,定义为 n 次参数估 计平均值与参数真实值之差的平方平均数,即

$$e = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^{q} \left(\bar{\theta}_{i} - \theta_{i}\right)^{2} + \left(\bar{\sigma}_{e}^{2} - \sigma_{e}^{2}\right)\right] / (q+1)} (25)$$

3)参数估计均方根误差 d,定义为每次参数 估计值与参数真实值之差的平方平均数,参数 θ<sub>i</sub> 的估计均方根误差为

$$d_{i} = \sqrt{\sum_{j=1}^{n} (\hat{\theta}_{ij} - \theta_{i})^{2} / n}$$
(26)

式中: $\hat{\theta}_{ij}$ 为参数  $\theta_i$ 的第 *j*次估计,包括驱动噪声方 差  $\sigma_i^2$ 及其第 *j*次估计  $\hat{\sigma}_{ai}^2$ 。

 MA(1)。系数 θ<sub>1</sub> = -0.5390。仿真结果 如表1和图1所示。

表 1	MA	(1)	传统	与改进	ACF-G	WĴ	算法	参数	估计	误差
Tabl	e 1	Erre	or of	traditio	onal and	l im	prov	ed A	CF-	GW
	algo	rithr	n par	ameter	• estimat	tion	for	MA(	1)	

笛注	乡粉	会粉仕计均估	参数估计	参数估计
异伝	<b>愛</b> 奴	参数值计均值	平均误差 e	均方根误差 d
传统 ACF-	$\theta_1$	-0.5420	0.00259	0.0371
GW 算法	$\sigma^2$	0.9980		0.0319
改进 ACF-	$\theta_1$	-0.5402	0.00084	0.0194
GW 算法	$\sigma^2$	1.0012		0.0259

MA(2)。系数 θ<sub>1</sub> = -0.4944, θ<sub>2</sub> = 0.2971。
 仿真结果如图 2 和表 2 所示。

1.0

0.8

0.6 0.4 0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6 -0.8 -1.0

1.0

0.8

0.6

0.4

0,2

-0.2

-0.4

-0.6

-0.8

-1.0

Fig. 1

1.0

0.8

0.6

0.4

0.2

-0.2

-0.4

-0.6

-0.8

-1.0

1.0

0.8

0.6

0.4

0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6 -0.8 -1.0

Fig. 2

0

0



2016年

北京航空航天大学学报 Table 2 Error of traditional and improved ACF-GW 传统ACF-GW解算根 -0.8 -0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 (a) 传统ACF-GW算法 改进ACF-GW解算根 1.0 0.8 0.6 0.4 0.2 Ò -0.2 -0.4 -0.6 -0.8 -0.8 -0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 (b) 改进ACF-GW算法 -1.0图 1 MA(1)特征方程的根 Roots of characteristic equation for MA(1) 1.0 0.8 0.6 0.4 传统ACF-GW解算根 0.2 0 -0.2 -0.4 -0.6 -0.8 -1.0 -0.8 -0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 (a) 传统ACF-GW算法 Fig. 3 表 3 改进ACF-GW解算根 Table 3 -0.8 -0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 (b) 改进ACF-GW算法 图 2 MA(2)特征方程的根 Roots of characteristic equation for MA(2)

表 2 MA(2) 传统与改进 ACF-GW 算法参数估计误差

algorithm parameter estimation for MA(2)

算法	参数	参数估计均值	参数估计 平均误差 e	参数估计 均方根误差 d
传统	$\theta_1$	-0.4952	0.0050	0.0300
ACF-GW	$\theta_2$	0.3056		0.0416
算法	$\sigma^2$	0.9988		0.0347
改进	$\theta_1$	-0.4924	0.0018	0.0260
ACF-GW	$\theta_2$	0.2971		0.0207
算法	$\sigma^2$	1.0024		0.0326

3) MA(3)。 系数  $\theta_1 = -0.5319, \theta_2 = 0.2196$ ,

 $\theta_3 = -0.4165$ 。仿真结果如图 3 和表 3 所示。



Roots of characteristic equation for MA(3)

## MA(3) 传统与改进 ACF-GW 算法参数估计误差

Error of traditional and improved ACF-GW

algorithm parameter estimation for MA(3)

算法	参数	参数估计均值	参数估计	参数估计
57-124	2 30	2 XIIIIII	平均误差 e	均方根误差 d
传统	$\theta_1$	-0.5486	0.0202	0.0293
ACE CW	$\theta_2$	0.2185		0.0166
ACF-GW 算法	$\theta_3$	-0.4387		0.0335
	$\sigma^2$	0.9707		0.0377
改进	$\theta_1$	-0.5305	0.0045	0.0094
ACF-GW 算法	$\theta_2$	0.2212		0.0127
	$\theta_3$	-0.4173		0.0119
	$\sigma^2$	0.9913		0.0203

顷

从所给3个指标对比传统 ACF-GW 算法和 改进 ACF-GW 算法:

1) 图 1、图 2 和图 3 分别对应传统 ACF-GW 算法和改进 ACF-GW 算法求解 MA(1)、MA(2) 和 MA(3)参数所得特征方程的根的分布情况,其 中"十"字表示理论根。可以得出,传统 ACF-GW 算法和改进 ACF-GW 算法对应的特征根都分布 在理论根周围,说明用这2种算法求解 MA 参数 的正确性;直观上可以看出,改进 ACF-GW 算法 对应的特征根分布更为集中。

2) 表 1、表 2 和表 3 分别列出使用传统 ACF-GW 算法和改进 ACF-GW 算法求解 MA(1)、 MA(2)和 MA(3)参数时的平均误差和均方根误 差。对比参数估计平均误差项,该项表征参数估

计值与参数真值的平均偏差,传统 ACF-GW 算法 约为改进 ACF-GW 算法的 3 倍,说明改进 ACF-GW 算法的参数估计值更接近真值,精度更高。 对比参数估计均方根误差项,该项表征参数估计 值与参数真值的偏差,或单次估计结果的可靠性, 传统 ACF-GW 算法约为改进 ACF-GW 算法的 2~ 3倍,说明改进 ACF-GW 算法的参数估计值波动 小,单次估计可靠性高。

#### 3.2 自协方差估计中 m 的选取

以第3.1节中的 MA(2) 为例,求得样本长度 N = 2318,自协方差估计精度与 m 的关系如图 4 所示。图 4(d)为 r(0)、r(1)和 r(2)的误差的代 数和。可以看出,当 m = 5q = 10 时,自协方差估 计已趋于稳定,且估计误差小。



图 4 自协方差估计误差随延迟阶次 m 变化 Fig. 4 Estimation error of autocovariances versus lag order m

#### 4 MEMS 陀螺仪随机漂移补偿

选用芯片 ADIS16375 作为待进行误差补偿的 MEMS-IMU,该陀螺仪的零偏稳定性为 12 (°)/h。 惯性传感器的测量误差包括确定性误差和随机漂 移。首先,基于实验室现有的双轴转台对 MEMS-IMU 进行动静态标定试验,补偿确定性误差,包 括零偏和标度因数等。然后,对确定性误差补偿 后剩余的随机数据进行 ARMA 建模。最后,利用 得到的 ARMA 模型和经确定性误差补偿之后的 随机数据进行 Kalman 滤波,并对滤波估计得到的 随机信号与确定性误差补偿之后的随机数据作 差,即为随机漂移补偿后的结果。

在30℃恒温箱中静置测量 MEMS-IMU 的输 出,时间为4h。陀螺仪三轴随机漂移经检验为平 稳序列, ARMA 模型阶次分别为(1,1)、(2,1)和 (2,1),本文中参数估计方法仅适用于 p > q,故对 X轴陀螺仪的模型升阶,设其为(2,1),本节最后 将论证这种做法的合理性。在 MA 参数估计部分 分别采用传统 ACF-GW 算法和改进 ACF-GW 算 法。由于 ARMA 模型只是对实际过程的近似,模 型真实参数未知,故选择衡量指标为随机漂移补 偿前和补偿后陀螺仪输出的均值和标准差,如 表4所示。
表 4 陀螺仪误差补偿后的均值和标准差 Table 4 Mean and standard deviation of

compensated	gyros	

F							
◎ 空 神見 んり	MA 会粉仕社	均值/	标准差/				
陀骄汉	MA参数旧月	$((^{\circ}) \cdot s^{-1})$	$((^{\circ}) \cdot s^{-1})$				
	原始观测	-0.1822	0.2386				
X	确定性误差补偿	0.0001	0.2387				
	传统 ACF-GW 算法	0.0001	0.0665				
	改进 ACF-GW 算法	0.0001	0.0522				
	原始观测	0.0129	0.2654				
	确定性误差补偿	-0.0020	0.2650				
Ŷ	传统 ACF-GW 算法	-0.0020	0.0963				
	改进 ACF-GW 算法	-0.0020	0.0596				
	原始观测	-0.0957	0.2129				
Ζ	确定性误差补偿	0.0078	0.2127				
	传统 ACF-GW 算法	0.0078	0.0545				
	改进 ACF-GW 算法	0.0078	0.0373				

以均值和标准差为衡量指标,对比表 4 中各 项可以看出:

 1)转台标定主要用于补偿确定性误差,确定 性误差被补偿掉后均值接近0,但标准差基本 不变。

2)随机漂移建模后滤波补偿可有效降低输出的标准差。AR 参数估计方法相同,MA 参数估计分别采用传统 ACF-GW 算法和改进 ACF-GW 算法,X、Y、Z 轴输出标准差降低到 0.066 5, 0.096 3, 0.054 5 和 0.052 2, 0.059 6, 0.037 3。对比可看出,改进 ACF-GW 算法对应的标准差更小,补偿效果更好。使用改进 ACF-GW 算法补偿后的标准差降低至补偿前的 1/5 左右。

以 X 轴陀螺仪为例,在所有测量数据中随机 选择 6000 s 的陀螺仪数据,画出其静态时的原始 观测输出、确定性误差补偿后的输出和随机漂移 补偿后的输出,如图 5 所示。其中随机漂移补偿 中的 ARMA 参数估计采用改进 ACF-GW 算法。 从图 5 中可直观看出,确定性误差补偿主要修正 输出均值,随机漂移补偿主要修正标准差。

ARMA 定阶时曾对 X 轴陀螺仪的模型升阶, 下面通过残差检验的方法说明 ARMA(2,1)的合 理性。滤波残差理论上为白噪声,然而,事实上我 们并不知道真正的参数值,只有估计值,参考文献 [8],以 $1/\sqrt{N}$ 作为滤波残差自相关函数的标准差 会低估低阶延迟的自相关明显偏离零值的统计显 著性,但通常可以应用于一般和较高的延迟。 图 6为使用 ARMA(2,1)模型对 X 轴陀螺仪随机 误差滤波的滤波残差的自相关函数,延迟大于 5 的自相关函数基本在一倍标准差范围内,可认为 ARMA(2,1)模型的假设合理。







图 6 X 轴陀螺仪补偿残差的自相关函数 Fig. 6 Autocorrelation function of X gyro's residual signal after error compensation



# 5 结 论

本文在分析了现有 MA 参数估计方法的基础 上,提出了一种方差小的自协方差估计值,然后将 该估计值作为 GW 算法的输入得到改进 ACF-GW 算法,解决了 MA 参数估计结果波动大、单次估计 精度低的问题。通过仿真和 MEMS 陀螺随机漂 移补偿验证得出以下结论:

1) 与传统 ACF-GW 算法对比,改进 ACF-GW 算法对应的 MA 过程的特征根分布更为集中;参 数估计值的平均偏差,改进 ACF-GW 算法约为传 统 ACF-GW 算法的 1/3,改进 ACF-GW 算法精度 更高;参数估计值的均方根误差,改进 ACF-GW 算法约为传统 ACF-GW 算法的 1/3 ~ 1/2,改进 ACF-GW 算法的参数估计值波动小,单次估计可 靠性高。

2) 对陀螺仪输出中的随机漂移建模补偿可 有效降低补偿后数据的标准差,改进 ACF-GW 算 法对应的补偿后标准差更小,补偿后的标准差降 低至补偿前的 1/5 左右。

理论仿真和实际应用均表明本文提出的 MA 参数估计方法是有效的。

#### 参考文献 (References)

 [1]曾庆化,黄磊,刘建业,等.基于 ARMA 模型的光纤陀螺随机噪声滤波方法[J].中国惯性技术学报,2015,23(1): 120-124.

ZENG Q H, HUANG L, LIU J Y, et al. Real-time filtering methods of FOG random noise based on ARMA model [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2015, 23(1):120-124(in Chinese).

- [2] STEBLER Y, GUERRIER S, SKALOUD J, et al. Improving modeling of MEMS-IMUs operating in GNSS-denied conditions
   [C] // Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011). Washington, D. C. : INST Navigation, 2011: 2417-2426.
- [3] 袁赣南,梁海波,何昆鹏,等. MEMS 陀螺随机漂移在线补偿 技术 [J]. 北京航空航天大学学报,2010,36(12): 1448-1452.

YUAN G N,LIANG H B,HE K P,et al. On-line compensation technique for micro mechanical gyroscope random error [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010,36(12):1448-1452(in Chinese).

 FATTAH S A, ZHU W P, AHMAD M O. An identification technique for noisy ARMA systems in correlation domain [C] // IEEE International Symposium on Circuits and System. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:349-352.

- [5] FATTAH S A, ZHU W P, AHMAD M O. Identification of autoregressive moving average systems from noise-corrupted observations [C] // Joint IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems/TAISA Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 69-72.
- [6] FATTAH S A, ZHU W P, AHMAD M O. Identification of autoregressive moving average systems based on noise compensation in the correlation domain [J]. IET Signal Processing, 2011, 5(3):292-305.
- [7] BROERSEN P M T. Modified Durbin method for accurate estimation of moving-average models[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(5):1361-1369.
- [8] BOX G E P, JENKINS G M, REINSEL G C. Time series analysis: Forecasting and control [M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2011:140-145.
- [9] ABO-HAMMOUR Z S, ALSMADI O M K, AL-SMADI A M, et al. ARMA model order and parameter estimation using genetic algorithms [J]. Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, 2012, 18(2):201-221.
- [10] 范菁. ARMA 模型的两种共轭梯度参数估计法及 ARIMAX 模型的应用[D]. 秦皇岛:燕山大学,2009:23-34. FAN J. The two methods of conjugate gradient parameters estimation of ARMA model and the application of the ARIMAX model [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2009:23-34 ( in Chinese ).
- [11] 邓自立,王欣,高媛. 建模与估计[M]. 北京:科学出版社, 2007:260-271.
   DENG Z L, WANG X, GAO Y. Modeling and estimation [M].
   Beijing: Science Press, 2007:260-271 (in Chinese).
- [12] TAO G L, DENG Z L. Self-tuning fusion Kalman filter for multisensor single-channel ARMA signals with coloured noises [J].
   IMA Journal of Mathematical Control and Information, 2015, 32 (1):55-74.
- [13] KADERLI A, KAYHAN A S. Spectral estimation of ARMA processes using ARMA-cepstrum recursion [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2000,7(9):259-261.
- [14] MENDEL J M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1991, 79(3): 278-305.
- [15] 王可东,熊少锋. ARMA 建模及其在 Kalman 滤波中的应用
  [J]. 宇航学报,2012,33(8):1048-1055.
  WANG K D,XIONG S F. An ARMA modeling method and its application to Kalman filtering [J]. Journal of Astronautics, 2012,33(8):1048-1055(in Chinese).
- [16] SODERSTROM T, STOICA P. System identification [M]. London; Prentice Hall, 1989;570-575.
- [17] 肖创柏,罗晖,李衍达. 基于 OIVPM 的特征值确定 ARMA 模型的结构[J]. 自动化学报,1996,22(1):68-73.
  XIAO C B,LUO H,LI Y D. ARMA model order determination based on the eigenvalues of the overdetermined instrumental variable produce moment[J]. Acta Automatica Sinica,1996,22 (1):68-73(in Chinese).



# **作者简介:** 王可东 男,博士,副教授。主要研究方向:卫星/惯性组合导航、天文/惯性组合导航、最优滤波算法和地形匹配算法等。 Tel.:010-82339586 E-mail: wangkd@ buaa. edu. cn

武雨霞 女,硕士研究生。主要研究方向:车载 GNSS/INS 组 合导航及初始对准。 Tel.:010-82339586 E-mail:wuyuxia@buaa.edu.cn

# An accurate modeling method for random drift of MEMS gyro

WANG Kedong\*, WU Yuxia

(School of Astronautics, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: To compensate random drift in MEMS gyros, an auto-regressive moving average (ARMA) model for measured data drift was developed using time series analysis, and a new estimation method was proposed for moving-average (MA) models. The gyro noise was modeled as an ARMA with the observation noise. After the auto-regressive (AR) parameters were estimated, a more accurate estimation with a smaller variance of the MA autocovariance sequence was deduced for the residual noise by the AR filtering. The statistics were used as the input of Gevers-Wouters (GW) method to estimate MA parameters. The results of simulation prove that both the accuracy and reliability of parameter estimation are improved. The compensation experiment of MEMS gyros random drift further verifies that the proposed method is more accurate than the traditional one.

Key words: MEMS gyro; random drift; moving average (MA); autocovariance function; time series; auto-regressive moving average (ARMA)

Received: 2015-07-31; Accepted: 2015-09-06; Published online: 2015-09-18 11:25 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150918.1125.001.html

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82339586 E-mail: wangkd@ buaa.edu.cn



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0561

# 基于信息融合的网络安全态势量化评估方法

全下 文载 文志诚<sup>1,2</sup>,陈志刚<sup>2,\*</sup>,唐军<sup>3</sup>

(1. 湖南工业大学 计算机与通信学院,株洲 412007; 2. 中南大学 信息科学与工程学院,长沙 410083;
 3. 中车株洲电力机车研究所有限公司,株洲 412001)

**摘** 要:针对目前网络安全态势评估大多存在信息来源单一、评估范围有限、模型不 易构建、时空开销大且可信度较低等问题,提出了一种多源异构信息融合量化评估网络安全态 势的方法。首先,构建分级朴素贝叶斯分类器,快速高效地融合主机上各多源异构非确定性信 息源。然后,利用拉普拉斯原理平滑参数学习,优化分类与推理结果。使用数理统计的方法融 合网络上各主机的安全指数,量化评估网络安全态势,对当前网络安全状况有一个宏观整体的 认识。最后,通过真实网络环境的实验,验证了所提方法在网络安全态势评估中的可行性和有 效性。

关键 词:多源异构;信息融合;网络安全态势;量化评估;朴素贝叶斯
中图分类号:TP311
文献标识码:A
文章编号:1001-5965(2016)08-1593-10

随着 Internet 技术的迅速发展, 网络规模也 逐渐增加且复杂化, 所遭受攻击多元化, 非确定性 问题与日俱增, 安全事件大幅度上涨, 安全问题变 得日益突出与迫切, 传统单一安防措施对待安全 问题明显感觉无能为力, 且各种措施之间的相互 关联性欠充分考虑, 不能很好地表达网络安全的 重要性。 网络安全态势评估(Network Security Situation Assessment, NSSA) 在此背景下应运而生, 逐渐成为下一代网络安防技术的研究重点, 主要 研究在一定的时空环境下对网络安全相关的要素 信息融合、综合分析与理解, 把握网络安全状况与 预测发展趋势, 对评估与预测结果实时决策, 将风 险与损失降到最低限度<sup>[1]</sup>。

国内外学者已在网络安全态势评估方法<sup>[24]</sup> 与预测方法<sup>[56]</sup>上开展了许多探索性的研究,对 以后研究工作具有重要的借鉴作用。文献[7]提 出了一种利用神经网络来感知网络安全态势的方 法,通过 RBF 神经网络找出有关非线性网络态势 值的映射关系,对网络参数进行优化并采用自适 应遗传算法感知网络安全态势。文献[8]使用隐 马尔可夫模型评估网络安全态势,使观测序列的 获取和状态转移矩阵的确立得到了改进,所得风 险值能更加合理地量化网络安全态势。文献[9] 提出了利用马尔可夫博弈分析的网络安全态势感 知方法,通过分析威胁传播的影响,准确、全面地 对网络系统评估安全性,并给出相应的加固方案。

上述安全态势评估研究主要使用了证据理 论、贝叶斯、神经网络和隐马尔可夫<sup>[10-11]</sup>等方法, 对当前网络的安全态势能较好地评估,给安全策 略制定提供了比较可靠的理论依据,对于本文工 作具有一定的指导意义,但主要存在的问题在于: 评估信息源单一,准确度不高且操作不便,在模型 训练与参数获取上也存在瓶颈。网络安全态势评 估并不仅仅只对单一数据源评估,还应该将来自

**引用格式:** 文志诚,陈志刚,唐军.基于信息融合的网络安全态势量化评估方法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1593-1602. WEN Z C, CHEN Z G, TANG J. Assessing network security situation quantitatively based on information fusion [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1593-1602 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-31; 录用日期: 2015-09-25; 网络出版时间: 2015-11-09 09:10

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151109.0910.001.html

基金项目:国家自然科学基金(61379057,61309027,61073186);湖南省自然科学基金(2016JJ5034)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 13387480797 E-mail: czg@ mail.csu.edu.cn

各类多源异构非确定性信息融合,整体宏观分析 发生在不同时空和不同层次上的相关联事件。

针对目前安全态势评估中普遍存在信息来源 单一、评估范围有限、时空开销较大且可信度较低 等问题,本文提出了一种便于处理非确定性信息 源的基于朴素贝叶斯(Naive Bayesian, NB)量化 评估方法。多方面综合考虑影响网络安全态势各 因素,通过构建分级朴素贝叶斯分类器,快速高效 地融合各主机多源异构非确定性信息源,再使用 数理统计的方法融合网络上各主机的安全指数, 逐步量化评估网络安全态势,对当前网络安全态 势有一个整体宏观的认识。

# 1 朴素贝叶斯分类器

朴素贝叶斯分类器是一种非常实用的贝叶斯 方法<sup>[12]</sup>,具有智能统计和学习的能力,已在很多 方面得到了成功应用<sup>[13]</sup>,它是基于贝叶斯理论和 各特征条件独立假设的分类方法,利用概率表示 各种事件的非确定性。

样本集假设有 m 个属性和 k 个类别,记样本 集为  $F = \{F_1, F_2, \dots, F_m\}$ ,类别集为  $C = \{c_1, c_2, \dots, c_k\}$ 。对于样本集的一个具体实例  $X = (x_1, x_2, \dots, x_m), x_i \in F_i, 则属于 <math>Y = c_i$  的后验概率为

$$P(c_i \mid \mathbf{X}) = \frac{P(\mathbf{X} \mid c_i) \cdot P(c_i)}{\sum_{j=1}^{m} P(\mathbf{X} \mid c_j) \cdot P(c_j)}$$

式中: $P(X | c_j)$ 为在类别 $c_j$ 出现条件下实例X出现的条件概率。

北航学报

赠 阅

朴素贝叶斯假设属性之间条件相互独立,条 件独立是区别于贝叶斯网的主要条件,也是参数 容易获得的原因,所以有

$$P(X | c_j) = \prod_{i=1}^{m} P(x_i | c_j)$$
  
分类公式如下:  
$$C(X) = \arg \max_{c_j} \{ P(X | c_j) \cdot P(c_j) \} =$$
  
$$\arg \max \{ \prod_{i=1}^{m} P(x_i | c_j) \cdot P(c_j) \}$$

在朴素贝叶斯分类器中,判定未知样本 X 的类属,若样本 X 被指派到类  $c_i$ ,当且仅当  $P(c_i | X) > P(c_i | X), j = 1, 2, \dots, m \perp j \neq i_o$ 

朴素贝叶斯分类器具有分类与推理两大功能,本文中只限用于主机的安全指数的推理与分类上,为网络的安全指数服务。在主机二级指数 上用作样本分类,而在主机一级指数上用作概率 推理,作为推理时,起着与普通贝叶斯网同等的功能,如图1所示。





# 2 网络安全态势

本文中,网络安全态势可定义为由网络基础 运行维指数、网络脆弱维指数和网络威胁维指数 三维信息有机融合而成。

## 2.1 定 义

**定义1** 网络安全态势 SA 由网络基础运行维 指数(**Run**<sub>net</sub>)、网络脆弱维指数(**Vul**<sub>net</sub>)和网络威 胁维指数(**Threat**<sub>net</sub>)三维融合而成,即存在一个融 合函数f,有:SA=f(**Run**<sub>net</sub>, **Vul**<sub>net</sub>, **Threat**<sub>net</sub>)。

定义 2 网络的基础运行维指数  $Run_{net}$ 由 网络上所有主机的基础运行维指数融合而成, 存在一个融合函数 g,有:  $Run_{net} = g(Run_{hostl},$  $Run_{host2}, ..., Run_{hostN})$ ,本文中的函数 g 通过求算 术平均实现;其他 2 个指数如网络脆弱维指数  $Vul_{net}$ 与网络威胁维指数 Threat\_net的构成相类似。

1595

(1)

定义3 主机的基础运行维指数 Run<sub>host</sub>由与 之运行信息相关的指标融合而成,即存在一个融 合函数  $h, fa: Run_{host} = h(x_1, x_2, \dots, x_n), 本文中的$ 函数 <math>h 通过朴素贝叶斯分类器来实现;其他 2 个 指数如主机脆弱维指数 Vul<sub>host</sub>与主机威胁维指数 Threat<sub>host</sub>的构成相类似。

与指标数不同的指数,本文用一个概率表示, 是对本属性的定量描述。所定义的融合函数 f、g 和 h 将在本文中详细阐述。参数 N 表示网络中 各节点的主机数目,而 n 表示与安全态势相关的 指标数目。注意,网络与主机三维指数都为五等 概率矩阵或概率向量,而主机上的二级指数与网 络安全态势 SA 为标量,如图 1 所示。

网络拓扑结构中存在着大量的节点,可称之 为主机,如网络上的计算机、各类服务器、路由器、 防火墙和 IDS 等硬件设施。就众多主机而言,能 动态描述主机目前运行情况,由它们的工作性能 与服务性能等构成,称为主机安全态势的外在表 现特性——基础运行维指数;网络节点主机中存 在的可能被威胁利用造成损害的薄弱环节,一旦 被威胁成功利用的脆弱性就可能对组件造成损 害——脆弱维指数;一般地,主机还包括外部和内 部威胁,若成功利用它们的脆弱性会对主机造成 损害——威胁维指数。

每个指数有主机指数和网络指数之分,如基础运行维指数,有主机基础运行维指数和网络基础运行维指数2种,而网络基础运行维指数又由 N个主机基础运行维指数按统计方法融合而成, 为了有效区别网络指数与主机指数,相应的标识 符加以下标 net 和 host 作为区别。

#### 2.2 指标体系

评估数据源主要来自三大类:基于系统配置 信息、基于系统运行信息和基于网络流量信息。 第一类数据源是指网络设计和配置状况,如网络 拓扑结构、服务软件的安装与设置以及系统的漏 洞缺陷等;第二类数据源是指网络系统遭受攻击 时的系统运行情况,主要来自于系统运行日志库; 第三类数据源主要是指网络即时通信各种流量情 况,可通过专用软件监测获取。

网络安全态势评估指标在本文中是网络安全 态势评估的基础,需要建立一整套符合一定规范 和原则的合理、科学评估指标体系,以便全面量化 评价当前网络整体安全性能。如图1所示,由下 而上构成网络安全态势指标体系分级,多源异构 信息逐步融合成网络安全态势。

作为安全态势评估数据源,必须选取那些具

有代表性、信息量较丰富、可靠度较高、实时性强 以及冗余性低的数据,它们主要来自于入侵检测 系统 IDS<sup>[14]</sup>以及各种检测设备或扫描工具。本 文中,每个观测指标可对应于一个随机变量 x<sub>i</sub>,具 有离散型或连续型 2 种可能观测取值。

#### 2.3 分级

根据2006年发布的《国家突发公共事件总体 应急预案》<sup>[15]</sup>,把网络安全态势等级一般划分为 5个等级,用0~1小数定量描述,如表1所示。

表1 网络安全等级参照表

Table 1 Ne	twork security	level	reference	table
------------	----------------	-------	-----------	-------

安全指数	安全等级	网络运行情况
0~0.2	安全(1)	网络运行正常
$0.2 \sim 0.4$	轻度危险(2)	网络运行受到轻微影响
0.4~0.75	一般危险(3)	网络运行受到较大影响
0.75~0.9	中度危险(4)	网络运行受到严重破坏
0.9~1	高度危险(5)	网络中存在大量的严重攻击行为

网络安全等级参照表是本文的工作基础,也 是构建朴素贝叶斯分类器及各类评估结果等级给 定的有力参考依据。

#### 2.4 数据源离散化

评估指标可取离散型和连续型 2 种观测值, 为了便于原始数据在朴素贝叶斯分类器中的应 用,把连续型取值离散化,可取"安全、轻度危险、 一般危险、中度危险、高度危险"或"1、2、3、4、5" 5 个等级值。在数据源离散化前,首先要获取并 计算出相应的数据变化率,取 0~1之间的实值, 把数据的取值约束在区间[0,1]之间,有

 $Ratio_{Data} = \frac{Data_{i} - Data_{min}}{Data_{max} - Data_{min}}$ 

式中:Data;为原始数据值;Data<sub>max</sub>和 Data<sub>min</sub>为数 值上下限。在实际应用中,应该去掉数据 Data 一 定比例数量的极大值与极小值,以免陷于极端情 况。去掉一定量的数据后,当计算出的值大于1, 应按1处理;当计算出的值为负数,应按0处理。

对于任何一个连续型原始采样数据,可通过 式(1)化为0~1之间的值,再对照表1可离散化为 相应的五等离散取值,是构建朴素贝叶斯分类器的 理论基础。针对任何多源异构数据源,先按需求把 它映射到相应的实数 Data<sub>i</sub>上,再按此方法离散化, 可转化为同构数据,作为信息融合的输入。

#### 2.5 指标遴选

在网络安全态势评估中,有必要遴选出适当的具有一定意义代表性的评估指标。由熵理论可知,当2个评估指标之间相互依赖,则互信息量大,反之互信息量就小。由此特性,可以用来遴选评估指标。2个观测指标 x<sub>i</sub>和 x<sub>i</sub>的互信息可以

定义为:  $I(x_i, x_j) = H(x_i) + H(x_j) - H(x_i, x_j)$ ,  $H(x_i, x_j)$ 为联合熵(joint entropy)。有  $I(x_i, x_j) = H(x_i) - H(x_i + x_j) =$   $H(x_i) + H(x_j) - H(x_i, x_j) =$   $\sum_{x_i} p(x_i) 1b \frac{1}{p(x_i)} +$   $\sum_{x_j} p(x_j) 1b \frac{1}{p(x_j)} + \sum_{x_i, x_j} p(x_i, x_j) 1b p(x_i, x_j) =$  $\sum_{x_i, x_j} p(x_i, x_j) 1b \frac{p(x_i, x_j)}{p(x_i)p(x_j)}$  (2)

式中: $p(x_i)$ 为观测指标  $x_i$  出现的概率; $p(x_i,x_j)$ 为 观测指标  $x_i$  和  $x_j$  同时发生的联合概率。根据第 2. 4 节离散化方法,每个观测指标可以离散化为"1、 2、3、4、5"。在某一时间段监测到数据大样本,以出 现频率近似它们的概率 p(x),代入式(2)中计算 它们的互信息量,如果  $I(x_i,x_j)$ 大于一个指定的阈 值,则认为很相关,可剔除一个冗余指标,按此方法 可遴选出一些具有代表性的评估指标。

# 3 评估模型

#### 3.1 朴素贝叶斯评估模型

经过互信息方法评估指标的遴选,选出与主 机基础运行维指数 Run<sub>host</sub>、脆弱维指数 Vul<sub>host</sub>与 威胁维指数 Threat<sub>host</sub>相关的评估指标。根据概 率论知识,所有的评估指标构成一个向量 X = $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ ,每个分量  $x_i$  是一个评估指标,对 应于朴素贝叶斯分类器一个具体叶子节点,看成 一个随机变量,可取离散型或连续型 2 种观测值。

本文可逐级构建用于主机信息融合的朴素贝 叶斯分类器,从上而下,分而治之,下层的输出作为 上一层的输入。从图1可知,就每台主机而言,对 于主机基础运行维指数 Run<sub>host</sub>、主机脆弱维指数 Vul<sub>host</sub>与主机威胁维指数 Threat<sub>host</sub>建立3个不同 的朴素贝叶斯分类器,图2所示为主机威胁维指数 的朴素贝叶斯分类器模型,起推理作用;如果分类 器评估指标数太多,可把同一个类型的指标整合在 一起,构建一个子朴素贝叶斯分类器,分而治之, 图3所示为木马指数子分类器模型,起分类作用。









图 3 木马指数朴素贝叶斯分类器模型



所构建的朴素贝叶斯分类器只限于主机级别,对于网络级别的安全态势,3个维指数信息融 合时将采用数理统计的方法,不需要构建朴素贝 叶斯分类器,图1有标示。

# 3.2 分类方法改进

为了更好使朴素贝叶斯分类器用于网络安全 态势评估上,本文将改进分类器参数学习,主要是 为了避免在分类与推理上陷入极值,采用拉普拉 斯原理平滑参数学习。

朴素贝叶斯的参数确定一般使用极大似然估 计方法,使用样本出现的频率估计它们的先验概 率和条件概率。然而,这样可能会出现极值条件 概率的情况,因样本量过少出现条件概率为0而 使推理结果也为0,从而影响后验概率的估计。 一般采用贝叶斯估计,加上参数λ的拉普拉斯平 滑方法解决:

$$P_{\lambda}(X^{(j)} = x_j | Y = c_k) = \frac{\sum_{i=1}^{n} I(X^{(j)} = x_j, Y = c_k) + \lambda}{\sum_{i=1}^{n'} I(Y = c_k) + s_j \lambda}$$
(3)

式中:n'为样本个数;I为指示函数;s<sub>j</sub>为x<sub>j</sub>出现个数;Y为一个取类属 C上的变量。贝叶斯估计等价于在各个取值的频数上加上一个适当的正数 λ,避免条件概率为0。

#### 3.3 确定参数

经第3.2 节构建主机上的朴素贝叶斯分类器,若要能在实际上应用,必须要获取各节点相应 条件概率 P(X | Y)及其先验概率 P(Y),一般通过 大样本的参数学习得到。设大样本训练集为

 $T = \{ (x_1, y_1), (x_2, y_2), \cdots, (x_n, y_n) \}$ 

如图 2 和图 3 所示的朴素贝叶斯分类器,需要 训练估计节点参数  $P(Y = c_k)$  与参数  $P(X^{(j)} = x_j | Y = c_k)$  ( $1 \le j \le n, 1 \le k \le m$ )的概率值,通过大样本 参数学习,从而可对评估指标 X 分配为 Y 类:

$$P(Y=c_k \mid X^{(j)} = x_j) = \frac{P(X^{(j)} = x_j \mid Y=c_k)P(Y=c_k)}{\sum_{k=1}^{m} P(X^{(j)} = x_j \mid Y=c_k)P(Y=c_k)}$$

经过大样本参数学习与拉普拉斯平滑后,根据式(3),有

 $P(Y = c_k) = s_k / s$  $P(X^{(j)} = x_j | Y = c_k) = \frac{s_{kj} + \lambda}{s_k + \lambda s_{kj}}$ 

式中: $s_k$  为大样本参数学习集中类别为 $c_k$  的样本数目;s 为大样本参数学习集 T 的总数目; $s_{kj}$ 为大样本参数学习集 T 的总数目; $s_{kj}$ 为大样本参数学习中类别为 $c_k$  且属性取值 $x_j$  的样本数,从而可计算或推理出分类条件概率值 P(Y|X)。

为了防止条件概率出现极值 0 的情况,大样 本参数学习的结果与普通朴素贝叶斯分类器不 同,添加一个平滑因子 λ。

#### 3.4 信息融合

本文的基本思路是:首先,通过采集网络各主 机上评估指标多源异构原始数据 X,对连续型指 标变量按第 2.4 节及表 1 方法预处理得到相应的 离散级别,再通过朴素贝叶斯分类器向上融合函 数 h,计算生成各主机的基础运行维指数、脆弱维 指数和威胁维指数;然后,根据数理统计上频率近 似概率的方法经融合函数 g 把 N 个主机的基础运 行维指数融合成网络的基础运行维指数,N 个主机 的脆弱维指数融合成网络的威胁维指数;最后,通 过融合函数 f 加权生成网络安全态势 SA。

# 4 量化评估方法

#### 4.1 主机安全指数

主机安全指数由主机的三维指数(Run<sub>host</sub>, Vul<sub>host</sub>, Threat<sub>host</sub>)构成,是对主机安全状况在某 时刻所处级别*i*的定量描述。通过上述方法,可 分级构建融合主机多源异构信息来评估网络安全 态势的朴素贝叶斯分类器,当采集到一个样本*X*, 经多级融合成主机的3个指数:主机基础运行维 指数 Run<sub>host</sub>、主机脆弱维指数 Vul<sub>host</sub>与主机威胁 维指数 Threat<sub>host</sub>,这就是融合函数*h*。

对于主机 3 个指数中的每维,样本 X 经朴素 贝叶斯分类器推理,有 5 个概率值。对于主机基 础运行维指数而言,把样本 X 分为"安全"的概率 为 P(Y=1|X),把样本 X 分为"轻度危险"的概 率为 P(Y=2|X),…,把样本 X 分为"高度危险" 的概率为 P(Y=5|X)。其他 2 个指数一样,为了 便于表达,把主机基础运行维指数的概率用  $P_1$ 表 示,主机脆弱维指数的概率用  $P_2$ 表示,主机威胁 维指数的概率用  $P_3$ 表示,则样本 X 经朴素贝叶 斯分类器推理,得到主机的三维指数的概率矩阵 A,可简称为主机安全指数矩阵,有  $A = \begin{bmatrix} \mathbf{Run}_{host} \\ \mathbf{Vul}_{host} \\ \mathbf{Threat}_{host} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1(1,1), P_1(1,2), \cdots, P_1(1,5) \\ P_2(2,1), P_2(2,2), \cdots, P_2(2,5) \\ P_3(3,1), P_3(3,2), \cdots, P_3(3,5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1(Y = 1|X), P_1(Y = 2|X), \cdots, P_1(Y = 5|X) \\ P_2(Y = 1|X), P_2(Y = 2|X), \cdots, P_2(Y = 5|X) \\ P_3(Y = 1|X), P_3(Y = 2|X), \cdots, P_3(Y = 5|X) \end{bmatrix}$ 

北航学报

式中:第1行表示主机基础运行维指数 Run<sub>host</sub> 5个概率;第2行表示主机脆弱维指数 Vul<sub>host</sub> 5个 概率;第3行表示主机威胁维指数 Threat<sub>host</sub> 5个 概率。网络中有 N 台主机,则每台主机经不同样 本 X 推理都可以有一个 3 × 5 概率矩阵 A,则一共 有 N 个概率矩阵 A<sub>i</sub>。

物理意义上,主机安全指数矩阵  $A \downarrow 3 \uparrow f$ 面定量描述主机的安全状况。符号约定, $A_i$ 表示 第i台主机概率矩阵, $A_i(j)$ 表示概率矩阵  $A_i$ 的第 j行, $A_i(j,k)$ 表示概率矩阵  $A_i$ 的第j行第k列。 概率矩阵 B = D同理。

#### 4.2 网络安全指数

网络安全指数由网络的三维指数(Run<sub>net</sub>, Vul<sub>net</sub>, Threat<sub>net</sub>)构成,是对网络安全状况在某时 刻所处级别*i*的定量描述。经第4.1节计算出样 本*X*的主机安全指数,网络中每台主机类似方法 可得出其安全指数,概率矩阵为 $A_i$ (*i*=1,2,…, *N*)。方便地,网络安全指数由*N*台主机的安全指 数算术平均生成,当然也可以对重要的主机如服 务器权重加大,其他主机权重减轻复合而成,这就 是融合函数*g*。例如对于网络的基础运行维指数 Run<sub>net</sub>,由*N*台主机基础运行维指数 Run<sub>host</sub>取算 术平均值,得到网络基础运行维安全指数。三维 网络安全指数构成 3×5 概率矩阵 *B*,简称为网络 安全指数矩阵,有

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{Run}_{\text{net}} \\ \mathbf{Vul}_{\text{net}} \\ \mathbf{Threat}_{\text{net}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B(1,1), B(1,2), \cdots, B(1,5) \\ B(2,1), B(2,2), \cdots, B(2,5) \\ B(3,1), B(3,2), \cdots, B(3,5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(1,1), \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(1,2), \cdots, \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(1,5) \\ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(2,1), \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(2,2), \cdots, \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(2,5) \\ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(3,1), \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(3,2), \cdots, \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} A_i(3,5) \end{bmatrix}$$

式中:第1行第1列 B(1,1)表示目前网络基础运 行维指数 Run<sub>net</sub>为"安全"的概率;第1行第5列 B(1,5)表示目前网络基础运行维指数 Run<sub>net</sub>为 "高度危险"的概率;第2行表示网络脆弱维指数 Vul<sub>net</sub>概率;第3行表示网络威胁维指数 Threat<sub>net</sub>。

<del>北航学报</del> 赠 阅

2016 年

物理意义上,是对网络上 N 台主机的安全指数 融合成一个网络安全指数,也就是从 N 个主机安全 指数矩阵 A<sub>i</sub> 融合成一个网络安全指数矩阵 B。

# 4.3 网络安全态势评估

由第4.1节和第4.2节可知,先从最基层的 众多评估指标 $X_i$ ,融合成各主机的基础运行维指 数  $Run_{host}$ 、主机的脆弱维指数  $Vul_{host}$ 与主机的威 胁维指数  $Threat_{host}$ ,生成主机 i的安全指数矩阵  $A_i$ ;再由各主机的安全指数矩阵 $A_i$ 生成网络的安 全指数矩阵  $B_o$ 

本节中,从网络安全指数中的基础运行维指数、网络的脆弱维指数与网络的威胁维指数矩阵 B最终生成网络安全态势 SA。分两步进行:第1 步,由网络安全指数的三维分别加权融合生成网 络安全态势指数;第2步,由网络安全态势指数计 算出网络安全态势。

注意术语,网络安全指数可由 3×5 的概率矩 阵 B 描述,网络安全态势指数可由 1×5 的矩阵 D 描述,而网络安全态势是一个标量 SA。

4.3.1 生成网络安全态势指数

网络安全态势指数为五等概率矩阵 D,分别 描述目前网络安全状况所处五等 *i* 的概率。根据 经验与专家推荐,给出网络基础运行维指数 Run<sub>net</sub>、网络脆弱维指数 Vul<sub>net</sub>与网络威胁维指数 Threat<sub>net</sub>的权值  $\omega = (\omega_1, \omega_2, \omega_3)(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 = 1.0)$ ,使得指数矩阵 B 生成网络安全态势指数矩 阵 D 为

$$D = \omega \cdot B = (\omega_1, \omega_2, \omega_3) \cdot B = (\omega_1, \omega_2, \omega_3) \cdot \begin{bmatrix} B(1,1), B(1,2), \cdots, B(1,5) \\ B(2,1), B(2,2), \cdots, B(2,5) \\ B(3,1), B(3,2), \cdots, B(3,5) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D(1,1), D(1,2), \cdots, D(1,5) \end{bmatrix}$$

 $\vec{x} \oplus : D(1,k) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{n} \omega_j \cdot \sum_{i=1}^{n} A_i(j,k), k = 1, 2, \cdots, 5_o$ 

矩阵 **D** 表示网络安全态势指数,是1行5列 的矩阵,每个分量元素 D(1,*i*)是0~1的实数, 5个数值之和为1,分别对应着安全态势等级1~ 5等的概率。

物理意义上,对网络安全指数矩阵 B 的三维 ( $\mathbf{Run}_{net}$ ,  $\mathbf{Vul}_{net}$ ,  $\mathbf{Threat}_{net}$ )进行加权综合,融合成 一维网络安全态势指数矩阵 D,这是对网络安全 态势目前所处五等 i 的一个定量描述 D(1,i)。 4.3.2 生成网络安全态势

由网络安全态势指数矩阵 D,与相应的等级 i经数学综合计算得到网络安全态势 SA,设等级向 量  $E = [1,2,3,4,5]^{T}$ 为转置矩阵,有 SA' =  $D \cdot E$  = [D(1,1), D(1,2), D(1,3), D(1,4), D(1,5)] \* $[1,2,3,4,5]^{T} = D(1,1) + 2D(1,2) + 3D(1,3) +$ 

$$4D(1,4) + 5D(1,5) = \sum_{i=1}^{5} i \cdot D(1,i)$$

SA = Rounding(SA')

物理意义上,等级向量 E 中的分量 i,对应的 概率为 D(1,i),综合计算后结果 SA'是1~5 之间 的实数,按照四舍五入就可得到网络安全态势 SA 所在的等级。

# 5 评估算法

## 5.1 参数学习算法

输入:评估指标 X 大样本观测数据。 输出:参数化朴素贝叶斯分类器。

- (1) s (平估指标 X 样本总数。
- (2) let  $s_k = 0$ ,  $s_{kj} = 0$ ,  $\lambda = 1$
- (3) for every  $\boldsymbol{X}$  and  $\boldsymbol{x}_j$
- (4) if  $Y = c_k$  then  $s_k = s_k + 1$
- (5) if  $X^{(j)} = x_j$  then  $s_{kj} = s_{kj} + 1$
- (6) endfor
- (7) for every  $c_k$ , let  $P(Y = c_k) = s_k/s$
- (8) for every  $x_i$  and  $c_k$  let
- (9)  $P(X^{(j)} = x_i | Y = c_k) = (s_{ki} + \lambda)/(s_k + \lambda s_{ki})$
- (10) endfor

(11) output NB parameter P(Y) and P(X|Y) 本参数学习算法的时间复杂度为 O(skm),

k为类别数,m为样本维数,s为样本量。

5.2 安全态势生成算法

输入:评估指标 X 一次观察数据。

输出:网络安全态势 SA。

(1)采集一组评估指标 X 实时观测值,并离 散化五等。

- (2) for every host i compute matrix  $A_i$
- (3) from every matrix  $A_i$  compute matrix B
- (4) let  $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \omega_2, \omega_3)$
- (5) compute matrix  $D = \boldsymbol{\omega} \cdot \boldsymbol{B}$
- (6) let matrix  $E = [1, 2, 3, 4, 5]^{T}$
- (7) compute two matrix product  $D \cdot E$
- (8) SA = rounding( $D \cdot E$ )
- (9) output SA

本网络安全态势生成算法时间复杂度 为O(N)。

# 6 仿真实验

本文搭建了一个网络实验环境,验证本文所提

出评估方法的合理性与正确性。在该环境下进行 安全态势量化评估实验。普通用户 User 和攻击者 Attacker 可通过 Internet 访问该网络上各主机。

定期采集入侵检测系统 IDS 攻击信息、主机 Nessus 中采集漏洞扫描信息、Snort 采集日志报警 信息和路由器 Netflow 采集网络流量信息,作为本 次仿真实验的多源异构原始数据源。

#### 6.1 数据采样

1) 原始数据

不断地人为对上述网络环境发起各类攻击, 为了清晰绘图,在一个10s时间内,动态采集了 200个样本,以4个评估指标(CPU利用率、内存 占用大小、子网带宽使用率和子网平均数据流) 采样为例,原始数据如图4所示,主机受到攻击时 样本实时数据会产生一定的波动,数据之间具有 相互关联性。





#### 2) 离散化后数据

对于图 4 所示连续型原始采样数据,可应用 式(1)归一化处理为 0~1之间的实数值,再对照 表 1 可取相应的五等离散取值。为了便于表达, 把图 4 中的数据按中间值处理后平移到相应的位 置,而不是直接取离散值,否则变成一根折线,表 达不了数据之间的差异性,如图 5 所示。离散化 平移后,数据在相应的离散值附近上下小幅度波 动。在应用时,在等级 *i* 附近上下波动的数据就 取离散化值 *i*,方便且易于操作。

北航学报



#### 6.2 参数学习

为了让所建立的朴素贝叶斯分类器能正常使用,必须对其进行参数学习。本实验随机采集所 需样本量5000个,对普通贝叶斯网、朴素贝叶斯 网与拉普拉斯平滑后的朴素贝叶斯网参数学习算 法作了相应的比较,如图6所示。





图 6 朴素贝叶斯参数学习对比图

Fig. 6 Naive Bayesian parameter learning comparison chart

根据朴素贝叶斯分类器公式和  $P_{jk} = P(X^{(j)} = x_j |$  $Y = c_k$ ), 横坐标代表学习样本量, 纵坐标表示经过 一次样本学习后, 评估指标先验概率与条件概率 与上一次学习结束时的距离, 即根方差  $\sigma =$ 

 $\sqrt{\left[\sum_{k=1}^{m} (P_{k} - P'_{k})^{2} + \sum_{j=1}^{n} \sum_{k=1}^{m} (P_{jk} - P'_{jk})^{2}\right] / (n-1)},$ 对于普通贝叶斯网,可用其联合条件概率  $\theta_{ijk} = (m_{ijk} + \alpha_{ijk}) / \sum_{k=1}^{r_{l}} (m_{ijk} + \alpha_{ijk}) 代替 P_{jk}, 为了方便计$ 算,把所有的概率放大 10 倍。从图 6 中可知,普通贝叶斯网的学习速度较慢,且具有较大的波动性,需要样本量多;而未经平滑的朴素贝叶斯网,小样本时,不如平滑后的朴素贝叶斯网明显,但样本量趋于 3 000 时,具有同等效果。因此,拉普拉斯平滑后的朴素贝叶斯在小样本时具有优越性。

经过主机 5000 个大样本数据朴素贝叶斯参数学习,获得后验概率参数 P(X = x<sup>(i)</sup> | Y = i) 近似 值,以主机基础运行维指数为例,如表 2 所示朴素 贝叶斯分类器的部分参数表。

表 2 朴素贝叶斯分类器的参数表

Table 2	Naive	Bayesian	classifier	parameter	table	%
---------	-------	----------	------------	-----------	-------	---

甘加	$P(X = x^{(j)}   Y = i)$						
空仙	CPU	内存	子网平均	子网带宽	子网流量		
冱仃绌	利用率	占用率	数据流	使用率	变化率		
Y = 1	76.23	73.27	73.17	69.46	71.33		
Y = 2	10.18	18.77	11.22	9.77	11.42		
Y = 3	4.32	9.62	10.72	4.32	3.12		
Y = 4	0.58	7.30	3.62	0.98	1.51		
Y = 5	0.26	1.08	3.62	23.71	0.40		

## 6.3 在线评估

1) 主机安全指数图

一个样本 X 经朴素贝叶斯分类器推理,对于 主机 3 个指数(Run<sub>host</sub>, Vul<sub>host</sub>, Threat<sub>host</sub>)中的 每维,各有 5 个概率值。

图 7 给出了当主机一次朴素贝叶斯推理后, 主机每维取相应的概率值的情况。第 1 竖列表示 该主机基础运行维指数 Run<sub>host</sub> 5 个等级概率, 第 2 竖列表示该主机脆弱维指数 Vul<sub>host</sub> 5 个等级 概率,第3 竖列表示该主机威胁维指数 Threat<sub>host</sub> 5 个等级概率。从结论可以看出各维取第1 等级 的概率 P(Y=1|X)都要高,且每维5 个等级概率 之和为1,说明各主机"安全"的概率要大得多, "高度危险"的概率要少得多。



2) 网络安全态势指数图

网络安全态势指数为5个等级概率矩阵 D,分 别描述目前网络安全状况所处5个等级i的概率。 本文根据经验与专家推荐,给出网络基础运行维指 数  $Run_{net}$ 、网络脆弱维指数  $Vul_{net}$ 与网络威胁维指 数  $Threat_{net}$ 的权值  $\omega = (\omega_1, \omega_2, \omega_3) = (0.50, 0.25, 0.25)$ ,体现网络的基础运行维指数的重要性,从网 络安全指数矩阵 B 生成网络安全态势指数,是1 行 5 列的矩 阵,每个分量元素 D(1,i)是0~1 的实数,5 个数值 之和为1。图8 描绘了 15 个时刻的网络安全态势 指数。网络上受到攻击时,相关时刻指数会产生波 动。图8 中每个时刻上的5 个值(竖排)之和为1, 分别对应着安全态势等级1~5 等的概率。



图 8 网络安全态势指数图



3) 网络安全态势评估图

在网络安全态势评估前,需动态采集各个评估指标值,表3表示某个时刻 t 网络上一主机所有评估指标的离散取值。网络上有多少个主机, 在这个时刻 t 时就有多少个类似参数表3,共同融合成网络的安全态势 SA。

表3表示此台主机正受到网络攻击,因为威胁维指数5个等值基本上处于2、3等级,经融合

可得网络安全态势指数矩阵为 **D** = [0.71,0.18, 0.07, 0.03, 0.01], 与相应等级向量[1,2,3,4, 5]<sup>T</sup>之积,得 SA'=1.45, 取上整得到网络安全态势为第1等, 近似第2等。

本实验动态采集了 10 次样本,网络上主机当 达到一定数量受到攻击时,整个网络安全态势会 产生明显波动。实验中,对普通贝叶斯评估方法、 朴素贝叶斯评估方法以及本文中的拉普拉斯平滑 后的朴素贝叶斯评估方法作了比较,网络安全态 势评估对比如图 9 所示。根据网络安全态势等级 划分,若对 SA'的值四舍五入,拉普拉斯平滑后的 朴素贝叶斯评估方法具有同等的效果,能及时反 映网络当前的安全状况。

表 3 主机评估指标所取离散值 Table 3 Host assessment indicators taking discrete values

Run <sub>host</sub>	玉笙店	Vul <sub>host</sub>	玉笙店	Threat <sub>host</sub>	5 笙店
可观测指标	工寸旧	可观测指标	工寸旧	可观测指标	山子田
CPU 利用率	1	网络漏洞数目 及等级	1	蠕虫攻击	2
内存使用情况	1	系统配置	1	DDoS	2
子网平均无故 障时间	2	防护软件 是否安装	1	子网带宽 使用率	2
子网流量 变化率	1	关键设备漏洞 数目及等级	1	木马和普通 病毒数目	3
子网内存活关 键设备数目	1	子网内安全 设备数目	1	子网流入量 增长率	2
子网内不同 大小数据包 的分布	1	子网内各关键 设备开放端口	2	子网数据 流入量	3
子网数据流总量	1			报警数目	2
子网内关键	×				
设备平均	2				
存活时间					





从上述仿真实验可以看出,本文算法具有高效性与准确性。图6表明当样本量达3000左右 基本上收敛在某个平稳状态,所需样本量比贝叶 斯方法要少,参数学习效率高;图8表明安全态势 受多个评估指标与主机影响,之间具有相互关联 性,受攻击时产生波动,可详细反映当时网络安全 所处各状态的情况;图9表明本文所采取的拉普 拉斯平滑后的朴素贝叶斯评估方法具有稳定性, 优于其他两个方法。

化航学报

# 7 结 论

针对目前安全态势评估中的信息来源单一、 评估范围有限、时空开销较大且可信度低等问题, 本文提出了基于多源异构信息融合的量化评估网 络安全态势方法。

 在评估过程中,分层处理,综合考虑了影 响网络安全态势的各方面因素。

2)首先通过构建分级朴素贝叶斯分类器融合主机的多源异构非确定性信息源,改进了朴素贝叶斯分类器参数学习,给予了拉普拉斯平滑方法,优化分类与推理结果;然后使用数理统计的方法融合网络上各主机的安全指数,量化评估网络安全态势,具有可信性;最后通过真实网络环境的实验,验证了所提方法在网络安全态势评估中的可行性和有效性。

 3)朴素贝叶斯分类器在参数学习、分类与推 理,具有快速高效性。

#### 参考文献 (References)

- BASS T. Intrusion detection systems and multisensory data fusion[J]. Communications of the ACM, 2000, 43(4):99-105.
- JANSEN A, MELCHERS K G, LIEVENS F, et al. Situation assessment as an ignored factor in the behavioral consistency paradigm underlying the validity of personnel selection procedures
   J. Journal of Applied Psychology, 2013, 98 (2):326-341.
- [3] SHARMA C, KATE V. ICARFAD: A novel framework for improved network security situation awareness [J]. International Journal of Computer Applications, 2014, 87(19):26-31.
- [4] BECHTSOUDIS A, SKLAVOS N. Aiming at higher network security through extensive penetration tests [J]. IEEE Latin America Transactions, 2012, 10(3):1752-1756.
- [5] 黄同庆,庄毅.一种实时网络安全态势预测方法[J].小型 微型计算机系统,2014,35(2):303-306.
   HUANG T Q, ZHUANG Y. An approach to real-time network

security situation prediction[J]. Journal of Chinese Computer Systems,2014,35(2):303-306(in Chinese).

[6] 刘玉岭,冯登国,连一峰,等.基于时空维度分析的网络安 全态势预测方法[J].计算机研究与发展,2014,51(8): 1681-1694.

LIU Y L,FENG D G,LIAN Y F, et al. Network situation prediction method based on spatial-time dimension analysis [J]. Journal of Computer Research and Development,2014,51(8): 1681-1694(in Chinese).

 [7] 谢丽霞,王亚超,于巾博.基于神经网络的网络安全态势感知[J].清华大学学报(自然科学版),2013,53(12): 1750-1760.

XIE L X, WANG Y C, YU J B. Network security situation



2016 年

awareness based on neural networks[J]. Journal of Tsinghua University(Science and Technology), 2013, 53 (12): 1750-1760(in Chinese).

- [8] 席荣荣,云晓春,张永铮,等.一种改进的网络安全态势量 化评估方法[J].计算机学报,2015,38(4):749-758.
  XI R R,YUN X C,ZHANG Y Z, et al. An improved quantitative evaluation method for network security[J]. Chinese Journal of Computers,2015,38(4):749-758(in Chinese).
- [9]张勇,谭小彬,崔孝林,等.基于 Markov 博弈模型的网络安 全态势感知方法[J].软件学报,2011,22(3):495-508. ZHANG Y,TAN X B,CUI X L, et al. Network security situation awareness approach based on Markov game model[J]. Journal of Software,2011,22(3):495-508(in Chinese).
- [10] KHREICH W, GRANGER E, MIRI A, et al. Adaptive ROCbased ensembles of HMMs applied to anomaly detection [J]. Pattern Recognition, 2012, 45(1):208-230.
- [11] SENDI A S, DAGENAIS M, JABBARIFAR M, et al. Real time intrusion prediction based on optimized alerts with hidden Markov model[J]. Journal of Networks, 2012, 7(2):311-321.
- [12] LAMINE F B, KALTI K, MAHJOUB M A. The threshold EM algorithm for parameter learning in Bayesian network with incomplete data[J]. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2011, 2(7):86-91.
- [13] 张轮,杨文臣,刘拓,等. 基于朴素贝叶斯分类的高速公路 交通事件检测[J]. 同济大学学报(自然科学版),2014,42

(4):558-563.

ZHANG L,YANG W C,LIU T, et al. A naive Bayesian classifier-based algorithm for freeway traffic incident detection [J]. Journal of Tongji University (Natural Science), 2014, 42 (4): 558-563 (in Chinese).

- [14] PANDA M, ABRAHAM A, PATRA M R. A hybrid intelligent approach for network intrusion detection [C] // International Conference on Communication Technology and System Design 2011. Amsterdam: Elsevier, 2012, 30:1-9.
- [15] 国务院. 国家突发公共事件总体应急预案[M]. 北京:中国 法制出版社,2006:1-2.
  The State Council of the People's Republic of China. A overall emergency plans of national public event[M]. Beijing: China Legal Press,2006:1-2(in Chinese).

# 作者简介:

**文志诚** 男,博士,教授,硕士生导师。主要研究方向:网络安 全与软件工程。

E-mail: zcwen@ mail. shu. edu. cn

**陈志刚** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:分布式 处理。

Tel. : 13387480797 E-mail: czg@ mail. csu. edu. cn

# Assessing network security situation quantitatively based on information fusion

WEN Zhicheng<sup>1,2</sup>, CHEN Zhigang<sup>2,\*</sup>, TANG Jun<sup>3</sup>

(1. School of Computer and Communication, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China;

3. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

Abstract: Concerning the problem that current network security situation assessment has the characteristics of single information source, limited assessment scope, not easy to build model, high time and space complexity and not high credibility, a new method of network security situation assessment is proposed based on multi-source and heterogeneous information fusion. A hierarchical naive Bayesian classifier was constructed based on the theory of Laplace's principle for smoothing parameter learning in order to optimize the result of classification and inference. The quantization for the network security situation was assessed using the method of mathematical statistics, which can generate every host security index through information fusion. The current network security situation should be understood overall and macroscopically. The feasibility and effectiveness of the proposed method for network security situation assessment are verified by the experiments in real network environment.

Key words: multi-source and heterogeneous; information fusion; network security situation; quantitative assessment; naive Bayesian

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151109.0910.001.html

Received: 2015-08-31; Accepted: 2015-09-25; Published online: 2015-11-09 09:10

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61379057,61309027,61073186); Natural Science Foundation of Hunan Province(2016JJ5034)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 13387480797 E-mail: czg@ mail.csu.edu.cn

<u>比航学报</u> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0507



# 基于信息理论的网络文本组合聚类

王扬<sup>1,2</sup>,袁昆<sup>1</sup>,刘洪甫<sup>3</sup>,吴俊杰<sup>1</sup>,包秀国<sup>4,\*</sup>

(1. 北京航空航天大学 经济管理学院,北京 100083; 2. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院,北京 100083;
3. 东北大学 工学院,波士顿 02115; 4. 国家计算机网络与信息安全管理中心,北京 100029)

摘 要:尽管近年来针对文本聚类问题进行了大量研究,其仍然是数据挖掘领域的 一个富有挑战性的问题,特别在弱相关特征乃至噪声特征的处理上,仍然存在诸多挑战。针对 这一问题提出了文本聚类的分解-组合算法框架——DIAS。该方法首先通过简单随机特征抽 样将高维文本数据进行分解得到多样化的结构知识,其优点是能够较好地避免产生大量的噪 声特征。然后采用基于信息理论的一致性聚类(ICC)将多视角基础聚类知识组合起来,得到 高质量的一致性划分。最后通过在 8 个真实文本数据集上的实验,证明 DIAS 算法相较于其 他被广泛使用的算法具有明显优势,特别在处理弱基础聚类上具有突出效果。由于在分布式 计算上的天然优势,DIAS 有望成为大规模文本聚类的主流算法。

关 键 词:文本聚类;分解-组合算法;基于信息理论的一致性聚类;K-均值;大数据 聚类

中图分类号: V221\*.3; TB553

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1603-09

文本聚类在数据挖掘、信息检索和社交媒体 挖掘等领域有着广泛应用,其旨在将文档集划分 成若干有意义的类别,这是许多实际应用中的关 键环节,如对搜索引擎返回的海量结果进行分类 浏览<sup>[1]</sup>,浏览大型文档集合<sup>[2]</sup>,以及从用户产生 内容中发现未知的观点<sup>[3]</sup>等。

尽管文本聚类被广泛研究,但其高维性和 稀疏性仍是难以解决的问题。随着近几年社会 媒体的快速发展,文本数量出现爆炸式增长,同 时文本信息更加短促,这些特征加剧了文本聚 类的难度。特征操作<sup>[4-5]</sup>、距离选择<sup>[6]</sup>及子空间 聚类<sup>[7]</sup>等传统方法在聚类的精度和效率上很难 做到均衡。

本文针对文本聚类提出了一种分解-组合算 法框架——DIAS。首先通过采用简单随机特征 抽样算法分解高维文本,得到多样化的结构知识, 同时又规避了大量噪声特征的产生。然后基于信 息理论的一致性聚类(Information-theoretic Consensus Clustering, ICC)将多视角基础聚类知识组 合起来,得到高质量的一致性划分。

通过在 8 个真实文本数据集上的实验,证明 了 DIAS 算法相较于其他主流算法在精度上的优势。DIAS 算法中的简单随机特征抽样在处理高 稀疏文本时更为高效,一个很小的抽样比例 (10%)在绝大多数实验数据上即能得到令人满 意的效果。此外,实验证明 DIAS 算法在处理弱 基础聚类上具有显著优势,其关键在于充分利用 了基础聚类的多样性。由于 DIAS 算法在分布式 计算上的天生优势,其有希望成为大规模文本聚 类的主流算法。

基金项目:国家自然科学基金(71531001,71322104,71171007,71471009);国家"863"计划(SS2014AA012303);中央高校基本科研业 务费专项资金

\* 通讯作者: Tel.: 010-82338497 E-mail: baoxiuguo@139.com

**引用格式:** 王扬, 袁昆, 刘洪甫, 等. 基于信息理论的网络文本组合聚类[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1603-1611. WANG Y, YUAN K, LIU H F, et al. Information-theoretic ensemble clustering on web texts [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1603-1611 (in Chinese).

收稿日期: 2015-07-30; 录用日期: 2015-09-06; 网络出版时间: 2015-10-08 15:21

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151008.1521.001.html



#### 2016 年

# 1 DIAS 算法基本框架

图 1 阐述了 DIAS 算法的 3 个主要阶段:

1)第1阶段进行特征子集选择,将高维文本数据按列划分成小的数据集。划分方法应当快速高效,同时保证数据子集的多样性。实验结果表明,如果采用简单随机特征抽样策略,即使采样率低至10%,DIAS 算法的效果仍然不错。详情参见实验部分。

2)第2阶段针对每个数据子集生成一个基础聚类。尽管理论上可采用任何聚类算法,本文 推荐采用 K-均值算法,可充分利用其高效性和鲁 棒性。 3) 第3阶段是 DIAS 的关键,即对基础聚类 结果进行融合。一致性聚类算法应当是高效和健 壮的,并能从大量的弱基础聚类中进行学习。为 满足上述要求,本文提出 ICC 算法。详情参见第 2节。

研究发现, DIAS 算法在处理海量、高维文本 时有天然优势:首先,通过特征选择, DIAS 算法既 规避了噪声特征,又从文本中得到了多样化的聚 类信息,从而降低维度灾难的影响;其次,针对数 据子集的聚类适于并行或分布计算,这对于大数 据计算是至关重要的。由于 DIAS 算法的第1、2 阶段较为简单,下面主要围绕第3阶段的 ICC 算 法展开研究。



Fig. 1 Framework of DIAS algorithm

# 2 基于信息理论的一致性聚类

令 *D* 表示文本数据集合, |*D*| = *n*。假设采用 硬聚类划分将 *D* 划分成 *K* 个数据子集, 用集合 *C* = {*C<sub>k</sub>* | *k* = 1,2,…,*K*} 表示, *C<sub>k</sub>* ∩ *C<sub>k'</sub>* = Ø, ∀*k*≠*k'*,  $\bigcup_{k=1}^{K} C_k = D_o$  令向量  $\pi = (L_{\pi}(d_1), L_{\pi}(d_2), \cdots, L_{\pi}(d_n))^{\mathsf{T}}, L_{\pi}$ 将文本 *d<sub>l</sub>* 映射到标签集合 {1,2,…,*K*} 中,1≤*l*≤*n*。假设有 *r* 个基础聚类 *II* = {*π*<sub>1</sub>, *π*<sub>2</sub>,…, *π<sub>r</sub>*} 。目标是找到一致性聚类算法以求解下述问题:

$$\min_{\boldsymbol{\pi}} - \sum_{i=1}^{r} w_i U(\boldsymbol{\pi}, \boldsymbol{\pi}_i)$$
s. t.  $\sum_{i=1}^{r} w_i = 1, w_i \ge 0, 1 \le i \le r$  (1)

式中: $U: \mathbf{Z}_{++}^n \times \mathbf{Z}_{++}^n \mid \rightarrow \mathbf{R}$  为效用函数;  $w = (w_1, w_2)$ 

 $w_2$ ,…, $w_r$ )<sup>T</sup>为用户给定的基础聚类权重向量。 本文默认 $w_1 = w_2 = \dots = w_r = 1$ ,主要出于两点考虑:①充分利用各基础聚类结果的多样性(参见 第3.2.2节实验部分);②在一致性聚类前无从 得知各基础聚类结果的准确性。若要自动设置 w,一种思路是将其L2范式作为约束加入目标函 数中。笔者将在未来工作中考虑这个问题。

式(1)是一个非凸优化问题,其核心在于选择一个合适的效用函数 *U*,以高效地得到一个较好的一致性聚类结果。

## 2.1 基于信息理论的效用函数

DIAS 算法的核心是将基础聚类融合成一个 聚类结果,这就要求一致性聚类算法必须具有高 效性和健壮性。因此本文提出一个基于信息理论



1605

的效用函数,并据此构建高效的 ICC 算法。

根据式(1),效用函数定义在 2 个划分  $\pi$  和  $\pi_i$ 上,因此可视为 2 个划分的相似度的一个测 度。采用表 1 的可能性矩阵来辅助效用函数定 义。如表 1 所示,  $\pi$  和  $\pi_i$ 分别有 K 和  $K_i$  个簇。  $n_{k_i}^{(i)} 表示 \pi_i$ 中的簇  $C_i^{(i)}$ 与  $\pi$ 中的簇  $C_k$  共同包含 的样本数目,则

$$n_{k+}^{(i)} = \sum_{j=1}^{K_i} n_{kj}^{(i)}, \quad n_{+j}^{(i)} = \sum_{k=1}^{K} n_{kj}^{(i)}$$

$$1 \le j \le K_i, \ 1 \le k \le K$$

$$(k) = n_{k+1}^{(i)} + n_{k$$

令  $p_{kj}^{(i)} = n_{kj}^{(i)} / n, p_{k+}^{(i)} = n_{k+}^{(i)} / n, p_{+j}^{(i)} = n_{+j}^{(i)} / n, 可$ 得标准化后的可能性矩阵,并据此定义效用函数。 令离散分布  $P_{k}^{(i)} = (p_{k1}^{(i)} / p_{k+}, p_{k2}^{(i)} / p_{k+}, \cdots, p_{kK_{i}}^{(i)} / p_{k+}), \forall k, P^{(i)} = (p_{+1}^{(i)}, p_{+2}^{(i)}, \cdots, p_{+j}^{(i)}, \cdots, p_{+K_{i}}^{(i)}), 由此$ 导出定义 1。

表1 可能性矩阵

	Та	ble 1 (	Continge	ncy matrix	
簇	$C_1^{(i)}$	$C_{2}^{(i)}$		$C_{K_i}^{(i)}$	Σ
$C_1$	$n_{11}^{(i)}$	$n_{12}^{(i)}$		$n_{1K_i}^{(i)}$	$n_{1 +}^{(i)}$
$C_2$	$n_{21}^{(i)}$	$n_{22}^{(i)}$		$n_{2K_i}^{(i)}$	$n_{2+}^{(i)}$
÷	÷	÷	7	<b>Z</b> ;	÷
$C_K$	$n_{K1}^{(i)}$	$n_{K2}^{(i)}$		$n_{KK_i}^{(i)}$	$n_{K+}^{(i)}$
Γ	$n^{(i)}$	$n^{(i)}$		$n^{(i)}$	n

**定义1** 如果函数 U<sub>n</sub>满足式(2)定义,那么称其为基于信息理论的效用函数。

 $U_{H}(\boldsymbol{\pi}, \boldsymbol{\pi}_{i}) = -\sum_{k=1}^{K} p_{k+} H(P_{k}^{(i)}) + H(P^{(i)})$ (2)

式中:H为香农熵。

因 H 是凹函数,根据詹森不等式易得

$$-\sum_{k=1}^{K} p_{k+} H(P_{k}^{(i)}) \ge -H(\sum_{k=1}^{K} p_{k+} P_{k}^{(i)}) = -H(P^{(i)})$$

因此,  $U_{H} \ge 0$ 。 $U_{H}$  越高, 效用值越高, 说明 2 种划分的相似度也越高。应注意,  $U_{H}$  是非对称 的, 即如果  $\boldsymbol{\pi} \neq \boldsymbol{\pi}_{i}$ , 则  $U_{H}(\boldsymbol{\pi}, \boldsymbol{\pi}_{i}) \neq U_{H}(\boldsymbol{\pi}_{i}, \boldsymbol{\pi})$ 。

选择  $U_{\mu}$  作为式(1)中的效用函数的主要原因是:可将关于  $\pi$  的优化问题转化为一个基于信息理论的 K-均值聚类问题,这样就能保证高效性和健壮性。为了更好理解转化过程,首先介绍二元矩阵的概念,用于汇总所有基础聚类结果。定义二元矩阵  $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^{\mathrm{T}}$ ,其中:

$$\boldsymbol{x}_{l} = (\boldsymbol{x}_{l,1}, \boldsymbol{x}_{l,2}, \cdots, \boldsymbol{x}_{l,i}, \cdots, \boldsymbol{x}_{l,r}) \qquad 1 \leq l \leq n$$
(3)

$$\boldsymbol{x}_{l,i} = (x_{l,i1}, x_{l,i2}, \cdots, x_{l,ij}, \cdots, x_{l,iK_i})$$
(4)

$$x_{l,ij} = \begin{cases} 1 & L_{\pi_i}(d_l) = j \\ 0 & \ddagger \& \end{cases}$$
(5)

很明显, **|| x**<sub>l,i</sub> ||=1, ∀ l, i。

根据 $U_H$ 和X的定义,有如下重要定理。

**定理1** 假设  $\pi \neq D \perp K \uparrow \& C_1, C_2, \dots, C_k$ 的一个一致性划分,给定 r 个基础聚类  $\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_r$  和权重向量 w, 则

$$\max_{\boldsymbol{\pi}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} U_{H}(\boldsymbol{\pi}, \boldsymbol{\pi}_{i}) \Leftrightarrow \min_{C} \sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{K}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} D(\boldsymbol{x}_{l,i} \| \boldsymbol{m}_{k,i})$$
(6)

$$D(\mathbf{x} \| \mathbf{y}) = -H(\mathbf{x}) + H(\mathbf{y}) + (\mathbf{x} - \mathbf{y})^{\mathrm{T}} \nabla H(\mathbf{y})$$
因此有

$$\sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{k}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} D(\mathbf{x}_{l,i} \parallel \mathbf{m}_{k,i}) =$$

$$\sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{k}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} (-H(\mathbf{x}_{l,i}) + H(\mathbf{m}_{k,i})) +$$

$$\sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{k}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} (\mathbf{x}_{l,i} - \mathbf{m}_{k,i}) \nabla H(\mathbf{m}_{k,i})$$

$$\bigoplus_{(\alpha)} = -\sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{k}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} H(\mathbf{x}_{l,i}) + \sum_{k=1}^{K} \sum_{d_{l} \in C_{k}} \sum_{i=1}^{r} w_{i} H(\mathbf{m}_{k,i}) =$$

$$= \sum_{i=1}^{r} \sum_{d_{l} \in D} w_{i}H(\boldsymbol{x}_{l,i}) + n \sum_{i=1}^{r} w_{i} \sum_{k=1}^{n} p_{k} + H(\boldsymbol{m}_{k,i})$$

易知(γ)为常数,因此有

$$\min_{c} (\alpha) \Leftrightarrow \max_{c} - \sum_{i=1}^{r} w_{i} \sum_{k=1}^{n} p_{k} + H(\boldsymbol{m}_{k,i})$$

$$(8)$$

$$\begin{split} m_{k,ij} &= \sum_{d_l \in C_k} x_{l,ij} / |C_k| = |C_k \cap C_j^{(i)}| / |C_k| = \\ &\frac{n_{kj}^{(i)}}{n_{k+}} = \frac{p_{kj}^{(i)}}{p_{k+}}, \forall j \end{split}$$

得出

$$\boldsymbol{m}_{k,i} = \left(\frac{p_{k1}^{(i)}}{p_{k+}}, \frac{p_{k2}^{(i)}}{p_{k+}}, \dots, \frac{p_{kK_i}^{(i)}}{p_{k+}}\right) = P_k^{(i)}, \forall k, i$$
  

$$\text{up} \in \mathbf{H} P_k^{(i)} \; \mathsf{C} \mathsf{F} \mathsf{ad} (8) + \mathsf{bh} \; \boldsymbol{m}_{k,i}, \mathsf{H} \mathsf{ad} \mathfrak{B} \mathsf{dd} \mathsf{ad}$$
  

$$\text{@m} \wedge \mathsf{R} \stackrel{r}{=} \sum_{i=1}^r w_i H(P^{(i)}), \mathsf{T} \mathfrak{B}$$



2016 年

定理1表明,借助从基础聚类中得到的二元 矩阵,ICC算法可转换为基于信息理论的K-均值 聚类。后者由于具有高效性、健壮性和广泛适用 性等优点,因而被公认是非常优秀的算法。事实 上,近年来许多文献都将信息理论应用到文本聚 类上,如Gokcay和Principe<sup>[8]</sup>介绍了valley seeking 聚类算法,并在其中采用信息论测度估计了数据 划分的代价;Dhillon等<sup>[9]</sup>根据互信息提出了联合 聚类算法来进行文本聚类;Cao等<sup>[6]</sup>最近在基于 信息理论的K-均值(IK-means)聚类算法的基础 提出了SAIL算法以处理零值困境。

2.2 DIAS 算法详解

算法1 DIAS

输入:文本数据 D;簇个数 K;随机特征抽样 率 r<sub>s</sub>;基础聚类权重 w。输出:一致性聚类结 果 π<sup>\*</sup>。

 1) 以设定的随机特征抽样率 r<sub>s</sub> 从 D 中抽取 数据子集 D<sub>i</sub>,1≤i≤r。

2)利用 K-均值算法对  $D_i$  进行基础聚类得到  $\pi_i$ ,1 $\leq i \leq r_o$ 

3) 从  $\Pi = \{\pi_1, \pi_2, \cdots, \pi_r\}$  中构建二元矩阵  $X_{\circ}$ 

4) 调用 ICC 以计算 π<sup>\*</sup>。

5) 返回 **π**<sup>\*</sup>。

算法2 ICC

输入:二元矩阵 X;簇个数 K;权值 w。输出: 一致性聚类结果 π<sup>\*</sup>。

1) 根据 X 和 w 的值得到加权二元矩阵 X'。

在 X'上执行基于信息理论的 K-均值算法
 得到 π<sup>\*</sup>。

3) 返回*π*<sup>\*</sup>。

算法要点如下:

 1)算法1第1行中叙述 DIAS 算法数据集是 通过随机特征选择方案生成的。这不仅是算法高效的原因,更重要的是从特征中寻求多样信息,这 对得到多样化基础聚类非常关键。本文倾向于取 较小的 r<sub>s</sub>值,比如 10%。 2)本文在 DIAS 算法中采用 K-均值算法进行基础聚类。绝大多数情况下,K-均值聚类是高效、稳定的,能够得到相当好的划分效果。应该避免采用复杂的算法,因为这会严重影响效率,而对一致性聚类的精度贡献往往不大。

3) ICC 算法采用 K-均值聚类是非常高效的。 其时间复杂度为 O(InrK),I 为收敛时迭代的次 数(通常不超过 20),因为二元矩阵的特点,数 据维度为 r。r 个基础聚类的时间复杂度为 O(rIndr<sub>s</sub>K),d 为一篇文档包含的平均词数。可 以通过采用并行计算以及设定小的 r<sub>s</sub>值来降低 复杂度。值得一提的是,ICC 算法的空间复杂度 因为数据维度由 d 减为 r,从而得到大幅降低;这 一点同样适用于基础聚类,因为基础聚类的数据 维度也由 d 减为 dr<sub>s</sub>。

# 3 实验结果

本节检验 DIAS 算法的效果。主要关注: ①影响 DIAS 算法的主要因素;②DIAS 算法相较 于其他主流聚类算法的优越性;③ICC 算法对主 流一致性聚类算法的优势。

#### 3.1 实验设计

3.1.1 实验数据

实验采用 8 个已经标注的真实文本数据集, 它们的主要特征如表 2 所示。表中:变异系数 (coefficient of variation)用来度量真实簇中样本容 量不均衡性;密度为文本数据中非零值比例,用来 表征文本的稀疏程度。表格中前 5 个数据集来源 于 CLUTO<sup>[10]</sup>, RCV 和 News20<sup>[11]</sup>是有名的标准文 本集<sup>[12]</sup>, Baike<sup>[13]</sup>则来源于百度百科。

3.1.2 实验工具

DIAS 算法基于 MATLAB 平台编程实现,参数默认值如下:ICC 算法的权值设为等值;随机特征抽样率  $r_s = 10\%$ ;对每个数据集采用 MATLAB 的 kmeans 函数(相似度采用 cosine)运行 100 遍得到r = 100个基础聚类;聚类数设置为真实簇个

			Laste 2 Enp				
数据集	样本量	属性个数	类别数	密度	最小类样本量	最大类样本量	变异系数
cacmcisi	4 663	14 409	2	0.0012	1460	3 203	0.53
classic	7 094	41 681	4	0.0008	1 033	3 203	0.55
mm	2 521	126 373	2	0.0015	1 1 3 3	1 388	0.14
reviews	4 069	126 373	5	0.0015	137	1 388	0.64
sports	8 580	126 373	7	0.0010	122	3 412	1.02
RCV	9 625	29 992	4	0.0025	2 0 2 2	2 638	0.18
News20	18 846	26 21 4	20	0.0052	628	999	0.10
Baike	9 809	287 986	20	0.0021	27	1 601	1.14

表 2 实验数据集 Table 2 Experimental data sets



1607

数;运行 ICC 算法 10 遍取最好的结果。参与比较 的算法包括基于信息理论的 K-均值算法、基于互 联矩阵的一致性聚类方法(HCC),均在 MATLAB 平台实现。为了全面对比,还采用了 2 个有名的 工具:CLUTO<sup>[14]</sup>和基于图的一致性聚类工具 (GCC)<sup>[15]</sup>。这些工具的参数在实验中根据不同 数据集进行优化适配。

3.1.3 聚类有效性评价指标

由于所有数据集的簇标签已知,本文采用正 向外部效度(Normalized Mutual Information, NMI, 记为 NMI([0,1])度量聚类的有效性<sup>[15]</sup>。NMI 基于信息理论中的共有信息概念,目前已被广泛 应用于聚类分析的外部评价。

3.2 DIAS 算法的影响因素分析

3.2.1 质量因素分析

直观来看,基础聚类的好坏应对 ICC 算法的 成功非常重要。问题在于需要多少个高质量的基 础聚类才能得到一个好的一致性聚类。DIAS 算 法采用的简单随机特征抽样算法很难得到大量好 的基础聚类。这一推测可以从基础聚类的质量分 布中得到验证。从图2可以看出,无论是cacmcisi 还是 Baike,大部分基础聚类的质量都比较差。关 键在于 ICC 算法能否利用少量相对高质量的基础 聚类得到较好的一致性划分。

通过实验发现,ICC 算法能够利用少量相对 高质量的基础聚类得到较好的一致性划分。图 2







中右侧竖线表明,ICC 算法得到的一致性划分的 质量高于基础聚类的平均水平,这证明 ICC 算法 能够从少量相对较高质量的基础聚类提取出簇结 构的重要信息。进一步,对 cacmcisi 数据进行敏 感性分析,即按照质量从好到坏的顺序依次移除 基础聚类,观测 ICC 算法效果的变化。如图 3 所 示,当移除前 20 的基础聚类时,ICC 算法效果出 现急剧下降。而按照从坏到好移除基础聚类时, 其性能下降要缓和得多。这充分表明 ICC 算法可 以从少数较高质量的基础聚类中学习,以得到较 好的一致性划分结果。



图 3 cacmcisi 上的逐步删除策略 Fig. 3 Stepwise deletion strategy on cacmcisi

3.2.2 多样性因素分析

通常情况下,DIAS 算法中随机特征抽样算法 只能产生弱基础聚类,较好的几乎没有。那么, ICC 算法能否从大量弱基础聚类中进行学习以得 到较好结果就显得尤为重要。

图 4 所示为 sports 和 RCV 中的基础聚类结 果,所有 NMI 均小于 0.4。通过实验发现,ICC 算 法能够从这些弱基础聚类中得到较好的一致性划 分。图 4 右侧垂直线表明由 ICC 算法得到的一致 性划分远好于最好的基础聚类。这说明尽管基础 聚类的质量均较差,ICC 算法依然可以充分利用 其聚类结果的多样性来生成较好的划分。该结论 也适用于 classic、mm、reviews 和 News20 等数据 集,如图 5 所示。以上结果表明,基础聚类的多样 性是 ICC 算法成功的关键因素。

为了更好地理解上述结论,接下来直接度量 基础聚类的多样性。令 $s_{ij}$  = NMI( $\pi_i, \pi_j$ )表示基 础聚类 $\pi_i$ 和 $\pi_j$ 的相似度。定义关联加权矩阵  $M_w = [w_i w_j](1 \le i, j \le r)$ 和加权相似度矩阵 $M_s =$  $[w_i w_j s_{ij}]_{o}F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数。则基础 聚类的多样性测度可定义为

$$F(\boldsymbol{M}_{s}) = \left(\sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} (w_{i}w_{j}s_{ij})^{2}\right)^{1/2}$$







Fig. 4 Quality of basic partitionings of sports and RCV



图 5 基础聚类的多样性 Fig. 5 Diversity of basic partitionings

$$F(\boldsymbol{M}_{w}) = \left(\sum_{i=1}^{r} \sum_{j=1}^{r} (w_{i}w_{j})^{2}\right)^{1/2}$$

div 越大,表明基础聚类的多样性越好。借助 div,可以研究基础聚类的多样性和一致性划分的 质量之间的关系。

图 5 展示的是除 caemcisi 和 Baike 之外的所 有数据集的实验结果,其中采用每个数据集中最 好的基础聚类的质量作为比较研究的基准。如 图 5所示,借助基础聚类的多样性,所有数据集的 聚类结果都得到了提升。

上述结果揭示了多样性因素对 ICC 算法的重 要性,即在大部分情况下多样性因素相比于质量 因素,对文本的一致性聚类影响更大。这尤其适 合处理高稀疏性文本,因为文本中往往会充斥着 大量弱相关项和无关项,很难期望能从文本数据 中得到足够多的高质量基础聚类。

3.2.3 基础聚类的生成策略的影响分析

基础聚类的生成策略对 DIAS 算法的影响主 要归结为以下 2 个问题:①默认的 10% 的特征抽 样率是否太低;②多少基础聚类是合适的。下面 对上述问题进行实验分析。

表3 所示为通过设置 DIAS 算法中不同的抽样 比例来观测聚类性能的变化。如图6所示,尽管不 同数据集要求的最优抽样率均不相同,但 10% 的 策略在除了 News20 以外的所有数据集上均可得到 满意效果。这主要归功于文本中存在大量的噪声 特征,而低抽样率恰好可以忽略这些噪声特征。如 果更进一步考虑效率和空间的问题,则 10% 策略 在处理大文本数据时更具有优势。比如,当特征抽 样率 r<sub>s</sub>≥50% 时,拥有 32 GB RAM 的计算机也会出 现内存溢出的情况,如表 3"N/A"所示。

表 3 特征抽样率的敏感性分析

Table 3 sensitivity analy	sis of	feature	sampling	rate
---------------------------	--------	---------	----------	------

粉捉住	特征抽样率/%						
<b>双</b> 1倍朱	10	30	50	70	90		
cacmeisi	0.4238	0.1599	0.1535	0.1609	0.1659		
classic	0.7084	0.5021	0.5525	0.5239	0.4545		
mm	0.8167	0.8426	0.8142	0.7770	0.7793		
reviews	0.6129	0.6182	0.6189	0.6036	0.6030		
sports	0.5238	0.5180	0.4174	0.4597	0.4989		
RCV	0.5580	0.5667	0.5733	0.5801	0.5006		
News20	0.3438	0.5424	0.5732	0.5968	0.5894		
Baike	0.5222	0.5409	N/A	N/A	N/A		



图 6 基础聚类数量的影响

Fig. 6 Impact of number of basic partitionings



为研究基础聚类个数的影响,对每个数据集中已生成的 100 个基础聚类进行随机抽样,以不同的特征抽样率  $r_s$  得到不同的基础聚类子集,在此基础上采用 ICC 算法进行一致性聚类。重复实验 100 次,观测不同  $r_s$  值下聚类性能的变化。图 6显示了在数据集 mm 和 reviews 上的结果。显然,随着  $r_s$  值越趋近于 100 时,ICC 算法能产生更高质量和更稳定的结果,但其实当  $r_s = 50$  时的结果已经很令人满意了。

# 3.3 DIAS 算法与单聚类算法的比较

将 DIAS 算法与被广泛认可的文本聚类算法 进行比较,如基于余弦距离的 K-均值(采用 CLU-TO)和基于信息理论的 K-均值(采用 IK-means)。 特征处理方法 TD-IDF 也加入对比实验。

表 4 列示了 3 种算法的聚类结果,其中表现 最好的用粗体标示,次好的用下划线标示,内存溢 出错误用 N/A 标示。采用 TD-IDF 加权的结果用 idf 表示,没有采用的则用 none 表示。

表 4 聚类质量的对比

 Table 4
 Comparison of clustering quality

数据集一	ICC		CLI	CLUTO		IK-means	
	none	idf	none	idf	none	idf	
cacmeisi	0.4283	0.4886	0.1650	0.2203	0.4603	0.6081	
classic	0.7064	0.7209	0.4508	0.5471	0.5064	0.3810	
mm	0.8167	0.7161	0.7817	0.0000	0.1361	0.1115	
reviews	0.6129	0.6053	0.5706	0.5298	0.3218	0.2824	
sports	0.5238	0.6742	0.4722	$\underline{0.6654}$	0.2044	0.1245	
RCV	0.5580	0.5927	0.5864	0.5949	0.4637	0.0257	
News20	0.3438	0.4909	0.1641	0.5912	0.0587	0.0685	
Baike	0.5222	0.5517	0.5013	0.5441	N/A	N/A	

表4所示结果对比明显。首先,采用TF-IDF的方法除了IK-means外,均能有效地提高文本聚 类效果。例如,采用TF-IDF的DIAS算法相较于 没有TF-IDF的,在8个数据集中的6个能表现得 更好。相似情况也发生在CLUTO上。其次, DIAS算法无论在有或没有TF-IDF的情况下,都 比广泛使用的CLUTO和基于信息理论的IKmeans表现得更好。基于TF-IDF的DIAS算法是 所有算法中性能最好的,其在3个数据集上表现 最好,在4个数据集上表现次好。

综上所述,DIAS 算法与公认较好的文本聚类 算法相比,仍具有较强的竞争力。而 TF-IDF 确实 能够提高 DIAS 的聚类效果。

# 3.4 ICC 算法与其他集成方法的比较

ICC 算法是 DIAS 算法中最重要的一环,但它 不是一致性聚类的唯一方法。在文献中还有其他 一些诸如 GCC<sup>[16]</sup>和 HCC<sup>[17]</sup>的一致性聚类算法。 GCC包括 CSPA、HGPA 和 MCLA 3 种不同的算法,本文选择性能最好的算法作比较。HCC 算法 是一种以互联矩阵为基础、对所有基础聚类进行 信息集成的信息凝聚层次聚类算法。本文以默认 值运行 GCC 算法和 HCC 算法,并将它们的聚类 结果与 ICC 算法进行比较。

如图 7 所示, ICC 算法相较于其他 2 种算法 具有明显的优势,在 cacmcisi、classic、sports 和 News20 这 4 个数据集上尤为突出。值得注意的 是, HCC 算法在 classic、sports 和 RCV 上表现较 差。这表明 HCC 算法在实际运用中的健壮性不 够好,并且其复杂度达到了  $O(n^3)$ ,进一步阻碍 了其在大规模文本数据集上的应用。相比于 HCC 算法,GCC 算法表现得更为稳定和快速,但 和 ICC 算法相比还是有较大的差距。



4 相关工作

1) 文本聚类方面的相关工作

特征转换和特征选择是文本聚类中2个主要 技术<sup>[18]</sup>。特征转换是将原始高维空间映射到低 维空间进行分析处理,方法包括主成分分析<sup>[4-5]</sup>、 隐性语义索引<sup>[19]</sup>、独立成分分析<sup>[20]</sup>和随机映 射<sup>[21]</sup>。特征选择也称为子空间聚类,多采用自底 而上或自顶而下的搜索策略来发现子集中存在的 相关关系。自底而上方法是根据密度的单调性, 将邻近区域内密度超过阈值的子空间继续进行聚 类,而对原始子空间进行修剪,其得到的子空间集 往往涵盖了各式各样的簇类<sup>[22-24]</sup>,但聚类效果与 密度阈值参数紧密相关,而该参数往往又难以确 定。自顶而下方法通过属性选择和评价的多次迭 代将聚类和子空间选择结合起来<sup>[25-27]</sup>,其所需要 的迭代开销大,耗时长,效率较低。更多细节可以 参考文献[7]。



# 2) 一致性聚类方面的相关工作

一致性聚类通常都会转化成组合优化问题, 通过设置一个全局目标函数,采用启发式算法寻 找近似解。针对不同的目标函数提出了许多对应 的解法,诸如 EM 算法、非负矩阵分解、核聚类算 法和模拟退火等。在这些方法中,最引人注目的 当属文献[24]提出的基于二次熵的 K-均值聚类算 法。在此基础上,文献[7]给出了基于 K-均值一致 性聚类的算法框架。还有一些方法并没有显式的 目标函数。典型算法包括基于图的方法、基于互联 矩阵的方法、重标注和投票方法、局部自适应聚类 算法以及基于遗传算法的方法等,详情参考文献 [28]。文献[29]对一致性聚类给出了综述。

# 5 结 论

本文针对文本聚类问题提出了 DIAS 算法框架,并对其中核心的基于信息理论的组合聚类算法进行了理论和实验研究,得到如下结论:

 1)通过采用简单随机特征抽样产生基础聚 类,DIAS算法可以得到多样化的结构知识并同时 减少文本的高维稀疏性带来的噪声特征的影响。

 基于信息理论的组合聚类可转化成 K-均 值聚类问题,大大提高组合学习的效率。

3)大量数据实验表明,DIAS算法可以从弱基础聚类中学习得到高质量的一致性划分,并能很好地适应分布式计算要求,有望成为未来文本大数据聚类的主流算法之一。

## 参考文献(References)

- [1] ZAMIR O, ETZIONI O, MADANI O, et al. Fast and intuitive clustering of web documents [C] // Proceedings of the 3rd International Conference on Knowledge Discovery and Data Mininge. New York: AIAA, 1997:287-290.
- [2] CUTTING D R, KARGER D R, PEDERSEN J O, et al. Scatter/ gather: A cluster-based approach to browsing large document collections [C] // Proceedings of 15th ACM International Conference on Research and Development in Information Retrieval. New York: ACM, 1992:318-329.
- [3] CHA M, KWAK H, RODRIGUEZ P, et al. I tube, you tube, everybody tubes: Analyzing the world's largest user generated content video system [C] // Proceedings of the 7th ACM SIG-COMM Conference on Internet Measurement. New York: ACM, 2007:1-14.
- [4] DUDA R O, HART P E, STORK D G. Pattern classification [M].2nd ed. New York: Wiley-Interscience, 2000:14-15.
- [5] JOLLIFFE I T. Principal component analysis[M]. 2nd ed. New York:Springer,2002:8-21.
- [6] CAO J, WU Z, WU J, et al. Sail: Summation-based incremental learning for information-theoretic text clustering [J]. IEEE

- Transactions on Cybernetics, 2013, 43(2):570-584.
- [7] WU J,LIU H,XIONG H,et al. K-means-based consensus clustering: A unified view [J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2015, 27(1):155-169.
- [8] GOKCAY E, PRINCIPE J C. Information theoretic clustering [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2002, 24(2):158-171.
- [9] DHILLON I, MALLELA S, MODHA D. Information-theoretic co-clustering [C] // Proceedings of the 9th ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM, 2003:89-93.
- [10] Digitical Technology Center (DTC). CLUTO -Software for clustering high-dimensional datasets [DS/OL]. (2006-10-18) [2015-01-30]. http://glaros. dtc. umn. edu/gkhome/cluto/ cluto/overview.
- [11] CAI D. The 20 newgroups data set [DS/OL]. (2008-01-14) [2015-01-30]. http://www.cad.zju.edu.cn/home/dengcai/ Data/TextData.html.
- [12] CAI D, WANG X, HE X. Probabilistic dyadic data analysis with local and global consistency [C] // Proceedings of the 26th International Conference on Machine Learning (ICML'09). New York: ACM, 2009:105-112.
- [13] LI R L. English text segmentation corpus [DS/OL]. (2011-10-30) [2015-1-30]. http://www.datatang.com/data/11968.
- [14] ZHAO Y, KARYPIS G. Empirical and theoretical comparisons of selected criterion functions for document clustering [J]. Machine Learning, 2004, 55(3):311-331.
- [15] STREHL A, GHOSH J. Cluster ensembles-A knowledge reuse framework for combining partitions [J]. Journal of Machine Learning Research, 2003, 3:583-617.
- [16] ZHONG S, GHOSH J. Generative model-based document clustering: A comparative study [J]. Knowledge and Information Systems, 2005, 8(3):374-384.
- [17] FRED A L N, JAIN A K. Combining multiple clusterings using evidence accumulation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2005, 27(6):835-850.
- [18] AGGARWAL C C, ZHAI C. Mining text data [M]. New York: Springer, 2012:81-86.
- [19] BERRY M W, DUMAIS S T, O'BRIEN G W. Using linear algebra for intelligent information retrieval [J]. SIAM Review, 1995,37(4):573-595.
- [20] HYVARINEN A, OJA E. Independent component analysis: Algorithms and applications [J]. Neural Networks, 2000, 13 (4-5):411-430.
- [21] BOUTSIDIS C, ZOUZIAS A, DRINEAS P. Random projections for K-means clustering [C] // Advances in Neural Information Processing Systems. Cambridge: MIT Press, 2010:298-306.
- [22] AGRAWAL R, GEHRKE J, GUNOPULOS D, et al. Automatic subspace clustering of high dimensional data for data mining applications [C] // Proceedings of the ACM SIGMOD International Conference on Management of Data. New York: ACM, 1998:94-105.
- [23] CHENG C H, FU A W, ZHANG Y. Entropy-based subspace clustering for mining numerical data [C] // Proceedings of the 5th ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Dis-



covery and Data Mining. New York: ACM, 1999:84-93.

- [24] GOIL S, NAGESH H, CHOUDHARY A. MAFIA: Efficient and scalable subspace clustering for very large data sets [C] // Proceedings of the 5th ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM, 1999: 443-452.
- [25] AGGARWAL C C, YU P S. Finding generalized projected clusters in high dimensional spaces [C] // Proceedings of the ACM SIGMOD International Conference on Management of Data. New York: ACM, 2000:70-81.
- [26] FRIEDMAN J H, MEULMAN J J. Clustering objects on subsets of attributes [J]. Journal of the Royal Statistical Society: Series B-Statistical Methodology, 2004, 66(4): 815-849.
- [27] WOO K G, LEE J H, KIM M H, et al. FINDIT: A fast and intelligent subspace clustering algorithm using dimension voting [J]. Information and Software Technology, 2004, 46(4):255-271.
- [28] LI T, DING C, JORDAN M I. Solving consensus and semi-supervised clustering problems using nonnegative matrix factorization [C] // Proceedings of 7th IEEE International Conference on Data Mining. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:577-582.

[29] 杨燕,靳蕃,KAMEL M. 聚类组合研究的新进展[J]. 计算机 工程与应用,2008,44(11):142-144.

YANG Y, JIN F, KAMEL M. Latest development of clustering ensemble [J]. Computer Engineering and Applications, 2008, 44(11):142-144(in Chinese).

#### 作者简介:

王扬 男,博士研究生。主要研究方向:应急管理。Tel.: 010-82339105E-mail: wyang@ buaa.edu.cn

**吴俊杰** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:数据挖 掘、社会舆情和社交网络分析。 Tel.:010-82339983

E-mail: wujj@ buaa. edu. cn

**包秀国** 男,博士研究生。主要研究方向:信息安全与大数据存储。

Tel. : 010-82338497

E-mail: baoxiuguo@139.com

# Information-theoretic ensemble clustering on web texts

WANG Yang<sup>1,2</sup>, YUAN Kun<sup>1</sup>, LIU Hongfu<sup>3</sup>, WU Junjie<sup>1</sup>, BAO Xiuguo<sup>4,\*</sup>

(1. School of Economics and Management, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

3. College of Engineering, Northeastern University, Boston 02115, USA;

4. National Computer Network Emergency Response Technical Team/Coordination Center of China, Beijing 100029, China)

Abstract: Although being extensively studied, text clustering remains a critical challenge in data mining community due to the curse of dimensionality. Various techniques have been proposed to overcome this difficulty, but the negative impact of weakly related or even noisy features is yet the hunting nightmare. Mean-while, we should never lose sight of the explosive growth of unlimited user-generated content on social media, which is extremely sparse and poses further challenge on the efficiency issue. In light of this, a disassemble-assemble (DIAS) framework is proposed for text clustering. Simple random feature sampling is employed by DIAS to disassemble high-dimensional text data and gain diverse structural knowledge by avoiding the bulk of noisy features. Then the multi-view knowledge is assembled by fast information-theoretic consensus clustering (ICC) to gain a high-quality consensus partitioning. Extensive experiments on eight real-world text data sets are conducted to demonstrate the advantages of DIAS over some widely used methods. In particular, DIAS shows appealing merits in learning from a bulk of very weak basic partitionings. Its natural suitability for distributed computing makes DIAS become a promising candidate for big text clustering.

Key words: text clustering; disassemble-assemble algorithm; information-theoretic consensus clustering; K-means; big data clustering

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151008.1521.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71531001, 71322104, 71171007, 71471009); National High Technology Research and Development Program of China (SS2014AA012303); the Fundamental Research Funds for the Central Universities

\* Corresponding author. Tel.: 010-82338497 E-mail: baoxiuguo@139.com

Received: 2015-07-30; Accepted: 2015-09-06; Published online: 2015-10-08 15:21



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0490

# 不同动力型式的巡飞弹总体参数对比分析



郝峰<sup>1,2</sup>,昌敏<sup>2</sup>,唐硕<sup>1,\*</sup>

(1. 西北工业大学 航天学院, 西安 710072; 2. 西安现代控制技术研究所, 西安 710065)

**摘** 要:动力系统选型是影响巡飞弹战技指标中的航时、巡飞速度、航程以及任务载 荷重量系数的关键因素之一。基于能量守恒推导出电动力螺旋桨、活塞式螺旋桨动力与喷气 式动力3类动力型式的巡飞弹总体参数估算公式,利用敏度分析的思想逐个研究各动力型式 性能参数对巡飞弹战技指标的影响程度与影响规律,并从能源供给的角度对比3类动力型式 所用燃料的等效比能量特性,梳理出影响各动力型式差异的根源,为巡飞弹顶层设计阶段的动 力系统与作战使用之间适配选型提供有效的指导原则。

关键 词: 巡飞弹; 动力系统; 总体参数; 敏度; 分析
中图分类号: V221.8; TB553
文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1612-07

巡飞弹是小型无人机技术和传统导弹技术的 有机结合,能在目标区域上方巡弋飞行,执行侦察 与毁伤评估、精确打击、中继通信和空中警戒等作 战任务[1-3]。巡飞弹属于一类固定翼飞行器,从 总体参数设计角度来看,与小型无人机相似。巡 飞弹一般采用长航时巡飞动力系统,巡飞时间通 常在10min以上,甚至可长达数小时。例如,美 国的 LAM、LOCASS 和以色列的 Delilah 均采用微 型涡喷发动机;英国的 Fire Shadow、以色列的 Harpy、德国的 TaiFun 和美国的 LOCPAD、Quicklook、Dominator 均采用活塞式螺旋桨发动机;美国 的 Switchblade、WASP、以色列的 SKYLARK 系列、 韩国的 Devil Killer 和意大利的 Horus 均采用直流 无刷电动发动机(由螺旋桨或者涵道风扇产生推 力);俄罗斯的 R-90 巡飞子弹药采用脉动喷气发 动机[4-7]。从能量来源与推力产生机理来看,巡 飞弹的动力型式可分为3类:活寒式螺旋桨动力 系统、喷气式动力系统(微型涡喷与脉冲喷气)与 电动力系统(螺旋桨推进与涵道推进)。

重量估算是开展巡飞弹总体设计最为关键的

第一步,而动力系统选型是影响巡飞弹战技指标 的关键因素之一。在总体参数设计方法方面, Raymer<sup>[8]</sup>面向传统燃油动力飞机推导出一种总 体参数确定方法,被广泛使用;刘斌等<sup>[9]</sup>推导了 一种小型电动无人机总体参数设计方法;康桂文 等<sup>[10]</sup>从飞行性能角度提出了一种超轻型电动飞 机的电动力系统的参数匹配方法。但是,上述研 究的重点均是某类动力型式飞机,没有同时针对活 塞式螺旋桨动力系统、喷气式动力系统与电动力系 统的固定翼飞机发展一套通用的设计方法,没有对 比分析这3类动力型式飞机总体参数的差别,也没 有归纳出顶层设计阶段动力型式设计指导原则。

因此,本文将以能量供给平衡为基础,推导出 适用于3类动力型式巡飞弹的总体参数控制方 程,包括动力系统重量系数及其燃料重量系数的 表达式,对比分析不同动力型式下巡飞弹的航时、 巡飞速度、航程以及任务载荷重量系数变化规律, 总结出不同动力型式与不同作战使用的适配性规 律,为巡飞弹总体参数顶层设计与动力系统选型 提供参考。

收稿日期: 2015-07-20; 录用日期: 2015-09-25; 网络出版时间: 2015-11-20 19:16

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151120.1916.001.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 029-88492788 E-mail: stang@ nwpu. edu. cn

**引用格式**: 郝峰, 昌敏, 唐硕. 不同动力型式的巡飞弹总体参数对比分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1612-1618. HAO F, CHANG M, TANG S. Comparative analysis on primary parameters of loitering munitions of different propulsion systems [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1612-1618 (in Chinese).

## 1613

# 1 总体参数控制方程

# 1.1 发射质量估算

巡飞弹的发射总质量 m<sub>0</sub> 可以表示为

 $m_0 = m_{strut} + m_p + m_e + m_{avn} + m_{pld}$  (1) 式中: $m_{strut}$ 为巡飞弹结构质量,包括弹身、弹翼及 其折叠机构等; $m_p$ 为巡飞弹动力系统质量; $m_e$ 为 巡飞弹燃料质量(动力电池或者燃油); $m_{avn}$ 为飞 控系统、数据链和供电模块等弹载航电系统质量;  $m_{pld}$ 为巡飞弹的任务载荷质量,包括侦察装置或 导引头、战斗部及引信等。

为了便于开展对比分析, 假定弹载航电系统 与任务载荷自带供电模块或者其功耗相对飞行功 耗可以忽略。

一般来说,由作战使用决定的顶层设计指标 给出 *m*<sub>avn</sub>与 *m*<sub>pld</sub>,式(1)可写为另外一种形式:

 $m_{0} = \frac{m_{\rm avn} + m_{\rm pld}}{1 - (f_{\rm strut} + f_{\rm e} + f_{\rm p})}$ (2)

式中: $f_{strut}$ 为结构重量系数,为结构质量与发射总质量之比; $f_{p}$ 和 $f_{e}$ 分别为动力系统重量系数和燃料重量系数。

 $m_{\text{avn}}$ 表示为重量系数 $f_{\text{avn}}$ 的形式,式(1)又写为任务载荷重量系数 $f_{\text{pld}}$ 形式:

$$f_{\rm pld} = \frac{m_{\rm pld}}{m_0} = 1 - (f_{\rm strut} + f_{\rm e} + f_{\rm p} + f_{\rm avn})$$
(3)

# 1.2 电动力型式的电池及动力系统质量

以巡飞态为单设计点,电动巡飞弹在整个任 务飞行过程中总质量不发生变化,可推导出电池 重量系数(f<sub>e</sub>)<sub>bat</sub>为

$$(f_e)_{bat} = \frac{(m_e)_{bat}}{m_0} = \frac{P_{crus}t}{\eta_{bp}\kappa_{bat}m_0} = \frac{Vgt}{K\eta_{bp}\kappa_{bat}}$$
(4)

式中: $(m_e)_{bat}$ 为储能电池质量; $P_{erus}$ 为巡飞态下的 平飞需用功率; $\eta_{bp}$ 为电动力系统的组合效率;t为 设计指标中的航时; $\kappa_{bat}$ 为动力电池比能量(已考 虑电池放电深度的影响);K为巡飞弹的升阻比;g为重力加速度;V为巡飞速度。

电动力系统的重量系数(f<sub>p</sub>)<sub>bat</sub>可表示为

$$(f_{\rm p})_{\rm bat} = \frac{(m_{\rm p})_{\rm bat}}{m_0} = \frac{P_{\rm bp.\,max}}{m_0\sigma_{\rm bp}} = \frac{gV\xi_{\rm bp}}{K\eta_{\rm bp}\sigma_{\rm bp}}$$
(5)

式中:(*m<sub>p</sub>*)<sub>bat</sub>为电动力系统质量;*P<sub>bp.max</sub>*为电动力 系统的最大持续功耗,与电动巡飞弹的攻击、突防 或机动能力等有关;*ξ<sub>bp</sub>*为电动巡飞弹的最大持续 功耗与巡航功耗之比;*σ<sub>bp</sub>*为电动力系统的功重比。

对于以上参数,电动力螺旋桨与电动力涵道 对总体参数匹配的影响规律相近,本文将仅针对 电动力螺旋桨系统开展研究。 1.3 活塞式螺旋桨动力型式的燃油及系统质量 活塞式螺旋桨动力系统均使用功率参数估算, 巡飞状态下的巡飞弹瞬时质量变化率可推导为

$$\frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = -\frac{C_{\mathrm{power}}P_{\mathrm{crus}}}{\eta_{\mathrm{pp}}} = -\frac{C_{\mathrm{power}}mgV}{\eta_{\mathrm{pp}}K} \Longrightarrow$$

$$\int_{m_{0}}^{m_{0}^{-(m_{e})}_{\mathrm{pst}}} \frac{\mathrm{d}m}{m} = -\int_{0}^{t} \frac{C_{\mathrm{power}}gV}{\eta_{\mathrm{pp}}K} \mathrm{d}t \qquad (6)$$

式中:(m<sub>e</sub>)<sub>pst</sub>为活塞式螺旋桨动力系统的燃油质量;C<sub>power</sub>为活塞式螺旋桨动力的单位耗油率,即 单位时间内单位功率所耗燃油质量;η<sub>pp</sub>为螺旋桨 推进效率。

由式(6)可得活塞式螺旋桨动力系统的燃油 重量系数(*f*<sub>e</sub>)<sub>pst</sub>为

$$(f_{\rm e})_{\rm pst} = 1 - \exp\left(-\frac{C_{\rm power}gVt}{\eta_{\rm pp}K}\right)$$
(7)

参考电动力系统质量估算方法,活塞式螺旋 桨动力系统的重量系数(f<sub>p</sub>)<sub>pst</sub>可表示为

$$(f_{\rm p})_{\rm pst} = \frac{(m_{\rm p})_{\rm pst}}{m_0} = \frac{P_{\rm pp.\,max}}{m_0\sigma_{\rm pp}} = \frac{gV\xi_{\rm pp}}{K\eta_{\rm pp}\sigma_{\rm pp}}$$
(8)

式中:下标 pp 与 pst 均代表活塞式动力系统,各 变量的物理意义与式(5)一致。

# 1.4 喷气式动力型式的燃油及系统质量

喷气式动力系统(包括微型涡喷与脉冲喷 气)由推力参数估算,巡飞状态下的瞬时质量变 化率可推导为

$$\frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = -C_{\mathrm{T}}T_{\mathrm{crus}} = -\frac{C_{\mathrm{T}}mg}{K} \Longrightarrow$$

$$\int_{m_{0}}^{m_{0}-(m_{e})_{\mathrm{jet}}} \frac{\mathrm{d}m}{m} = -\int_{0}^{t} \frac{C_{\mathrm{T}}g}{K} \mathrm{d}t \qquad (9)$$

式中: $T_{erus}$ 为巡飞状态下的需用推力; $(m_e)_{jet}$ 为喷 气式动力系统的燃油质量; $C_T$ 为喷气式动力系统 的单位耗油率,即单位时间内单位推力所耗燃油 质量。

由式(9)可得喷气式动力系统的燃油重量系数(f<sub>e</sub>)<sub>jet</sub>为

$$(f_{\rm e})_{\rm jet} = 1 - \exp\left(-\frac{C_{\rm T}gt}{K}\right) \tag{10}$$

由喷气式动力巡飞弹的总体参数推重比 $\xi_{jp}$ (即最大持续推力 $T_{max}$ 与发射总重 $m_0g$ 之比)可 推导喷气式动力系统的重量系数 $(f_p)_{jet}$ 为

$$(f_{\rm p})_{\rm jet} = \frac{(m_{\rm p})_{\rm jet}}{m_0} = \frac{T_{\rm max}/(m_0g)}{T_{\rm max}/((m_{\rm p})_{\rm jet}g)} = \frac{\xi_{\rm jp}}{\sigma_{\rm jp}}$$
 (11)

式中: $(m_p)_{jet}$ 为喷气式动力系统质量; $\sigma_{jp}$ 为喷气 式动力系统的推重比。

至此,已完成各动力型式巡飞弹的燃料重量 系数与动力系统重量系数的公式推导。

# 2 以任务载荷重量系数为核心的总体参数分析

一般来说,任务载荷重量系数 f<sub>pld</sub> 愈高,发射 总质量 m<sub>0</sub> 愈小,意味着实现同样作战任务的费 效比愈低,作战效能具备更大的提升空间,因此下 面将着重研究各动力型式的性能参数对 f<sub>pld</sub> 的影 响程度。

由于巡飞弹与小型无人机的总体参数规律相同,在开展总体参数敏度分析之前,先借鉴研究成 果较多的小型无人机总体参数统计值,给出相关 参数取值。这些参数取值在后续研究工作中具有 通用性,不失规律的一般性。

1) 结构重量系数 f<sub>strut</sub>。电动巡飞弹的 f<sub>strut</sub>可 参考作战使用以及尺寸相近的小型电动无人机, 一般在 0.20~0.35 范围内取值<sup>[9]</sup>,这里暂取 0.35;考虑到燃油动力系统的油箱质量等,活塞式 螺旋桨、微型涡喷与脉冲喷气发动机巡飞弹的 f<sub>strut</sub>暂取 0.45。

2)依据设计经验,弹载航电系统重量系数 f<sub>avn</sub>暂且统一取 0.10。

3) 不同动力型式的巡飞弹升阻比 K 统一取 12。

4)依据设计经验,电动力螺旋桨巡飞弹的最 大持续功耗与巡航功耗之比 ξ<sub>bp</sub>暂取 2.5;活塞式 螺旋桨巡飞弹的最大持续功耗与巡航功耗之比 ξ<sub>pp</sub>暂取 2;微型涡喷动力与脉冲喷气动力巡飞弹 的全弹推重比 ξ<sub>ip</sub>暂统一取 0.15。

#### 2.1 电动力螺旋桨系统

电动力螺旋桨系统组合效率为无刷电机、电 调和螺旋桨等各部件效率之积。一般来说,电动 巡飞弹的螺旋桨直径较小、转速高,依动力系统匹 配优劣而定,巡飞弹用高转速、小直径电动力螺旋 桨系统的组合效率 $\eta_{\rm bp}$ 可在 35% ~55% 范围内取 值<sup>[11-12]</sup>。依据其功重比统计值, $\sigma_{\rm bp}$ 可在 500 ~ 1000 W/kg范围内取值<sup>[11]</sup>。巡飞弹用电动力螺旋 桨系统的动力电源一般需具备大倍率放电能力, 例如聚合物锂离子电池,现阶段其比能量  $\kappa_{\rm bat}$ 统 计值为 100 ~ 250 Wh/kg<sup>[11]</sup>。依据巡飞弹作战使 用与战技指标要求,电动巡飞弹的巡飞速度 V 暂 在 15 ~ 35 m/s 范围内取值。

上述各电动力螺旋桨系统性能参数对巡飞弹 任务载荷重量系数 *f*<sub>pld</sub>、航时 *t* 与航程 *R* 的影响情 况如图 1 所示。

图 1(a)为  $\eta_{bp}$ 与  $\sigma_{bp}$ 对  $f_{pld}$ 与 t 的影响,此时 V 与  $\kappa_{bat}$ 分别取 25 m/s 与 150 Wh/kg。当其他设计





输入参数给定时,  $f_{pld}$ 随着 t 的增加而线性减小。 此处,定义  $\Delta f_{pld}/\Delta t$  为  $f_{pld}$ 随着 t 的变化斜率,单位 为 h<sup>-1</sup>,定义  $(f_{pld})_{t=0}$ 为 t = 0 时的  $f_{pld}$ 。  $\eta_{bp}$ 愈高,  $f_{pld}$ 愈高,且  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 愈小;当  $\sigma_{bp}$  = 750 W/kg 时, 对于  $\eta_{bp}$ 为 0.35、0.45 与 0.55,  $(f_{pld})_{t=0}$ 分别为 0.36、0.40 与 0.43,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 分别为 - 0.39、 -0.30与 - 0.25。  $\sigma_{bp}$ 愈高,  $f_{pld}$ 愈高,但  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 不变;当  $\eta_{bp}$  = 0.45 时,对于  $\sigma_{bp}$ 为 500、750 与 1000 W/kg,  $(f_{pld})_{t=0}$ 分别为 0.32、0.40 与 0.44,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 均为 - 0.30。

化航学报

北航学报 赠 阅

1615

图 1(b)为  $\kappa_{bat}$ 与 V 对  $f_{pld}$ 与 t 的影响,此时  $\eta_{bp}$ 与  $\sigma_{bp}$ 分别为 0.45 与 750 W/kg。当其他设计输 入参数给定时,  $f_{pld}$ 随着 t 的增加而线性减小。 $\kappa_{bat}$ 愈高,  $f_{pld}$ 愈高, 且  $\Delta f_{pld}/\Delta t$  愈高; 当 V = 25 m/s 时, 对于  $\kappa_{bat}$ 为 100、150、200 与 250 Wh/kg,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 分别为 - 0.45、-0.30、-0.23 与 -0.18, 但是  $(f_{pld})_{t=0}$ 均为 0.40。 V 愈高,  $f_{pld}$ 愈低, 且  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 减小; 当  $\kappa_{bat} = 150$  Wh/kg, 对于 V 为 15、25 与 35 m/s,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 分别为 -0.18、-0.30 与 -0.42,  $(f_{pld})_{t=0}$ 分别为 0.46、0.40 与 0.34。

图 1(c) 为 V 与 t 对  $f_{pld}$  与 R 的影响,其中  $t_1 \sim t_{x1}$  对应航时, $t_1 = 0$  h,间隔为 0.25 h。当其他设计 输入参数给定时, V 愈高,则  $f_{pld}$  愈低,但  $\Delta f_{pld}/\Delta R$  保持不变。在给定设计航程 R 下, V 愈高, t 愈短,  $f_{pld}$  愈低。基于图 1(a) ~图 1(c)的设计输入参数 的左右边界值,当要求  $f_{pld} = 0.10$  时,电动巡飞弹 的航时约 0.18 ~5.50 h,航程约 22 ~ 300 km。

#### 2.2 活塞式螺旋桨动力系统

巡飞弹用活塞式螺旋桨动力系统一般包括活 塞发动机与螺旋桨,较少使用减速器。通过统计 功率与尺寸相近的活塞式螺旋桨动力系统的螺旋 桨效率、功重比以及耗油率的统计值,螺旋桨效率  $\eta_{pp}$ 可在 50% ~ 70%<sup>[12-13]</sup>范围内取值,σ<sub>pp</sub>可在 1000~2000 W/kg<sup>[14]</sup>范围内取值,耗油率  $C_{power}$ 可 在 0.36~0.72 kg/(kW · h)<sup>[14]</sup>范围内取值;参考 作战使用与巡飞弹类似的小型无人机巡飞速度, V 可在 25~55 m/s 范围内取值。

上述各活塞式螺旋桨动力系统的性能参数对 巡飞弹任务载荷重量系数 *f*<sub>pld</sub>、航时 *t* 与航程 *R* 的 影响情况如图 2 所示。

由图 2 可知,活塞式螺旋桨动力系统各性能 参数对巡飞弹的任务载荷重量系数  $f_{\text{pld}}$ 、航时 t 以 及航程 R 的影响趋势与电动力螺旋桨系统类似。 螺旋桨效率  $\eta_{\text{pp}}$ 愈高,动力系统功重比  $\sigma_{\text{pp}}$ 愈高,巡 飞速度 V愈低,活塞发动机耗油率  $C_{\text{power}}$ 愈低,一 定 t 对应的  $f_{\text{pld}}$ 愈高,且  $\Delta f_{\text{pld}}/\Delta t$  愈高;当其他参 数给定时,随着 t 的增加, $f_{\text{pld}}$ 减小,呈现小幅"下 凹"规律。基于图 2(a) ~图 2(c)的设计输入参 数左右边界值,当要求  $f_{\text{pld}}$  = 0.10 时,活塞式螺旋 桨动力系统的巡飞弹航时约 5.3~37.0 h,航程约 1050~3 300 km,远超过电动力螺旋桨系统的巡 飞弹续航能力。

## 2.3 喷气式动力系统

在小速度(10 m/s)范围内,暂且忽略喷气式 动力系统耗油率随速度的变化。通过统计微型涡 喷与脉冲喷气动力系统的推重比、耗油率的统计





值,微型涡喷的推重比 $\sigma_{jp}$ 可在3~9范围内取 值<sup>[15]</sup>,脉冲喷气的推重比 $\sigma_{jp}$ 可暂取5<sup>[14]</sup>,微型涡 喷的耗油率 $C_{T}$ 可在1.0~2.0 kg/(dN · h)范 围内取值<sup>[15]</sup>,而脉冲喷气的耗油率 $C_{T}$ 可暂取 7.2 kg/(dN · h)<sup>[14]</sup>。

上述各微型涡喷或脉冲喷气动力系统的性能 参数对巡飞弹的任务载荷重量系数 f<sub>pld</sub>、航时 t 与 航程 R 的影响情况如图 3 所示。

图 3(a)为  $\sigma_{ip}$ 与  $C_{T}$  对  $f_{pld}$ 与 t 的影响,此时 V取 35 m/s。当其他设计输入参数给定时, $f_{pld}$ 随着 t的增加而减小,呈现小幅"下凹"趋势。当  $C_{T}$  = 1.5 kg/(dN · h)时,对于  $\sigma_{ip}$ 为 3、6 与 9, $(f_{pld})_{t=0}$ 分 別 为 0.400、0.425 与 0.433,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$  均 为 -0.0887 h<sup>-1</sup>。当  $\sigma_{ip}$  = 6 时,对于  $C_{T}$  取 1.0、1.5



图 3 喷气式动力系统各参数对 f<sub>pld</sub>、t 与 R 的影响 Fig. 3 Influence of parameters of jet-motor propulsion systems on terms f<sub>pld</sub>, t and R

与 2.0 kg/(dN · h),  $(f_{pld})_{i=0}$  均为 0.425,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$ 分别为 -0.063、-0.094 与 -0.129 h<sup>-1</sup>。对于脉冲 喷气动力系统,当  $C_{T}$  =7.2 kg/(dN · h)、 $\sigma_{jp}$  =5 时,  $(f_{pld})_{i=0}$ 为 0.420,  $\Delta f_{pld}/\Delta t$  为 -0.476 h<sup>-1</sup>。

由图 3(b)可知,相同航程下,巡飞速度愈高, 航时愈短,任务载荷重量系数愈高(这一点与电动 力螺旋桨系统与活塞式螺旋桨动力系统不同)。

基于图 3(a) ~ 图 3(b)的设计输入参数的左 右边界值,当要求  $f_{pid}$  = 0.10时,微型涡喷动力系 统的巡飞弹航时约 2.2 ~ 5.0 h,航程与巡飞速 度成正比;脉冲喷气动力系统的巡飞弹航时约 0.67 h,航程与巡飞速度成正比。

#### 2.4 不同动力型式下的对比分析

为分析各动力型式对巡飞弹战技指标影响差 异的实质缘由,本文提出了用来衡量各动力的物 理量燃料能量密度,即等效比能量,用 @ 表示,单 位为 Wh/kg。

依据式(4)、式(7)与式(9),可得电动力螺 旋桨、活塞式螺旋桨与喷气式动力系统的等效比 能量分别为

$$\begin{cases} \Theta_{\text{bat}} = \eta_{\text{bp}} \kappa_{\text{bat}} \\ \Theta_{\text{pst}} = \eta_{\text{pp}} / C_{\text{power}} \\ \Theta_{\text{iet}} = V / C_{\text{T}} \end{cases}$$
(12)



2016 年

活塞式螺旋桨与喷气式动力系统的等效比能 量如图 4 所示。动力电池惯用比能量来衡量其储 能能力,单位一般为 Wh/kg,与等效比能量  $\Theta$  的 一致。



图 4 不同动力型式的等效比能量对比 Fig. 4 Comparison of equivalent energy density among different propulsion systems

从现有技术水平来看,当活塞发动机的 $C_{\text{nower}}$ 与η<sub>pp</sub>分别取 0. 54 kg/(kW・h) 与 0. 5, Θ<sub>pst</sub>为 1100 Wh/kg;当微型涡喷、脉冲喷气的  $C_{\rm T}$  分别取 1.5 与 7.2 kg/(dN · h), 在来流速度 50、100、 150 m/s下, 微型涡喷的 Ø<sub>iet</sub> 分别为 335、670、 1005 Wh/kg,脉冲喷气的  $\Theta_{iet}$  分别为 70、140、 210 Wh/kg;当电动力螺旋桨系统的  $\kappa_{\text{bat}}$ 和  $\eta_{\text{bp}}$ 分别 为 0.5 与 150, Ø<sub>bat</sub>为 75 Wh/kg。对比分析可知: ① 由于喷气式发动机的耗油率在亚声速的较大 范围内变化较小,从持续做功的角度来看,巡飞速 度愈快, $\Theta_{iet}$ 愈高;② 当巡飞速度较低时(0.1~ (0.3 Ma),  $\Theta_{\text{pst}}$ 约是  $\Theta_{\text{iet}}$ 的 2~3倍, 但这一优势随 着巡飞速度的增加而逐渐削弱;③ 从等效比能量 的角度来看,  $\Theta_{\text{pst}}$  约是  $\Theta_{\text{bat}}$  的 14 倍, 微型涡喷的  $\Theta_{iet}$ 约是 $\Theta_{bat}$ 的4.5~13.5 倍(V=50~150 m/s), 脉冲喷气的 Ø<sub>iet</sub>约是 Ø<sub>bat</sub>的 0.93~3.00 倍(V 在 50~150 m/s 范围内)。

# 3 结 论

通过对比分析3类动力系统对巡飞弹总体参数的影响形式,可以发现它们的共同点:为了提高 电动力、活塞式螺旋桨以及喷气式动力型式巡飞 弹的任务载荷重量系数、航时和航程等性能指标, 首当其冲地可以通过提高与燃料储存率或转化率 有关的性能参数,如电动力系统的储能电池比能 量与组合效率,活塞式螺弦桨动力系统的耗油率 与螺旋桨效率,微型涡喷与脉冲喷气动力系统的 耗油率。

引入等效比能量的概念后,可以发现各动力



1617

型式巡飞弹性能差异的根源,然后据此综合作战 使用初步给出巡飞弹动力型式的选配原则:

 1)电动力螺旋桨或者涵道系统更为适用于 低速(约15~35m/s)、小区域范围较短时间内的 巡飞察打,且动力系统复杂度与成本最低,但可用 推力受大气密度影响。

2)活塞发动机更为适用于低速(约25~ 100 m/s)、大区域范围内的超长时间巡飞察打,但动力系统复杂度最高,工作稳定性、耗油率以及可用推力受大气密度影响较大。

3)脉冲喷气发动机更为适用于较短时间内的较大区域的巡飞察打,一般巡飞速度不超过
 100~150 m/s,且动力系统复杂度与成本偏低。

 4) 微型涡喷发动机更为适用于大区域内的 快速巡飞察打,尤其是在高亚声速范围内,但是动 力系统复杂度与成本偏高。

#### 参考文献(References)

- [1] AKRAM G. Loitering munitions: Revolutionizing indirect fire support[J]. RUSI Defence Systems, 2008(2):36-38.
- [2] 郭美芳,范宁军,袁志华.巡飞弹战场运用策略[J]. 兵工学报,2006,27(5):944-947.

GUO M F, FAN N J, YUAN Z H. Battlefield operational strategy of loitering munition [J]. Acta Armamentarii, 2006, 27 (5): 944-947 (in Chinese).

- [3] 庞艳珂,韩磊,张民权,等.攻击型巡飞弹技术现状及发展 趋势[J].兵工学报,2010,31(增刊2):149-152.
  PANG Y K, HAN L, ZHANG M Q, et al. Status and development trends of loitering attack missiles[J]. Acta Armamentarii, 2010,31(Suppl.2):149-152(in Chinese).
- [4] 彭翠枝,郭美芳,樊琳,等. 巡飞弹用动力装置与技术发展 初探[J].飞航导弹,2011(10):84-88.
  PENG C Z,GUO M F,FAN L, et al. Preliminary exploration on dvelopment of propulsion systems of loitering munitions[J].
  Cruising Missiles,2011(10):84-88(in Chinese).
- [5] 秦楠,马亮,秦庚申."弹簧折刀"新型潜射无人机的出现与 启示[J]. 舰船电子工程,2013,33(11):11-13. QIN N,MA L,QIN G S. Emergence of new submarine-launched UAV switchblade and its revelations[J]. Ship Electronic Engineering,2013,33(11):11-13(in Chinese).
- [6] FOSS C F. R-90 thrusts smerch into reconnaissance [J]. Jane's Defence Weekly, 1997(1):15.
- [7] ZUGEL K. Loiter attack munition flight test program: AIAA-

2003-6644 [ R ] . Reston : AIAA , 2003.

- [8] RAYMER D P. Aircraft design: A conceptual approach [M]. Reston: AIAA, 1999:11-100.
- [9] 刘斌,马晓平,王和平,等.小型电动无人机总体参数设计 方法研究[J].西北工业大学学报,2005,23(3):396-400.
  LIU B, MA X P, WANG H P, et al. Design analysis methodology for electric-powered mini-UAV [J]. Journal of Northwestern Ploytechnical University,2005,23(3):396-400(in Chinese).
- [10] 康桂文,胡雨,李亚东,等. 超轻型电动飞机电动力系统的参数匹配[J]. 航空动力学报,2013,28(12):2641-2647.
  KANG G W, HU Y, LI Y D, et al. Parameters matching of ultralight electric aircraft propulsion system [J]. Journal of Aerospace Power,2013,28(12):2641-2647(in Chinese).
- [11] NOTH A. Design of solar powered airplanes for continuous flight
   [D]. Zurich: Swiss Federal Institute of Technology, 2008:
   17-66.
- [12] 刘沛清.空气螺旋桨理论及其应用[M].北京:北京航空航 天大学出版社,2006;56-59.

LIU P Q. Theory and application of aerodynamic propeller[M]. Beijing:Beihang University Press,2006:56-59(in Chinese).

- [13] 赵阳旭,陈伟博,刘晓凌,等. 航空活塞发动机高空台试验性能分析[J]. 航空工程进展,2013,4(3):364-368.
  ZHAO Y X, CHEN W B, LIU X L, et al. Altitude simulation test analysis for a piston aero-engine[J]. Advanced in Aeronautical Science and Engineering, 2013,4(3):364-368 (in Chinese).
- [14] 《世界无人机大全》编写组.世界无人机大全[M].北京:航空工业出版社,2004:1-116.
   Write Group of the World's UAVs. The world's UAVs[M]. Beijing: Aviation Industry Press,2004:1-116(in Chinese).
- [15] 谭汉清. 国外微型涡喷发动机应用现状及未来发展趋势
  [J]. 飞航导弹,2013(3):76-80.
  TAN H Q. Application situation and developing trends of foreign micro jet[J]. Cruising Missiles,2013(3):76-80(in Chinese).

#### 作者简介:

**郝峰** 男,博士,研究员。主要研究方向:巡飞弹武器系统总体 设计。

**昌敏** 男,博士研究生。主要研究方向:无人机系统总体设计。 E-mail: changmin99@163.com

**唐硕** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器设 计、导航制导与控制。 Tel.: 029-88492788 E-mail: stang@ nwpu. edu. cn

# Comparative analysis on primary parameters of loitering munitions of different propulsion systems

HAO Feng<sup>1,2</sup>, CHANG Min<sup>2</sup>, TANG Shuo<sup>1,\*</sup>

School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
 Xi'an Modern Control Technology Research Institute, Xi'an 710065, China)

Abstract: As to loitering munitions, the propulsion system significantly influences design missions of flight endurance, cruising velocity, range and the mass of payloads. Based on the constraint of energy balance, the estimation formulation of loitering munitions of three types of propulsion systems is established, including electric-motor type, piston type and jet type. Then the influences of performance parameters on design missions for different types of propulsion systems are analyzed comparatively and individually by the sensitivity analysis method. The characteristics of equivalentenergy density for each kind of fuel material of three propulsion system types are compared from the perspective of energy supply to conclude the original reasons for those three types. These conclusions could provide useful guidelines for selection of propulsion systems for different military operations in the phase of preliminary design of loitering munitions.

Key words: loitering munitions; propulsion system; primary parameter; sensitivity; analysis



<u> 化航学报</u> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0499

# 无人直升机三维避障方法及仿真



蒙志君\*,平学寿,陈旭智

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院,北京 100083)

摘 要:自主避障是无人直升机(UH)在复杂未知环境中执行飞行任务所必须的能力。针对未知环境下 UH 避障飞行问题,提出了一种新的三维实时避障方法,通过将三维激光 雷达探测视野划分成若干不同半径的扇形柱区和等角度分布的直方柱区,结合雷达探测数据 判断障碍物分布情况,UH 根据避障方法执行相应的规避动作来实现避障飞行。同时提出一 种基于 CATIA 三维建模软件二次开发的三维仿真方法,该方法可以对未知的飞行环境进行三 维建模,结合避障方法实现 UH 在其中的真实避障飞行模拟,并利用该仿真方法验证了三维避 障方法的可行性。

关键 词:无人直升机;三维避障;三维仿真;避障仿真;CATIA 二次开发 中图分类号: V212.4

文献标识码:A

文章编号: 1001-5965(2016)08-1619-08

无人直升机(UH)具有垂直起降、悬停等优势,使其可以在低空复杂环境中执行特殊的任务, 如侦查监控、抢险救灾及电路巡线等。但低空飞 行环境的不确定性会对无人直升机产生致命威 胁。因此,除了全局路径规划外,无人直升机实现 全自主飞行还需要通过自主避障的方式来规避未 知环境中的障碍物以更好地执行飞行任务<sup>[1-3]</sup>。

自主避障方法种类很多,主要有人工势场法 (artificial potential field)<sup>[4-5]</sup>、矢量场矩形法(vector field histogram)<sup>[6-8]</sup>、模糊逻辑避障方法(fuzzy obstacle avoidance)<sup>[9-10]</sup>及人工神经网络法(artificial neural network)<sup>[11-12]</sup>等。但这些方法都存在 各自的缺陷而不适合用于无人直升机的三维避 障,如人工势场法容易产生局部极值点即存在陷 阱区域,而且对于不规则障碍物计算量会很大;矢 量场矩形法在凹型障碍物容易被困,其根据传感 器对障碍物的不完全探测来扩大障碍物轮廓并不 可取,会导致障碍物外形失真影响避障效果;模 糊逻辑避障方法则会因为规则库的丰富而计算 量成几何级数急剧上升,无人直升机三维自主 避障需要较多的模糊规则,因此该方法难以付 诸实施;人工神经网络法则收敛速度慢,对计算 机的要求较高,且无法较好地表达知识和运用 已有经验。

本文开展无人直升机的三维自主避障方法的 研究,提出一种新的三维避障方法,该方法基于激 光雷达获取的障碍物信息实现无人直升机在未知 环境下的自主避障飞行,具有可规避复杂障碍物、 可通过狭窄通道和不易出现摆动等优点,且对计 算机要求较低,避障效果好。并提出一种新的基 于三维建模软件 CATIA 二次开发的三维避障仿 真平台,平台融合三维避障方法来模拟仿真无人 直升机的真实避障飞行过程,同时用来检验并优 化自主避障方法性能。

收稿日期: 2015-07-28; 录用日期: 2015-09-18; 网络出版时间: 2015-11-19 10:19

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1019.006.html

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82317557 E-mail: mengzhijun@ buaa. edu. cn

**引用格式**: 蒙志君, 平学寿, 陈旭智. 无人直升机三维避障方法及仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1619-1626. MENG Z J, PING X S, CHEN X Z. 3D obstacle avoidance method and simulation for unmanned helicopter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1619-1626 (in Chinese).

北航学报 赠 阅

# 1 避障模型与方法

#### 1.1 避障模型

1.1.1 虚拟平台简介

本文选用小型无人直升机作为避障方法研究 和验证的平台,将其碰撞模型在二维平面上简化 成一个半径为1.2m的圆,三维情况下则以半径 1.2m的球体模拟。与放大障碍物轮廓的矢量场 矩形法<sup>[13]</sup>不同,避障过程中,笔者采用在直升机 四周增加1.3m间隔距离来保证飞行安全。因 此,该无人直升机平台直飞的三维安全区间为宽、 高均5m的直方柱区。此外,平台拟采用一台激 光雷达进行飞行环境探测,最大测量距离为30m, 水平探测角度范围为180°,俯仰探测角度为60°。 由于避障飞行过程中机动较小,因此避障方法主 要通过控制直升机前飞速度 v、垂向速度 w 以及 航向角 ψ 来实现导航避障飞行。

1.1.2 探测区域划分

避障首先需要对探测区域进行划分。图1表示的是二维探测区域划分方法:将平面探测区域划分成3个等级的半圆形扇区,分别为F(远)、M(中)和N(近);再将这3个扇区进行基于一定角度  $\delta$ 均匀分布的直方区的细分, $\delta$ 越小则精度越高,对计算机的要求也就越高。本文以 $\delta$ =5°将3个180°扇区分别划分37个直方区,分别标记为 $F_0$ , $F_1$ ,…, $F_{36}$ ; $M_0$ , $M_1$ ,…, $M_{36}$ 和 $N_0$ , $N_1$ ,…, $N_{36}$ 。记直升机轴线左右d=5m的区域为直飞安全区域,为了方便论述,将无人直升机正前方直方区 $F_{18}$ 、 $M_{18}$ 和 $N_{18}$ 分别记为A区、B区和C区。



图 1 二维探测区域扇区划分 Fig. 1 Sector division of 2D detection zone

三维避障区域划分方法为:基于二维避障区 间划分,将A区俯仰 $\pm 30^{\circ}$ (分辨率为 $5^{\circ}$ )所形成 的扇形柱区域划13个直方柱区,分别标记为 $A_0$ ,  $A_1, \dots, A_{12}$ 。同时将原二维 $F \setminus M$ 和N扇区均增加 的 $\pm 2.5$ m安全飞行高度来将原有二维扇区扩展 成三维探测扇形柱区,原二维扇区上所对应的直 方区也增加 $\pm 2.5$ m的安全飞行高度来扩展成直 方柱区。图2表示的是直升机三维避障区域划 分,通过分析横纵向探测扇形柱区内的障碍物分 布情况进行避障。



Fig. 2 Sector division of 3D detection zone

#### 1.2 避障方法

1.2.1 二维避障

无人直升机在飞行过程中进行实时的障碍物探测,飞控对传感器的数据信息进行处理,根据障碍物 所处的直方区来确定障碍物的分布情况,并根据障 碍物在直方区的分布信息,进行避障路径规划。

二维避障方法的实现流程如图 3 所示。简要 说明如下:如果 A 区无障碍物(状态 1),由于无人 直升机自主避障是在全局导航下的局部导航避 障、并不是盲目地对障碍物进行规避,则继续搜寻 F 扇区内最靠近目标方向的无障碍物的直方区、 并调整航向指向该方向进行飞行。避障状态 1 是 避障飞行过程中的路径跟踪状态。

如果 A 区有障碍物而 B 区无障碍物(状态 2), 判断 F 扇区内其他直方区的障碍物分布情况,向最 靠近目标方向的无障碍物的直方区方向调整航向。 图 4 是对状态 2 避障方法的示意图,当 $|\gamma_1| < |\gamma_2|$ ,则直升机将进行左转(左转角度由  $\beta_1$  决定)。 如果 F 扇区所有直方区均有障碍物则保持直飞。

如果 B 区有障碍物而 C 区无障碍物(状态









1621

 $w = v \tan[5(6 - i)]$ 

式中:i为无障碍物柱区编号所对应的下标。

同样,对直方柱区 A<sub>7</sub> ~ A<sub>12</sub>按顺序进行障碍物 情况分析,若存在无障碍物柱区,则调整垂向速度 w 来使直升机拔高来规避障碍物。这种情况下 w 的表达式为

$$w = -v\tan[5(j-6)]$$
<sup>(2)</sup>

式中:j为无障碍物柱区编号所对应的下标。

此外,直升机根据j-6和6-i中较小的进行 高度避障飞行,且当j-6=6-i时,优先考虑爬升 飞行。图6表示的是障碍物高度探测方法, $A_{12}$ 柱 区无障碍物,即j=12,所以将进行拔高飞行,且由 式(2)可知, $w=0.58v_{o}$ 





而当直升机处于状态4时则依据其实际离地 高度(相对高度 H)来进行高度调整,需要通过 C柱区障碍物情况进行调整,本文将 H。设定为 2.5m。此外,三维爬升飞行在前方无障碍物时 (状态1),则根据任务执行的高度需求对飞行高 度进行调整。

## 1.3 方法优化

a

1.3.1 避障飞行速度控制

直升机避障飞行过程中,为了在安全的前提 下提高飞行速度,则需要根据障碍物的距离进行 飞行速度调整。本文根据平台正前方直方区内障 碍物最近距离 d 来进行速度控制,速度调整的前 飞加速度为

$$=\frac{v^{2}-v_{\max d}^{2}}{2(d-d_{\min})}$$
(3)

式中:*d*<sub>min</sub>为当前状态区间内的最小距离;*v*<sub>max-d</sub>为当前状态区间内最近距离 *d* 到达 *d*<sub>min</sub>时所允许的最大速度。各状态所对应的 *v*<sub>max-d</sub>与 *d*<sub>min</sub>值如表1 所示。

表 1 各状态区间内所对应的  $v_{\text{max-d}}$ 与  $d_{\text{min}}$ 

Table 1  $v_{\text{max-d}}$  and  $d_{\text{min}}$  of each state intervals

状态区间	$v_{\mathrm{max-}d}$ ( m · s <sup>-1</sup> )	$d_{\min}/m$	
状态1	2.0	30.0	
状态 2	1.5	15.0	
状态 3	1.0	5.0	
状态 4	0	2.5	



B

目标

障碍物

Fig. 4 Schematic diagram of obstacle avoidance for state 2

3),则判断 F、M 扇区(不区分优先顺序)内其他 直方区的障碍物分布情况,将航向朝最靠近目标 方向的无障碍物的直方区方向调整,如果 F、M 扇 区所有直方区均有障碍物,则沿当前航向直飞。

若 C 区有障碍物(状态 4),则判断 F、M 以及 N 扇区内其他直方区的障碍物分布情况,使直升 机航向往最靠近目标方向的无障碍物的直方区方 向靠近,若 F、M 和 N 扇区所有直方区均有障碍物 则说明进入死胡同,直升机顺时针调整航向。

1.2.2 三维避障

直升机具有垂直飞行的能力,因此在任务条件允许的情况下,无人直升机采用三维避障通常可以更好地进行障碍物规避以缩短飞行时间、减少燃料损耗等。三维避障是在二维避障方法中结合前方高度方向上的障碍物分布信息来增加高度方向上的避障飞行。三维避障流程如图 5 所示。图中:H。为保证飞行安全的飞行高度。

图 5 中三维高度避障飞行的具体方法为:当直 升机处于状态 2 或状态 3 时,对直方柱区按照 A<sub>5</sub>,…,A<sub>1</sub>,A<sub>0</sub>顺序进行障碍物情况分析,当存在无 障碍物直方区,则调整垂向速度 w 使直升机下降飞 行(w 以下降为正),w 大小由式(1)决定。





<del>北航学报</del> 赠 阅

2016 年

避障飞行速度控制是针对状态1以外的状态,状态1为A区无障碍物的情况,此时直升机前飞速度  $v \ge 2.0 \text{ m/s}$ ,所允许的最大偏航角速率也较小,所以如果当前航向与目标航向角度偏差较大时,直升机会进行较大半径的盘旋转弯,必然影响避障及导航效果,因此必须对状态1下的速度限制来改善避障飞行性能。本文设定,直升机处于状态1时,当导航角度偏差  $|\gamma_0| \le |\gamma_2|$ 时, $v_{\text{max-d}} = 2.0 \text{ m/s}$ ,否则令  $v_{\text{max-d}} = 1.0 \text{ m/s}$ ;如果 S < 5 m,则令  $v_{\text{max-d}} = 0$ ;当  $|\gamma_0| < 20^\circ$ , $v_{\text{max-d}} = 2.0 \text{ m/s}$ ,否则令  $v_{\text{max-d}} = 2.0 \text{ m/s}$ , 否则令  $v_{\text{max-d}} = 2.0 \text{ m/s}$ , 你 m F 扇区内无障碍物,则此时平台处于导航状态,则根据目标距离 S设定最大前飞速度值  $v_{\text{max}}$ , 如表 2 所示。

# 表 2 无障碍物情况下不同 S 对应的 v<sub>max</sub> Table 2 v<sub>max</sub> corresponding to different S in none obstacle circumstances

S/m	S > 30	$20 < S \leq 30$	$10 < S \leq 20$ 1	< <i>S</i> ≤10	<i>S</i> ≤1
$v_{\rm max}/({\rm m\cdot s^{-1}})$	5.0	3.0	2.0	1.0	S

增加速度控制可以协调速度与避障及转弯效 果,提高避障效率,在障碍物拐角处避免大半径盘 旋转弯,增加避障飞行过程中的导航效果。

1.3.2 转弯优化

直升机的动特性不稳定,而且各个控制通道 中存在严重的气动耦合。所以在执行避障飞行过 程中航向角速率不该过大,否则会导致直升机失 稳。因此,当飞机与目标点最近且无障碍物的直 方区和飞机当前航向角相差较大时,使直升机向 该直方区调整一定角度,而不是直接将航向大角 度转动以立刻抵消该角度偏差,所需调整的角度 大小与直升机当前飞行速度有关(本文设定的不 同前飞速度所对应的最大偏航角速率 rmax 如表 3 所示)。然而小角度会导致直升机在某些障碍物 前面出现左右摆动的情况。作为补偿,笔者在方 法中添加了如下优化方法:即在某一个状态下 (除状态1外)直升机向右(或左)调整一定角度, 则产生转弯记忆,若下一周期仍处在该状态,则保 持向右(或左)调整角度,该角度由当前周期探测 的角度  $\beta_1$  (或  $\beta_1$ ) 决定。状态改变或延续至 3 步 会触发记忆清空。

转弯机动优化可以使无人直升机在大型障碍

表 3 不同 v 下最大偏转角速率值 Table 3 Maximum deflection angular rate at different v

v∕(m • s <sup>-1</sup> )	v < 0.5	$0.5 < v \le 1.0$	$1.0 < v \le 1.5$	v > 1.5
$r_{\rm max}/((\circ) \cdot {\rm s}^{-1})$	90	30	20	10

物或某些特殊障碍物前避免震荡摇摆,使航迹更加平滑,提高了无人直升机避障性能。

1.3.3 U型障碍物规避优化

增加速度控制后的二维避障方法可以实现较好的障碍物规避,但对于现实环境中经常出现的U型障碍物(如房间、环绕式球场等),若目标在U型障碍物后方,而且障碍物尺寸比雷达的探测范围大时,与大多避障方法(如人工势场法等)一样,该方法也会使直升机在U型障碍物里回旋而无法回避。因此笔者添加了针对该类普遍存在的特殊障碍物模式的一种规避方法来优化方法。

经过多组仿真实验发现,直升机在U型障碍 物里会出现2个拐点(如图7(a)所示),即 $\gamma_0$ 先 后等于180°(-180°)和-180°(180°)时的直升 机位置点。若经过第2个拐点后直升机仍朝目标 方向回旋飞行则说明将进入死循环而无法飞出障 碍物。因此笔者在出现第2个拐点后的每个周期 给系统添加一个临时目标,该目标始终处在直升 机的右前方(或左前方),因此直升机便会沿着U 型障碍物内壁进行飞行,当导航角度偏差 $\gamma_0$ 第1 次减小到90°(或增大至-90°)时撤销临时目标, 恢复原来目标点,即完成U型障碍物的规避,如 图7(b)所示。仿真实验表明,对于各种U型障 碍物,该方法均能使直升机实现良好规避。



# 2 三维避障仿真

传统的仿真验证均采用 MATLAB、C ++<sup>[7,14-15]</sup> 等编程软件进行,缺乏实时观测性导致无法清 楚观察避障效果是这类仿真方法的一大缺点, 此外,三维避障飞行需要考虑传感器的角度分 辨率、扫描范围以及障碍物的复杂程度等,用传 统的仿真方法工作量很大,而且难以达到期望 效果。

为了更好地验证该无人直升机三维避障方法,本文基于三维建模软件 CATIA 二次开发技术 自主设计出一套三维仿真平台来实现避障方法的 仿真验证。该方法可建立飞行环境中未知障碍物 模型,并通过模拟激光雷达扫描探测障碍物,结合 避障方法进行无人直升机在其中的自主避障飞行 仿真实验。

## 2.1 三维仿真平台

本文采用进程外脚本(在 VB 程序中嵌入 CATIA 访问程序)通过 COM 接口访问 CATIA 内 部对象来实现对 CATIA 的二次开发的方法,结 合 VB 程序中避障方法代码共同构建避障仿真 平台。

如图 8 所示,平台有 3 个窗口,分别是仿真创 建窗口(左上)、数据显示窗口(右)以及实时观测 窗口(左下)。仿真创建窗口可以实现避障环境、 传感器模型建立、任务目标等的创建以及数据保 存路径选择;数据显示窗口则是对避障数据实时 显示,如各个柱区障碍物标识、飞行参数等;而实 时观测窗口则是对仿真环境的俯视描绘,不同于 通过 CATIA 直接观测,实时观测窗口包括探测到 的障碍物点、直升机飞行路径等,可用于真实避障 实验避障效果观测。

创建作家市台	1			障碍	物标识	状态					
的连切并十日	俯仰角度	60	目标点X坐标 10	ARC	0	0	ñ	-			
第一点X坐标 10	俯仰单步度数	5	目标点Y坐标 105		Ŷ	9	é.	-			
第一点工业标 20	橫向角度	174	目标点Z坐标 □	AD-A1	2 0	0	0	0	0	0	0
算得物的长 20	橫向单步度教	3	创建目标点		0	0	Û	0	0	0	
喝物的宽 30	扫描距离	30			-						
碍物的高 20	仿真步数	1000	5		P	_			И		角速度
创建障碍物			创建数据保存目录	2	0	2	0	0	h	0	2.555885
	任务高度	3	( and the second	4	0	4	0	0	E	0	速度
Ares bet to de	1277160.5	-		1	0	1	0	0	R.	0	2
打开伤具半首	扫册 例	T		4	0	4	0	0	6	0	加速度
					-	12	-	-	-	0	0.5
件路径:	の人類の意味を行いの必要の		fanashanningtai 1 FATPa	1	0	1	U	ĥ		ų	0.5
件路径: \Users\SOSO\Deskt	op\避障环境\UI的避	章\Bi zhang	fangzhenpingtsi_L.CATPa	1 3	0	1 3	0	0		0	绝对高度
件路径: \Users\SOSO\Deskt	op\避障环境\U形逝的	障\Bi chang	cfangzhenpingtsi_1.CATPa 关闭CATIA现有文件	1 3 1	0	1 3 1	0	0		0	40.5 绝对高度 3
件路径: \Wsers\SOSO\Deskt	op\避障环境\UI的避	聋\Bi zhang	gfangzhenpingtsi_1.CATPa 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2	0 0 0 0 0	1 3 1 2	0 0 0	0		0 0 0	8.5 绝对高度 3 偏航角
件路径: \Users\SOSO\Deskt	op\避障环境\UI於避	≇\Bi zhang	gfangzhenpingtsı_1.CATPa 美闭CATTA现有文件	1 3 1 2 1	0 0 0 0 0 0 0	1 3 1 2 1		000000000000000000000000000000000000000		0 0 0	9.3 绝对高度 3 偏航角 -77.31944
件路径: \Users\SOSO\Deskt	。。小雅障环境、小形斑	薄\Bi chang	gfangzhenpingts:_1.CATPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9	0 0 0 0 0	1 3 1 2 1 1 0		0 0 0 0	0	0 0 0	6.3 绝对高度 3 偏航角 -77.31944 导航角度偏额
は設定: VSers\SOSO\Deskt	。p\避障环境\U形避	璋\Bi zhang	gfangzhenpingtss_1.CATPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 5		1 3 1 2 1 0 8		0 0 0 0	0	0 0 0	6.3 绝对高度 3 偏航角 -77.31944 导航角度偏射 -2.555885
件路径: \Users\SOSO\Deskt	。如《離障环境》(明後遊)	達 \Bi zhang	efsmgzhenpingtss_1.CATPs 美術CATTA现有文件	1 3 1 2 1 9 6 3		1 3 1 2 1 0 8 5		0	0	0 0 0	<ul> <li>44对高度</li> <li>3</li> <li>偏航角</li> <li>-77.31944</li> <li>导航角度偏線</li> <li>-2.555885</li> <li>避障执行标识</li> </ul>
件路径: Wsers\SOSO\Deskt	。史、避障环境、い形斑	章\Bichsng	gfangzhenpingtss_1.CATPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 5 3 0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 3 1 2 1 0 8 6 3		0	0	0	6.3 绝对高度 3 偏航角 -77.31944 导航角度偏続 -2.555885 避障执行标证 远 - 左
件路径: Wsers\SOSO\Deskt	。如《離韓环境》、明後趙	章\Bichang	gfsmgzhenpingtsı_1.CATPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 5 3 0 0		1 3 1 2 1 0 8 6 3 0		0	0	0	6.3 绝对高度 3 偏航角 -77.31944 导航角度偏 -2.555885 避障执行标训 远 - 左 目标距离
件路径: \Wsers\SOSO\Deskt	。如此建建环境、U形进口	璋\Bichang	efsngzhenpingtss_1.CATPs 关闭CATTA现有文件	1 3 1 2 1 9 6 3 0 0 0 0		1 3 1 2 1 0 8 5 3 0 0		0	0	0 0 0	<ul> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.77.31944</li> <li>4.77.31944</li> <li>4.755885</li> <li>-2.555885</li> <li< td=""></li<></ul>
件路径: Wsers\SOSO\Deskt	。中心避障环境、UT的避	章\Bichang	gfangzhenpingtsı_1.CATPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 5 3 0 0 0 0 0		1 3 1 2 1 0 8 6 3 0 0 0		0	0	000000000000000000000000000000000000000	<ul> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.6</li> <li>3</li> <li>4.6</li> <li>4.77.31944</li> <li>5.55885</li> <li>5.55885</li> <li>3.6</li> <li>3.6</li> <li>3.6</li> <li>4.7</li> <li>5.5</li> <li>5.6</li> <li>5.6</li></ul>
件路径: Wsers\SOSO\Deskt	。如心避障环境、心形斑	章\Bichang	efsmgzhenpingtsi_1.CAIPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 6 3 0 0 0 0 0 0		1 3 1 2 1 0 8 8 6 3 0 0 0 0 0		0	0	0 0 0 0	<ul> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.6</li> <li>4.77.31944</li> <li>5.55885</li> <li>3.6</li> <li>4.75885</li> <li>4.75885</li> <li>5.1</li> </ul>
件路径: \Users\SOSO\Deskt	。94)避降环境、10形进口	章\Bichang	efangzhenpingtss_1.CAIPs 关闭CATIA现有文件	1 3 1 2 1 9 5 3 0 0 0 0 0 0 0 0 0		1 3 1 2 1 0 8 5 3 0 0 0 0 0 0		0	0	0	<ul> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.3</li> <li>4.4</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>4.6</li> <li>5.1</li> <li>5.1</li> <li>5.1</li> <li>5.1</li> </ul>

(4)



# 2.1.1 避障环境三维建模

避障环境由一个或若干障碍物模型组成,而 障碍物模型(为曲面轮廓)均在 CATIA 创成式外 形设计模块中进行直接设计构建或 VB 程序访问 构建。直接设计构建方式可以任意设计自己所需 要的避障环境,确保环境为一个整体的混合形状 特征即可。

在图 8 的仿真平台程序中,可以通过程序窗 口上的"创建仿真平台"按钮直接创建简单的障 碍物,也可以通过"打开仿真平台"按钮导入预先 建立好的障碍物模型,由于障碍物均可以整合成 单一曲面,所以障碍物模型的复杂程度和大小对 仿真运算速度影响很小,因此该仿真平台可以实 现高复杂度和仿真度的避障环境仿真试验。

#### 2.1.2 传感器扫描模拟

避障的前提在于激光雷达对障碍物扫描探测,所以三维避障仿真对传感器扫描的建模尤为 重要。本文利用绘制角度偏移直线模拟激光雷达 激光束,如图9所示,测量障碍物切割所获得直线 的长度 L,由偏移直线的方位角 a 和 θ 来计算出 障碍物点 O'基于直升机机体坐标系的坐标,如图 10 所示,其计算公式为

 $\int X = L \sin \alpha \sin \theta$ 

 $Y = L\cos \alpha$ 

 $LZ = L\sin \alpha \cos \theta$ 

根据以上探测的障碍物点坐标值判断该点所 属直方柱区,结合避障方法实现避障仿真。



图 9 激光探测模拟 Fig. 9 Laser detection simulation



图 10 切割扫描线获取障碍物点坐标 Fig. 10 Obtain coordinates of obstacle via splitting scanning lines

#### 2.2 仿真验证

2.2.1 速度控制及转弯优化仿真

图 11 为增加避障飞行速度控制和转弯优化 前后飞行仿真效果图。从避障仿真结果可以看 出,在避障飞行速度控制和转弯优化后,由于起始 点速度为零时偏航角速率允许的值较大,因此可 实现短时间内较大角度转弯,增加避障效率;在障 碍物拐角处避免了大半径拐弯动作,缩短转弯时 间,提高转弯效率;在无障碍物直飞情况下,避免 小角度摆动;在快抵达目标点时,调整飞行速度, 使其能够在到达目标点时悬停。此外,速度控制 及转弯优化后,不仅增加了避障可行性和合理性, 而且飞行时间相对优化前缩短近 30%。



Fig. 11 Simulation before and after speed control and turning optimization

# 2.2.2 二维复杂环境避障仿真

如图 12 所示为复杂环境下的二维避障飞行 仿真,图示障碍物环境中不仅有简单零散的普通 障碍物,还涉及街道、狭窄通道、门型障碍物和 U 型障碍物等。



Fig. 12 Simulation of 2D obstacle avoidance

从仿真结果的避障路径可以看出,在目标点导 航情况下,自由避障效果良好,实现了在复杂的未知 环境中的避障飞行,避障路径优,对各种障碍物均实 现较好规避,并到达指定目标点,实现了局部导航下



的避障飞行,验证了二维避障方法的可行性。

2.2.3 三维综合避障仿真

为了验证三维避障方法,本文进行了三维复 杂避障环境建模(以楼房街道为建模原型)仿真 实验。避障仿真实验中,设定激光扫描横向 180°,精度3°;纵向俯仰扫描度数为60°,精度5°; 设定任务飞行高度为3m。三维复杂环境的避障 仿真效果图如图13所示,图14、图15及图16分 别是避障仿真俯视图、避障飞行前飞速度和飞行 高度对比。

从仿真结果可以看出,在未知的飞行环境中, 直升机实现了三维避障飞行,并最终达到指定目 标点。从飞行高度对比图中可以看出,直升机基 本保持离地3m的任务飞行高度。从前飞行速度



图 13 3D 复杂环境避障仿真 Fig. 13 3D obstacle avoidance simulation in complicated environment



图 14 避障仿真俯视图

Fig. 14 Vertical view of obstacle avoidance simulation



图 15 前飞速度对比





Fig. 16 Height contrast of flight trajectory

图可以看出,直升机平均飞行速度为2m/s。避障 效果良好,验证了三维避障方法的合理性和可 行性。

# 3 结 论

仿真实验表明,该方法不仅能够规避复杂障碍物,而且能识别临近障碍物间的可行通道,能很好地实现T型街道转弯、U型障碍物规避等,避障路径光滑,拐弯机动性好,可以实现无人直升机在未知的复杂环境下的避障飞行。

此外,该三维仿真平台具有实时观测性,能及 时发现方法漏洞,能够对障碍物实现高仿建模,提 高仿真实验的真实性和可靠性。

#### 参考文献 (References)

- SCHERERS, SINGH S, CHAMBERLAIN L, et al. Flying fast and low among obstacles [C] // 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007 :2023-2029.
- [2] STENTZ A. Optimal and efficient path planning for partially known environments [C] // Proceedings of the 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ:IEEE Press, 1994, 4:3310-3317.
- [3] GEYER M, JOHNSON E. 3D obstacle avoidance in adversarial environments for unmanned aerial vehicles [C] // AIAA 2006-6542 AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2006:1-12.
- [4] RUCHTI J, SENKBEIL R, CARROLL J, et al. Unmanned aerial system collision avoidance using artificial potential fields[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2014, 11(3):140-144.
- [5] ZHANG H, YANG L, GAO Z, et al. The dynamic pathplanning research for mobile robot based on artificial potential field [C]//2011 International Conference on Consumer Electronics Communications and Networks (CECNET). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:2736-2739.


- [6] ULRICH I, BORENSTEIN J. VFH\*: Local obstacle avoidance with look-ahead verification [C] // Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000:2505-2511.
- [7] 许心德,关胜晓.未知环境下基于 VFH\*的机器人避障[J]. 计算机仿真,2010,27(3):156-160.
   XU X D,GUAN S X. Obstacle avoidance for robots based on VFH\* method in uncertain environment[J]. Computer Simulation,2010,27(3):156-160(in Chinese).
- [8] BORENSTEIN J, KOREN Y. The vector field histogram-fast obstacle avoidance for mobile robots [J]. IEEE Transactions of Robotics and Automation, 1991, 3(7):278-288.
- [9] QI C, OZGUNER U. Real-time navigation for autonomous vehicles: A fuzzy obstacle avoidance and goal approach algorithm [C] // Proceedings of the 2005 American Control Conference. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2005, 3:2153-2158.
- [10] REN L, WANG W, DU Z. A new fuzzy intelligent obstacle avoidance control strategy for wheeled mobile robot [C] //2012
   IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012;1732-1737.
- [11] LI H, YANG S, SETO M. Neural-network-based path planning for a multirobot system with moving obstacles [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part C (Applications and Reviews), 2009, 39(4):410-419.
- [12] WAI R. Tracking control based on neural network stagy for robot manipulator [J]. Neurocomputing, 2003, 51:425-445.
- [13] ULRICH I, BORENSTEIN J. VFH + : Reliable obstacle avoid-

ance for fast mobile robots [C] // Proceedings of 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1998, 2:1572-1577.

- [14] DONG T, LIAO X, ZHANG R, et al. Path tracking and obstacle avoidance of UAVs—Fuzzy logic approach [C] // The 14th IEEE International Conference on Fuzzy Systems. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2005:43-48.
- [15] 刘玲,王耀南,况非,等.基于神经网络和遗传算法的移动 机器人路径规划[J].计算机应用研究,2007,24(2): 264-265.

LIU L, WANG Y N, KUANG F, et al. Path planning of mobile robot based on neural network and genetic algorithm [J]. Application Research of Computers, 2007, 24(2): 264-265 (in Chinese).

#### 作者简介:

蒙志君 男,博士,副教授。主要研究方向:飞行器总体设计、 无人机及旋翼机总体/建模/控制/仿真技术。

Tel.: 010-82317557

E-mail: mengzhijun@ buaa. edu. cn

**平学寿** 男,硕士研究生。主要研究方向:无人直升机建模与 控制、无人机避障技术。

**陈旭智** 男,博士研究生。主要研究方向:无人直升机自主导 航与飞行控制技术。

# 3D obstacle avoidance method and simulation for unmanned helicopter

MENG Zhijun\*, PING Xueshou, CHEN Xuzhi

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Autonomous obstacle avoidance is an indispensable ability for unmanned helicopter (UH) operating low-altitude flight. A new 3D real-time avoidance method was presented to solve UH obstacle avoidance problem in complicated environment. The vision space of sensor was divided into several unequal radii sector-shaped cylinders and cuboids distributed at the same angle, estimating the obstacle distribution based on sensor data, and UH can execute corresponding maneuver calculated by this method to avoid obstacles successfully. An originally 3D simulation method was also proposed using secondary development technology on CATIA, which can build 3D model for undiscovered environment. Combined with the obstacle avoidance method, real UH obstacle avoidance flight simulation was carried out in it. The feasibility of 3D obstacle avoidance method was validated using the proposed simulation method.

Key words: unmanned helicopter; 3D obstacle avoidance; 3D simulation; obstacle avoidance simulation; CATIA secondary development

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1019.006.html

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82317557 E-mail: mengzhijun@ buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0505

# 富锂正极材料的制备及电化学性能研究



魏欣,张世超\*,刘冠娆,杨埔蘅,孟娟,李红磊

(北京航空航天大学 材料科学与工程学院,北京100083)

**摘** 要:用溶胶-凝胶法结合高温煅烧过程制备富锂正极材料 Li<sub>1.2</sub> Mn<sub>0.54</sub> Ni<sub>0.13</sub> Co<sub>0.13</sub> O<sub>2</sub>, 对 800°C 和 900°C 煅烧后得到的 2 种材料(标记为 S8 和 S9)进行物相和形貌表征以及电化学 测试。电化学测试结果表明,样品 S9 具有较高的放电容量、较好的循环稳定性和较小的电荷转 移电阻。样品 S9 在 0.1 C (25 mA · g<sup>-1</sup>)时的首次充电容量为 345.0 mA · h · g<sup>-1</sup>,首次放电容 量为 273.9 mA · h · g<sup>-1</sup>,首次库伦效率为 79.4%。1 C 时,首次放电容量为 188.1 mA · h · g<sup>-1</sup>, 循环 30 周后放电容量为 173.3 mA · h · g<sup>-1</sup>,容量保持率为 92.1%。结果表明,尽管富锂正极 材料 R-3m 层状结构在 800°C 煅烧后已经形成,但仍需要经过更高温度煅烧,以提高锂离子和 过渡金属离子在各自层中的有序度,从而有效地提高材料的电化学性能。

关键 词:锂离子电池;富锂正极材料;溶胶-凝胶法;电化学性能;煅烧温度中图分类号:TM911

文献标识码: A 文

文章编号: 1001-5965(2016)08-1627-05

由于电动汽车、混合动力汽车和插电式混合 动力汽车的快速发展,开发高能量密度、高功率密 度锂离子电池的需求愈发迫切。正极材料是锂离 子电池能量密度、循环寿命和成本等因素的主要 限制条件。所以,发展高容量、低成本和环境友好 的正极材料是至关重要的。近年来,层状 LiCoO<sub>2</sub><sup>[1]</sup>、尖晶石型LiMn<sub>2</sub>O<sub>4</sub><sup>[2]</sup>和橄榄石型LiFePO<sub>4</sub><sup>[3]</sup> 被广泛研究。然而,这些材料的实际放电容量相对 较低:LiCoO<sub>2</sub> 为 140 mA · h · g<sup>-1</sup>、LiMn<sub>2</sub>O<sub>4</sub> 为 148 mA · h · g<sup>-1</sup>、LiFePO<sub>4</sub> 为 170 mA · h · g<sup>-1</sup>。富 锂正极材料 Li<sub>1.2</sub> Mn<sub>0.54</sub> Ni<sub>0.13</sub> Co<sub>0.13</sub> O<sub>2</sub> (也写作 0.5Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub> · 0.5Li [Ni<sub>1/3</sub>Co<sub>1/3</sub>Mn<sub>1/3</sub>]O<sub>2</sub>)因其放 电容量超过 250 mA · h · g<sup>-1</sup>、平均电压高于 3.5 V而成为研究热点<sup>[4]</sup>。目前大多数认为这种 富锂材料是由 Li, MnO<sub>3</sub> 和 Li [Ni<sub>1/3</sub> Co<sub>1/3</sub> Mn<sub>1/3</sub>]O<sub>2</sub> 形成的固溶体<sup>[5-6]</sup>。与 LiCoO<sub>2</sub> 相比,三元富锂材 料由于含有大量的锰,降低了成本,减少了钴对环

境的污染<sup>[7]</sup>。因此,富锂正极材料成为了锂离子 电池正极理想的新一代备选材料<sup>[8-10]</sup>。

化航学

August

Vol. 42

2016

No. 8

在首次充电过程中,电压大于4.5 V时出现 了一个长的不可逆电压平台,对应于 Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub> 成 分的活化过程<sup>[11]</sup>。从 Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub> 结构中同时脱出 锂和氧,即脱出 Li<sub>2</sub>O,但在放电过程中,锂无法重 新嵌入,导致不可逆容量较大。另外,倍率性能和 循环稳定性等也有待改善<sup>[12]</sup>。

合成方法直接影响材料的结构和形貌,从而 较大程度上决定着材料的电化学性能。目前常用 的制备方法有共沉淀法<sup>[9,13-15]</sup>、溶胶-凝胶法<sup>[16-18]</sup> 和水热法<sup>[4,19-21]</sup>等。溶胶-凝胶法是制备富锂正极 材料的重要方法之一,合成出的材料具有纯度高、 粒径分布窄和均匀性好等优点。

本文通过溶胶-凝胶法制备了富锂正极材料, 对不同煅烧温度得到的2种材料进行了详尽的结 构表征及电化学测试,讨论了煅烧温度对材料的

收稿日期: 2015-07-29; 录用日期: 2015-09-06; 网络出版时间: 2015-09-30 16:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150930.1656.002.html

基金项目:北京航天航空大学博士研究生创新基金 (YMF-14-YJSY-004);国家"973"计划 (2013CB934001)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82339319 E-mail: csc@ buaa.edu.cn

**引用格式**: 魏欣,张世超,刘冠娆,等. 富锂正极材料的制备及电化学性能研究[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1627-1631. WEIX, ZHANGSC, LIUGR, et al. Synthesis and electrochemical performance of lithium-rich cathode material [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1627-1631 (in Chinese).

2016 年

结构、形貌及电化学性能的影响。

#### 实验方法 1

### 1.1 材料制备

首先将一定计量比的 LiNO<sub>3</sub>(分析纯,北京化 工厂)、Mn(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub>(50wt%)(分析纯,北京化工 厂)、Ni(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub> · 6H<sub>2</sub>O(分析纯,北京化工厂)、 Co(NO<sub>3</sub>)<sub>2</sub> · 6H<sub>2</sub>O(分析纯,北京化工厂)溶于水 和乙醇(分析纯,北京化工厂)的混合溶剂中(体 积比为1:1),在不断搅拌下形成溶液,然后往溶 液中加入一定量的柠檬酸和蔗糖,置于90°C的水 浴锅中不断搅拌蒸干,放到真空烘箱中过夜烘干。 充分研磨后在空气气氛中分步预烧 120°C 5 h、 200°C 5 h、500°C 5 h,取出研磨,分别在 800°C 和 900°C 下煅烧 12 h,冷却至室温得到目标产物, 2个样品分别记为 S8 和 S9。所有的原料都是分 析纯的,锂盐过量5%,以弥补在高温煅烧过程中 产生的锂损失。

#### 1.2 结构表征与电化学测试

样品的结构是通过 Rigaku D/Max-2400 型 X 射线衍射仪测试得到的,采用 Cu 靶、Kα 射线,测 试电压为 40 kV、电流为 40 mA、扫描速度为 6 (°)/min,扫描范围 2θ 为 10°~80°。样品的表 面形貌、颗粒大小和分布是通过日本日立公司的 S-4800型扫描电子显微镜(SEM)进行观察。

将所制备的活性材料、导电炭黑、粘结剂 (PVDF)以8:1:1的质量比混合、以N-甲基吡咯 烷酮(NMP)为分散剂,调浆均匀涂在铝箔上,在 真空烘箱中120°C12h进行烘干,制得的正极极 片与负极金属锂、电解液 1 mol/L 的 LiPF。/EC-DEC-DMC (1:1:1)、Celgard 聚乙烯隔膜在水氧值 均低于 0.5 mg/L 手套箱内组装成模拟电池。电 池的电化学性能是通过新威(NEWARE)电池测 试系统进行充放电测试得到的,测试电压为2.0 ~ 4.8 V, 电流以1C = 250 mA · g<sup>-1</sup>计算, 温度为室 温。采用辰华 CHI660a 型电化学工作站测试样 品的循环伏安(CV)和电化学阻抗谱(EIS) CV 的扫速为 0.1 mV・s<sup>-1</sup>, 电压区间为 2.0~4.8 V。 EIS 电压信号的振幅为 10 mV,测试频率为 10 mHz~  $100 \text{ kHz}_{\odot}$ 

#### 结果与讨论 2

#### 2.1 XRD 表征

样品 S8 和 S9 的 XRD 谱图如图 1 所示。2 个 样品都具有典型的富锂结构。除 20°~25°之间的 峰外,其余峰都能很好地归属于层状  $\alpha$ -NaFeO,结

构,六方晶系,R-3m 空间点群。位于 20°~25°之间 的峰归属于 Li, MnO, 结构中的 LiMn, 阳离子超晶 格有序排列,是空间群 C2/m 的单斜结构。两组相 邻峰(006)/(012)及(108)/(110)发生明显分裂, 表明样品 S8 和 S9 都具有高度有序的层状结构。 I(003)/I(104)的值代表锂层中阳离子的混排程 度,数值越大,混排程度越小。样品 S9 的 I(003)/ I(104)值为1.16,大于样品S8的I(003)/I(104)值 (1.12),说明样品 S9 中阳离子的混排程度要小。 加之,样品 S9 比 S8 的峰强度大。所以,样品 S9 的 结晶度比 S8 要好。



图 1 样品 S8 和 S9 的 XRD 谱图 Fig. 1 XRD patterns of sample S8 and S9

### 2.2 形貌分析

图 2 为样品 S8 和 S9 的 SEM 照片。2 个样品 的颗粒形貌比较接近,分布均一。样品 S9 颗粒较 大,大小为300~500 nm。 样品 S8 颗粒较小,大小 为100~300 nm。纳米颗粒尺寸小、比表面积大, 既可缩短 Li<sup>\*</sup>的扩散路径,又可增加电极材料与 电解液的接触面积,有助于提高电化学性能。但 是,比表面积过大会导致一些副反应的发生,降低 电化学性能。



(a) 高倍率下S8

(b) 低倍率下S8





(c) 高倍率下S9

(d) 低倍率下S9 图 2 样品 S8 和 S9 的扫描电镜照片 Fig. 2 SEM photographs of sample S8 and S9

#### 2.3 电化学测试

图 3 是样品 S8 和 S9 在 0.1 C 时的充放电 曲线图。从图中可以看到,2个样品的首次充 电曲线在 4.5 V 处都有一个长的充电平台, 这是富锂材料的特征之一,这一平台在随后的 充电曲线中消失。样品 S8 的容量相对较低,首次 充电容量为 354.0 mA ・h・g<sup>-1</sup>,首次放电容量 为269.0 mA · h · g<sup>-1</sup>。样品 S9 的首次充电容 量为345.0 mA · h · g<sup>-1</sup>, 首次放电容量为 273.9 mA・h・ g<sup>-1</sup>。样品 S8 和 S9 的首次库伦效 率分别为 76.0% 和 79.4%。第2 周充放电曲线 中,样品 S8 的充电容量为 268.8 mA · h · g<sup>-1</sup>,放电 容量为 259.6 mA · h · g<sup>-1</sup>, 库伦效率为 96.6%。 第2周样品 S9 的充电容量为 275.3 mA · h · g<sup>-1</sup> 放电容量为 269.9 mA · h · g<sup>-1</sup>, 库伦效率为 98.0%。所以,样品 S9 具有较高的放电容量和库 伦效率。



图 3 样品 S8 和 S9 电极在 0.1 C 的充放电曲线 Fig. 3 Charge-discharge curves of sample S8 and S9 electrodes at 0.1 C

图 4 为样品 S8 和 S9 的首周及前 6 周 CV 曲 线。图4(a)可以看出,2个样品的第1周氧化过 程都出现了2个氧化峰,样品 S8 的氧化峰出现在 4.25 V 和 4.69 V,样品 S9 的氧化峰出现在 4.06 V 和 4.77 V。较低的氧化电位对应于 Co<sup>3+</sup>/Co<sup>4+</sup> 和 Ni<sup>2+</sup>/Ni<sup>4+</sup>的氧化过程,较高的氧化电位对应于充 电过程中4.5V处的平台,是首次充电中Li,O的 脱出过程 Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub>→Li<sub>2</sub>O + MnO<sub>2</sub>。第1周还原 过程中,4.4 V的还原峰对应的是部分锂嵌入 到 Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub> 结构中, 3.6 V 的还原峰对应于 Co<sup>4+</sup>/Co<sup>3+</sup>和Ni<sup>4+</sup>/Ni<sup>2+</sup>的还原过程,小于3.5V 出现的还原峰对应于  $Mn^{4+}/Mn^{2+}$ 的还原反应。 图 4(b) 可以看出,从第2周开始,氧化过程出 现3个峰,与第1周不同。第1个氧化电位 (S8:3.25 V, S9:3.48 V) 对应的是 Mn<sup>2+</sup>/Mn<sup>4+</sup> 的氧化过程,第2个氧化电位(S8为4.20V,S9



化航学

图 4 样品 S8 和 S9 电极首周 CV 图及前 6 周 CV 曲线 Fig. 4 CV curves of sample S8 and S9 electrodes for initial cycle and for first six cycles

为 3.95 V) 对应的是 Co<sup>3+</sup>/Co<sup>4+</sup> 和 Ni<sup>2+</sup>/Ni<sup>4+</sup> 的氧 化峰,第3 个峰在 4.59 V 左右,是首圈没有活化完 全的 Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub> 的继续活化过程。还原峰的峰位与 第 1 周相似。样品 S9 的氧化还原电压差小于样 品 S8,表明样品 S9 具有更好的循环可逆性能。

循环稳定性曲线如图 5 所示,0.1 C 时,样品 S8 首周放电容量为 269.0 mA · h · g<sup>-1</sup>,循环 30 周后放 电容量为 122.7 mA · h · g<sup>-1</sup>,容量保持率为45.6%。 样品 S9 首周放电容量为 273.9 mA · h · g<sup>-1</sup>,循环 30 周后放电容量为 202.8 mA · h · g<sup>-1</sup>,容量保持率 为 74.0%。样品 S9 具有较高的放电容量和较好 的循环稳定性。说明经过 900°C 煅烧后,材料的 电化学性能更好。对样品 S9 进一步在 1 C 下进 行充放电测试,如图 5(b)所示,结果表明,在 1 C 时首周放电容量为 188.1 mA · h · g<sup>-1</sup>,循环30 周 后放电容量为 173.3 mA · h · g<sup>-1</sup>,容量保持率为 92.1%。样品 S9 在 1 C 下充放电循环时表现出 了很好的循环稳定性。

图 6 给出了样品 S8 和 S9 的 EIS 及其等效电路。等效电路图中: $R_s$  为电池的体电阻, $R_{et}$ 为电池的电荷转移电阻, $Z_w$  为 Warburg 阻抗, CPE 为恒相位元件,Z'和 Z''为阻抗实部和虚部。2 个样品的 EIS 主要由高频区的半圆和低频区的斜线组







Fig. 5 Cycle stability curves of sample S8 and S9 at 0.1 C and of sample S9 at 0.1 C and 1 C



图 6 样品 S8 和 S9 的 EIS 及其等效电路 Fig. 6 EIS of sample S8 and S9 and its equivalent circuits

成的。高频区半圆直径的大小代表着电荷转移电 阻  $R_{et}$ , $R_{et}$ 对材料的电化学性能起着主要影响作 用,低频区的斜线代表着 Li<sup>+</sup>在正极材料体相扩 散的 Warburg 阻抗。从图中可以看到,样品 S9 具 有较小的电荷转移电阻,为 315.7  $\Omega$ ,样品 S8 的 电荷转移电阻较大,为 671.4  $\Omega$ 。

综上,与样品 S8 相比,样品 S9 具有较好的电 化学性能。这说明尽管 *R-3m* 层状结构在 800°C 煅烧后已形成,但仍需要经过更高温度煅烧,以便 提高锂离子和过渡金属离子在各自层中的有序 度,从而有效地提高电化学性能<sup>[22]</sup>。

# 3 结 论

 经过 900°C 煅烧后的材料具有较高的放电 容量、较好的循环稳定性和较小的电荷转移电阻。

2)较高温度的煅烧过程有利于提高材料的 结晶性和结构的有序度,从而提高电化学性能。

#### 参考文献 (References)

- [1] QIU X Y, ZHUANG Q C, ZHANG Q Q, et al. Electrochemical and electronic properties of LiCoO<sub>2</sub> cathode investigated by galvanostatic cycling and EIS [J]. Physical Chemistry Chemical Physics, 2012, 14:2617-2630.
- [2] XIANG X D, FU Z, LI W S. Morphology-controllable synthesis of LiMn<sub>2</sub>O<sub>4</sub> particles as cathode materials of lithium batteries
   [J]. Journal of Solid State Electrochemistry, 2013, 17 (4): 1201-1206.
- [3] SHU H B, WANG X Y, WU Q, et al. Improved electrochemical performance of LiFePO<sub>4</sub>/C cathode via Ni and Mn co-doping for lithium-ion batteries [J]. Journal of Power Sources, 2013, 237:149-155.
- [4] WEI G Z, LU X, KE F S, et al. Crystal habit-tuned nanoplate material of Li Li<sub>1/3 - 2x/3</sub> Ni<sub>x</sub> Mn<sub>2/3 - x/3</sub> O<sub>2</sub> for high-rate performance lithium-ion batteries [J]. Advanced Materials, 2010, 22: 4364-4367.
- [6] XIANG X, LI X, LI W. Preparation and characterization of sizeuniform Li Li<sub>0.131</sub> Ni<sub>0.304</sub> Mn<sub>0.565</sub> O<sub>2</sub> particles as cathode materials for high energy lithium ion battery [J]. Journal of Power Sources, 2013, 230:89-95.
- [7] LU Z H, BEAULIEU L Y, DONABERGER R A, et al. Synthesis, structure, and electrochemical behavior of Li Ni<sub>x</sub>Li<sub>1/3-2x/3</sub> Mn<sub>2/3-x/3</sub>O<sub>2</sub>[J]. Journal of the Electrochemical Society, 2002, 149(6): A778-A791.
- [8] THACKERAY M M, KANG S H, JOHNSON C S, et al. Li<sub>2</sub>MnO<sub>3</sub>-stabilized LiMO<sub>2</sub>(M = Mn, Ni, Co) electrodes for lithium-ion batteries[J]. Journal of Materials Chemistry, 2007, 17:3112-3125.
- [9] WANG C C, JARVIS K A, FERREIRA P J, et al. Effect of synthesis conditions on the first charge and reversible capacities of lithium-rich layered oxide cathodes [J]. Chemistry of Materials, 2013,25:3267-3275.
- [10] 刘燕燕,刘道坦,陈立泉. 锰基富锂正极材料 Li<sub>1.2</sub> Ni<sub>0.2</sub> Mn<sub>0.59</sub>Co<sub>0.01</sub>O<sub>2</sub> 的首次充放电曲线分析[J]. 硅酸盐学报, 2015,43(1):8-13.
  LIUYY,LIUDT,CHENLQ.First charge-discharge curves of Mn-based Li-rich cathode material Li<sub>1.2</sub> Ni<sub>0.2</sub> Mn<sub>0.59</sub> Co<sub>0.01</sub>O<sub>2</sub> [J]. Journal of the Chinese Ceramic Society, 2015, 43(1):8-13(in Chinese).
- [11] WANG C C, MANTHIRAM A. Influence of cationic substitutions on the first charge and reversible capacities of lithium-rich layered oxide cathodes [J]. Journal of Materials Chemistry A, 2013,1:10209-10217.
- [12] LU Z H, MACNEIL D D, DAHN J R. Layered cathode materials LiNi<sub>x</sub>Li<sub>(1/3-2x/3)</sub> Mn<sub>(2/3-x/3)</sub> O<sub>2</sub> for lithium-ion batteries[J]. Electrochemical and Solid-State Letters, 2001, 4(11): A191-A194.
- [13] FELL C R, CARROLL K J, CHI M F, et. Al. Synthesis-structure-property relations in layered, "Li-excess" oxides electrode

<u>化航学报</u> 赠 阅

materials  $\text{LiLi}_{1/3 - 2x/3} \text{Ni}_x \text{Mn}_{2/3 - x/3} \text{O}_2 (x = 1/3, 1/4, \text{ and } 1/5)$ [J]. Journal of the Electrochemical Society, 2010, 157 (11): A1202-A1211.

- [14] XIANG X D, LI W S. Significant influence of insufficient lithium on electrochemical performance of lithium-rich layered oxide cathodes for lithium ion batteries [J]. Electrochimica Acta, 2014,133;422-427.
- [15] ARMSTRONG A R, HOLZAPFEL M, NOVAK P, et al. Demonstrating oxygen loss and associated structural reorganization in the lithium battery cathode Li Ni<sub>0.2</sub> Li<sub>0.2</sub> Mn<sub>0.6</sub> O<sub>2</sub> [J]. Journal of the American Chemical Society, 2006, 128 (26):8694-8698.
- $\label{eq:shoJAN J, RAO C V, TORRES L, et al. Lithium-ion battery performance of layered 0.3Li_2MnO_30.7LiNi_{0.5}Mn_{0.5}O_2$  composite cathode prepared by co-precipitation and sol-gel methods [J]. Materials Letters,2013,104:57-60.
- $\label{eq:KANG_S_H_AMINE_K_Synthesis and electrochemical properties} of layer-structured 0.5Li(Ni_{0.5} Mn_{0.5}) O_2 0.5Li(Li_{1/3} Mn_{2/3}) O_2 solid mixture[J]. Journal of Power Sources, 2003, 124:533-537.$
- [18] SONG B H,ZHOU C F,CHEN Y, et al. Role of carbon coating in improving electrochemical performance of Li-rich Li (Li<sub>0.2</sub> Mn<sub>0.54</sub>Ni<sub>0.13</sub>Co<sub>0.13</sub>) O<sub>2</sub> cathode [J]. RSC Advances, 2014, 4: 44244-44252.
- [19] WEI X, ZHANG S, DU Z, et al. Electrochemical performance of high-capacity nanostructured LiLi<sub>0.2</sub> Mn<sub>0.54</sub> Ni<sub>0.13</sub> Co<sub>0.13</sub> O<sub>2</sub> cathode material for lithium ion battery by hydrothermal method

- [J]. Electrochimica Acta, 2013, 107:549-554.
  [20] ZHANG L, WU B, LI N, et al. Rod-like hierarchical nano/micro Li<sub>1,2</sub>Ni<sub>0,2</sub>Mn<sub>0,6</sub>O<sub>2</sub> as high performance cathode materials for
  - $Li_{1,2}Ni_{0,2}Mn_{0,6}O_2$  as high performance cathode materials for lithium-ion batteries [J]. Journal of Power Sources, 2013, 240: 644-652.
- [21] FU F, HUANG Y Y, WU P, et al. Controlled synthesis of lithium-rich layered Li<sub>1.2</sub> Mn<sub>0.56</sub> Ni<sub>0.12</sub> Co<sub>0.12</sub> O<sub>2</sub> oxide with tunable morphology and structure as cathode material for lithium-ion batteries by solvo/hydrothermal methods [J]. Journal of Alloys and Compounds, 2015, 618:673-678.
- [22] WANG D P, BELHAROUAK I, ZHANG X F, et al. Insights into the phase formation mechanism of 0. 5Li<sub>2</sub> MnO<sub>3</sub> center dot 0.5LiNi<sub>0.5</sub> Mn<sub>0.5</sub>O<sub>2</sub> battery materials [J]. Journal of the Electrochemical Society, 2014, 161(1):A1-A5.

#### 作者简介:

**魏欣** 女,博士研究生。主要研究方向:锂离子电池正极材料 的制备及性能。

Tel.: 010-82339319

E-mail: xwei2015@ buaa. edu. cn

**张世超** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:新能源 材料的制备及电化学性能。

Tel. : 010-82339319 E-mail: csc@ buaa. edu. cn

# Synthesis and electrochemical performance of lithium-rich cathode material

#### WEI Xin, ZHANG Shichao\*, LIU Guanrao, YANG Puheng, MENG Juan, LI Honglei

(School of Materials Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Lithium-rich cathode material  $\text{Li}_{1.2} \text{Mn}_{0.54} \text{Ni}_{0.13} \text{Co}_{0.13} \text{O}_2$  has been synthesized by sol-gel method followed by a high-temperature calcination process at 800°C and 900°C (signed as S8 and S9, respectively). The structure, morphology and electrochemical properties of as-synthesized materials are characterized in detail. Electrochemical test results show that sample S9 has higher discharge capacity, better cyclic stability and smaller charge transfer resistance. Sample S9 delivers the initial charge capacity of 345.0 mA  $\cdot$  h  $\cdot$  g<sup>-1</sup> and the initial discharge capacity of 273.9 mA  $\cdot$  h  $\cdot$  g<sup>-1</sup> at 0.1C (25 mA  $\cdot$  g<sup>-1</sup>) with a coulombic efficiency of 79.4%. The discharge capacity is 173.3 mA  $\cdot$  h  $\cdot$  g<sup>-1</sup> at 1 C after 30 cycles, remaining 92.1% of initial discharge capacity (188.1 mA  $\cdot$  h  $\cdot$  g<sup>-1</sup>). The results indicate that the ordering between lithium and transition metal cations in their respective layers needs a higher calcination temperature in spite of the formation of the R-3m layered phase at 800°C. It is helpful to effectively improve the electrochemical properties.

Key words: lithium-ion batteries; lithium-rich cathode material; sol-gel method; electrochemical performance; calcination temperature

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150930.1656.002.html

Received: 2015-07-29; Accepted: 2015-09-06; Published online: 2015-09-30 16:56

Foundation items: the Innovation Foundation of Beijing University of Aeronautics and Astronautics for Ph. D. Graduates (YWF-14-YJSY-004); National Basic Research Program of China (2013CB934001)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82339319 E-mail: csc@ buaa. edu. cn

http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0527

# 煤基费托航空燃料燃烧性能及航程



(北京航空航天大学 能源与动力工程学院 能源与环境国际中心,北京 100083)

摘 要: 航空替代燃料肩负着能源安全以及环境保护的双重使命。对煤基费托航空燃料的基础燃烧性能及航程进行了实验和理论研究。针对民航客机典型飞行任务,选取装有 2 台 CFM56-7B 发动机的 B737-800 型客机进行全包线飞行的航程评价。研究结果表明,煤基 费托航空燃料比石油基航空煤油密度低,但热值高。评价结果表明使用煤基费托燃料的客机 航程比使用石油基航空煤油的客机缩短2.1%。同时,虽然煤基费托航空燃料的燃烧边界较 石油基航煤略窄,但更易点火且不易积碳。取得的结果对煤基费托航空替代燃料的实际应用 具有一定的指导意义。

关键 词:煤基;费托合成;替代燃料;燃烧性能;航程
中图分类号: V231.2
文献标识码:A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1632-07

费托合成航空替代燃料的出现为中国所面临的能源安全与环境保护等问题提供了一个切 实可行的解决方案<sup>[1]</sup>。"即用型"替代燃料因具 有不改变现有发动机结构、性能和基础设施的 特点而被认为是未来 20 年内主要的航空替代 能源。煤基费托航空燃料目前已经可以量产, 但是对其理化性能的评价工作相对比较缺乏。 燃料的基础燃烧性能和航程性能是 2 个非常重 要的评价燃料的指标。

因此,本文对煤基费托航空燃料的基础燃烧性能和航程进行理论预测及实验研究。基础 燃烧性能方面,将闪点、热值、烟点和燃烧边界 分别作为燃料点火性能、燃烧放热、排放及在发 动机中的控油规律的评价指标,分别与石油基 航空煤油进行对比分析。航程方面,对煤基费 托航空燃料的热值和密度进行了实验研究,并 以此为依据对该燃料的航程进行计算研究。

# 1 实验方法

#### 1.1 样品及组成分析方法

实验选用的航空煤油为 RP-3,选用的煤基费 托航空燃料为中国内蒙古伊泰集团有限公司生产 的煤基费托航空煤油(FT 燃料)。为了研究 FT 燃料与石油基航空煤油掺混后对石油基航空煤油 性能的影响规律,将费托合成航空替代燃料分别 以 20wt%、40wt%、60wt% 和 80wt% 与航空煤油 (RP-3)进行掺混。

化航岸

August

Vol. 42

2016

No. 8

对混合油进行密度、热值、闪点、烟点和燃烧边 界的测试。样品组成分析采用 GC-MS (Agilent 7890/5975C);GC-MS 分析条件的色谱条件:HP-5MS 色谱柱,载气为高纯氦气,流量1mL/min,分流 比为 80:1,进样口温度 280 °C,接口温度 280 °C,柱 温 50 °C,保持5 min,以4 °C/min 升温至 260 °C,保 持5 min。质谱条件:离子源为电子轰击离子源 (EI),离子源温度 230 °C,四级杆温度 150 °C。

**引用格式**:周冠宇,王洪波,王智超,等. 煤基费托航空燃料燃烧性能及航程[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1632-1638. ZHOU GY, WANG HB, WANG ZC, et al. Combustion performance and range of coal-based Fischer-Tropsch aviation fuel [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1632-1638 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-17; 录用日期: 2015-10-10; 网络出版时间: 2015-10-22 18:45

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151022.1845.002.html

基金项目:国家国际科技合作专项(2013DFA61590)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82317346 E-mail: yangxiaoyi@ buaa. edu. cn



## 1.2 燃料性能测试方法

理化性能测试:密度测量仪器型号为 SYA-1884A(符合 GB/T 1884—2000<sup>[2]</sup>标准);热值测 量仪器为 HWR-15E 改进型(符合 GB/T 384— 1981<sup>[3]</sup>标准);闪点测量仪器为宾斯基-马丁闭口 闪点实验仪(符合 ASTM D323—15a<sup>[4]</sup>标准);烟 点测量仪器为烟点灯(符合 ASTM D1322— 15e1<sup>[5]</sup>标准)。电子天平仪器型号为 BS124S,精 度为 0.0001g。

燃烧边界测试:燃烧边界测量仪器型号为 HWP21-30S(符合 GB/T 21844—2008<sup>[6]</sup>标准)。 主要实验部分由气体导管、试样导管、点火电极、 反应容器、搅拌子和支撑座6个部分组成。

实验基本流程为:首先对实验使用的反应容 器进行抽真空清洗,清洗过程至少进行3次,以确 保除去前次实验后瓶中的残余燃气;随后预热烧 瓶到设计温度37.8℃,同时对反应容器进行必要 的保温处理;对烧瓶抽真空,为保证真空程度,保 证容器内气压低于1.4kPa;将定量配好的油样加 入至烧瓶中,等待油样充分气化后,慢慢通入空 气,待反应容器内压力达到设定压强后进行搅拌, 搅拌至少5min以确保油样蒸汽与空气充分混合 且处于热平衡状态,随后进行点火操作;调整油气 比重复进行实验以获得油样的可燃边界。

# 2 实验结果与讨论

### 2.1 煤基燃油与石油基航空煤油化学组成差异

煤基费托合成燃料主要化学组成是链烷烃。 为分析中国自主生产的煤基航空燃油与已经取得 适航认证的煤基航空燃油以及石油基航空煤油理 化性能上的差异<sup>[7]</sup>,选取符合中国国家标准 GB 6537—2006<sup>[8]</sup>的航空煤油 RP-3、经 Merox 脱硫醇 工艺后获得的煤油(下文简称 Merox 燃料)<sup>[9]</sup>以 及南非 SASOL 公司生产的煤基费托全合成燃料 FSJF 3 种燃料与煤基 FT 燃料进行组分对比。

表1提供了使用气相色谱仪测得的4种燃料 中各大类组分所占比例,通过对RP-3、FT、FSJF、

表1 5种燃料组分

Table 1 Components	of	five	fuels
--------------------	----	------	-------

雄彩轴米	各组分质量分数/%				
%% <b>科</b> 和 天	链烷烃	环烷烃	芳香烃	烯烃	
RP-3	44.36	10.54	32.89	4.46	
$\mathbf{FT}$	99.04	0.18	0	0.03	
FSJF	45.48	42.90	10.58	0	
Merox	49.64	27.59	22.72	0	
FT、RP-3 按1:1 混合	71.70	5.36	16.45	2.25	

Merox 以及将 FT、RP-3 按照 1:1 比例混合的混合 燃料 5 种喷气燃料碳数和各物质组分的对比,可 以看出石油基航空煤油的组成成分比较复杂,涵 盖链烷烃、环烷烃、芳香烃和烯烃等诸多成分,其 中链烷烃虽然占据主要部分,但是芳香烃及烯烃 等不饱和烃类依然占据很大的比例;经 Merox 脱 硫工艺后的航空煤油成分中不再含有烯烃及其他 物质,芳香烃所占比例有所下降;相比之下,煤基 航空替代燃料 FSJF 中所含芳香烃质量分数进一 步减少,饱和烃类占据了组成成分的约 90%<sup>[10]</sup>。

## 2.2 煤基燃油与石油基航空煤油性能差异

在航空燃料的主要组成成分中,链烷烃、环烷 烃具有燃烧热值高、燃烧性能好、热安定性好和不 易积碳等性质;芳香烃的存在有利于提高燃料的 抗爆性、抗氧化性以及管路中输运特性,但会降低 燃料的热值、排放性能和热安定性<sup>[11]</sup>,因此燃料 中需要有一定比例的芳香烃组分,烯烃及其他不 饱和烃类组分化学性质十分活泼,储存的安定性 极差,应尽量去除。组分差异决定了不同燃料之 间理化性能方面的差异。

表 2 所示为 RP-3 与 FT 燃料的理化性能对 比。从表中可以看出,FT 燃料的理化性能与 RP-3 存在一定差异,但是其除密度外的其他理化性 质均符合 GB 6537—2006<sup>[8]</sup>及 ASTM D1655— 15c<sup>[12]</sup>对喷气燃料的要求,性能的改变在相关标 准要求的范围之内。

表 2 RP-3 与 FT 燃料的理化性能 Table 2 Physicochemical properties of RP-3 and FT fuel

理化性能	RP-3	FT 燃料	GB 6537— 2006 <sup>[8]</sup> 喷气燃料	ASTM D1655—15c <sup>[12]</sup> 喷气燃料
燃油密度 / (kg・m <sup>-3</sup> )	783.4	758.2	775 ~ 830	775 ~840
闪点 /°C	43	39	≥38	≥38
烟点 /mm	25		≥25	≥25
冰点/°C	-45.2	- 47	≤ -47	≤ -47
表面张力/ (mN・m <sup>-1</sup> )	24.1			
粘度(20°C)/ (mm <sup>2</sup> ·s <sup>-1</sup> )	1.72	2.22	≥1.25	
热值/ (MJ・kg <sup>-1</sup> )	42.9	47.4	≥42.8	≥42.8

在燃油理化性质参数中,燃油密度、热值主要 影响发动机推力性能和飞行的航程,而闪点、烟点、 燃烧边界影响燃油燃烧性能和发动机控油规律。

2.2.1 热值与密度

图 1 为将 FT 燃料按不同比例与石油基航空 煤油进行掺混后,实验测量的混合燃料热值(L)





(4)

(5)





curves of calorific value and density

和密度(ρ)结果。可以看出,随着混合燃料中FT 燃料所占质量分数(φ)的增加,混合燃料的燃烧 热值呈线性增长趋势,混合燃料的密度呈线性减 小趋势。

热值拟合经验方程可以表示为  $L = 46417.5 + 9.63\varphi$   $R^2 = 0.979$  (1) 式中:L单位为 kJ/kg; $R^2$ 为校正决定系数,用来 评判拟合程度。

密度拟合经验方程可以表示为

 $\rho = 811.4 - 0.53 \varphi R^2 = 0.999$ (2) 式中: $\rho$ 单位为 kg/m<sup>3</sup>。纯 FT 燃料热值比石油基 航空煤油热值高出 2.13%。纯 FT 燃料密度比石 油基航空煤油密度低 6.55%。

石油产品的热值和密度主要取决于其化学组成。对于不同烃类,当碳原子数相同时,密度大小 依次为:芳香烃 > 环烷烃 > 烷烃<sup>[13]</sup>。在热值方 面,各单组分燃烧时的放热量大小依次为:链烷 烃 > 环烷烃 > 芳香烃。链烷烃质量分数更大,芳 香烃质量分数较小的燃料会拥有较低的密度及较 高的燃烧热值。

对于对飞机航程性能的影响而言,高热值、高密度的航空燃料对飞机航程更为有利<sup>[14]</sup>,因此, 混合燃料的密度和热值2个参数随着FT燃料占 比改变的变化规律对飞机航程的影响是相互矛盾 的。后文将通过计算对混合燃料中FT燃料占比 对飞机航程性能的详细影响规律进行分析。

2.2.2 基础燃烧性能

对于航空燃料而言,最重要的性能指标是基 础燃烧性能。燃料的燃烧边界、闪点及烟点是评 价燃料燃烧性能的重要指标。

燃料的燃烧极限范围大小直接关系到该燃料 的点火性能<sup>[15]</sup>。本文燃烧下限通过实验获得,燃 烧上限依据完全燃烧化学理论浓度计算得到。 对于只含 C、H、O、N 和 X(卤素)的物质在空 气中燃烧的情况,空气中理想配比成分或摩尔分 数 C,可以简化为

$$C_{s} = \frac{100}{1 + 4.773 \left(n + q + \frac{m - k - 2p}{4}\right)}$$
(3)

式中:*C*,为空气中理想配比成分或摩尔分数;*n*为 分子中碳原子的个数;*m*为分子中氢原子的个数; *p*为分子中氧原子的个数;*q*为分子中氮原子的个 数;*k*为分子中卤素原子的个数。各原子的个数 可以由色谱质谱结果通过计算得到。

纯 FT 燃料的不饱和组分质量分数仅为
0.03%,将其按照饱和化合物计算公式计算燃烧
上限,仅含 C、H、O 的饱和化合物,纯煤基 FT 燃
料燃烧上限为

FT 燃料与 RP-3 混合后的混合燃料中含有不 饱和化合物组分,组分质量分数在 0.03% ~ 4.46%范围内,计算时将倍数扩大 1.1 倍,混合燃 料的燃烧上限为

 $U' = 3.85 C_s$ 

 $U = 3.5C_{\circ}$ 

图 2 所示为将实验和计算得到的燃烧边界数据进行线性拟合得到的结果。随着 FT 燃料在 混合燃料中质量分数增大,燃烧边界下限呈线性 上升趋势,燃烧边界上限呈线性下降趋势。航空 煤油可燃摩尔比范围为0.652%~4.913%,FT 燃 料可燃摩尔比范围为0.792%~4.877%。混合 燃料的可燃边界随着混合燃料中 FT 燃料所占质 量分数的增加呈变窄趋势。纯 FT 燃料燃烧下限 比石油基航空煤油燃烧下限高 21.47%。燃烧上 限和燃烧下限的拟合经验公式分别为

 $\begin{cases} \sigma_{u} = 4.9125 - 3.5142 \times 10^{-4} \varphi & R^{2} = 0.999 \\ \sigma_{d} = 0.6414 + 0.00139 \varphi & R^{2} = 0.964 \end{cases}$ (6)



Fig. 2 Combustible limits experimental data and fitting curves of mixed fuels

式中: σ<sub>a</sub>、σ<sub>d</sub> 分别为混合燃料燃烧上限摩尔比和 燃烧下限摩尔比。从斜率变化分析, FT 燃料对燃 烧边界下限的影响要高于对燃烧边界上限的影 响。FT 燃料较窄的燃烧边界会导致其在实际应 用中要求对发动机的控油规律做出一定改变。在 不更改发动机设计的前提下很难直接完全替代现 有航空煤油。

图 3 所示为将 FT 燃料与石油基航空煤油按照不同比例进行掺混后,实验测得的混合燃料闪点数据。从图中可以看出,混合燃料的闪点随着混合燃料中 FT 燃料所占质量分数的增加呈指数下降趋势,混合燃料的闪点温度(℃)的拟合经验方程为

$$T = 8.21 \exp\left(\frac{-\varphi}{53.92}\right) + 38.14$$
  $R^2 = 0.972$  (7)

FT 燃料的闪点温度比石油基航空煤油的闪点温度低 7.5℃,相差比 16.13%。

低碳数组分间的质量分数差异是 FT 燃料与 石油基航空煤油闪点差异的主要原因。图 4 所示 为两者按不同混合比例混合后的混合燃料碳数分 布示意图。

从图4中可以看出,相比石油基航空煤油,









FT 燃料的低碳数组分所占比例更大,更多组分属 于挥发性好的轻组分。这一组分特点决定了 FT 燃料拥有更好的挥发性,闪点更低,较石油基航空 煤油具有更好的点火性能。

表 3 所示为将 FT 燃料与石油基航空煤油按 照不同比例进行掺混后,实验测得的混合燃料烟 点数据。混合燃料的烟点随着混合燃料中 FT 燃 料所占质量分数的增加呈上升趋势,当混合燃料 中 FT 燃料所占质量分数达到 80% 时,混合燃料 的烟点消失。

混合燃料烟点的变化主要源于 FT 燃料与石 油基航空煤油中芳香烃质量分数差异。随着混合 燃料中 FT 燃料占比增加,混合燃料中芳香烃质 量分数减小。当混合燃料中芳香烃质量分数减小 到 6.58% 时,混合燃料的芳香烃质量分数已不足 以引起燃料燃烧冒烟。因此,FT 燃料较石油基航 空煤油具有更好的抗积碳性能。

表 3 混合燃料烟点实验数据

Table 3 Smoke point experimental data of mixed fuels

FT 燃料质量分数/%	芳香烃质量分数/%	烟点/mm
0	32.89	23
20	26.31	26
40	19.73	32
60	13.16	38
80	6.58	
100	0	

#### 2.3 煤基燃油与石油基航空煤油航程性能评价

针对民航客机的典型飞行任务,利用实验获得 FT 燃料性能数据,计算民航客机应用 FT 燃料时的 航程,同时与航空煤油在相同飞行任务条件下的航 程进行对比,以评价 FT 燃料的航程特性。

2.3.1 航程计算方法

图 5 为民航客机典型飞行任务包线图<sup>[16]</sup>。 对于爬升阶段和下降阶段,采用民航客机典型上 升程序 250 kt/280 kt/0.78*Ma* 和下降程序 0.78*Ma*/280 kt/250 kt<sup>[17]</sup>。分别计算客机在不同



图 5 民航客机典型飞行任务包线图<sup>[16]</sup>

Fig. 5 Typical flight envelope of civil aviation  $aircraft^{[16]}$ 



2016 年

爬升状态的航程数据。其中,客机的升阻比 a 可以由客机的速度和攻角确定。同时根据客机 高度和速度确定客机单位耗油率 sfc(单位: mg・N<sup>-1</sup>・s<sup>-1</sup>)<sup>[18]</sup>。从而可以计算各阶段 *i* 燃 油消耗质量为

$$\Delta Q_{i} = \Delta t_{i} \cdot \operatorname{sfc} \cdot P_{i}$$
式中:
$$\begin{cases}
P_{i} = \frac{W_{i}}{a} + W_{i} \cdot \sin \theta_{i} \\
\Delta t_{i} = \Delta H_{i} / (v_{i} \cdot \sin \theta_{i})
\end{cases}$$
(9)

 $l_{\text{Range}_i} = H_i \cdot \cot \theta_i$ 

式中: $\Delta t_i$  为各爬升阶段爬升时间,s; $P_i$  为各阶段 发动机推力,N; $W_i$  为各阶段飞机重量,N; $v_i$  为各 阶段客机飞行速度,m/s; $\theta_i$  为各阶段爬升角度, (°); $\Delta H_i$  为各阶段爬升高度,m;Range<sub>i</sub> 为各爬升 阶段水平航程,m。

对于固定的飞行任务,上升航段和下降航段 的水平航程是固定值,计算出上升航段和下降航 段所需消耗燃料后,剩余燃料即为客机巡航航段 可用燃油。由于 FT 燃料与石油基航空煤油热值 差异,因此计算时需要对计算使用的混合燃料的 热值进行转化,转化公式为

$$\operatorname{sfc}_{a} = \operatorname{sfc}_{k}\left(\frac{L_{k}}{L}\right)$$
 (10)

式中: $L_a$ 为混合燃料的低位热值; $L_k$ 为石油基航 空煤油的低位热值;sfc<sub>a</sub>和 sfc<sub>k</sub>分别为使用混合燃 料和石油基航空煤油时客机的单位耗油率。

在巡航阶段使用 Bréguet 航程计算方法<sup>[19-20]</sup>, 利用式(8) ~式(10)计算得到的巡航可用燃油质 量进行计算。设定客机巡航方式为等速巡航,假定 客机飞行时升阻比为定值。Bréguet 航程表示为

Range =  $\frac{v(a)}{g \cdot \text{sfc}} \ln\left(\frac{W_s}{W_s}\right)$  (11)

式中:g为重力加速度;W。为飞机巡航开始时的 重量;W。为飞机巡航结束时的重量。 2.3.2 航程计算结果

选取 B737-800 型客机进行分析<sup>[21]</sup>。客机装 有 2 台 CFM56-7B 发动机,飞机质量为 41 413 kg, 飞行时载有 160 位乘客,每位乘客按体重 72 kg、 携带 20 kg 行李计算<sup>[22]</sup>,飞机满载燃油 15 000 L。 通过比较载有相同体积 RP-3 燃油和混合燃油航 程长度,来评价替代燃料的航程特性。

图 6 是将不同比例混合的混合燃料应用在案 例客机上,计算得到的该型号飞机满载燃油情况 下可以飞行的最长航程<sup>[23]</sup>。可以看出,随着混合 燃料中 FT 燃料质量分数的增加,飞机最远航程 呈下降趋势。纯 FT 燃料可支持的飞行航程比石 油基航空煤油减少2.1%。飞行航程的变化趋势 表明燃油的密度对航程的影响程度大于燃油热值 对航程的影响。FT 燃料航程能力的下降在可接 受的程度内。



图 6 混合燃料航程简化计算曲线



在 2.2.1 节得到的混合燃料的密度和热值的 拟合曲线上取点,得到混合燃料密度和热值的拟 合值,使用其对本节案例的最大航程进行计算。 表 4 所示为使用实验值的计算结果与使用拟合 值的计算结果。从 2 种取值的计算结果与使用实 验值得到的计算结果十分接近。因此,2.2.1 节得 到的混合燃料的热值和密度的拟合方程可以用来 预测按照任意比例混合的 RP-3 燃料与 FT 燃料的 混合燃料的航程性能,预测的结果十分精确。

表4 使用实验值和拟合值的航程计算结果的对比

 
 Table 4
 Comparison of range calculation results using experimental value and fitting value

a / 01-	航程实验值	航程拟合值	实验与拟合
$\varphi_{7,90}$	计算结果/km	计算结果/km	相差比例/%
0(RP-3)	5905.7	5905.7	0
20	5857.3	5864.1	0.12
40	5815.1	5817.2	0.04
60	5759.5	5769.2	0.17
80	5715.0	5724.4	0.16
100(FT)	5 684.4	5 680.4	0.07

### 3 结 论

 1)煤基费托航空燃料由于其工艺特点造成 该燃料在化学组成上与石油基航空煤油存在一定 差异,并由此带来二者间理化性能的差异。

2)煤基费托航空燃料与石油基航空煤油碳 数分布差异导致前者具有更低闪点,芳香烃质量 分数较小导致了其具有更高的烟点。在燃料性能 上表现为煤基费托航空燃料具有更好的挥发性



能,燃烧时不易冒烟。但其燃烧边界较石油基航 空煤油略窄。

3)煤基费托航空燃料的组分主要为直链烷 烃的特性导致其比石油基航空煤油密度低,但热 值高,在密度与热值2个相互矛盾的性能指标的 共同作用下,煤基费托合成航空燃料所能支持飞 机飞行最远航程较石油基航空煤油有所下降。

4)由于 FT 燃料的密度低于国家标准对喷气 燃料最小密度的要求,因此目前制得的 FT 燃料 无法直接作为替代燃料进行实际应用,为满足要 求,作为调和组分时,FT 燃料占混合燃料质量分 数不应高于 68%。

5)综合评价费托合成燃料性能,其性质与石油基燃料十分接近,如能在保证其他理化性能依 然满足标准要求的前提下对其密度做出改进,则 其直接作为替代喷气燃料的优势会非常明显,将 具有很好的应用前景。

#### 参考文献 (References)

- SCHULZ H. Short history and present trends of Fischer-Tropsch synthesis[J]. Applied Catalysis A: General, 1999, 186(1):3-12.
- [2] 中国石油化工集团公司.原油和液体石油产品密度实验室 测定法(密度计法):GB/T1884—2000[S].北京:中国标准 出版社,2000.

Sinopec Group. Crude petroleum and liquid petroleum products—Laboratory determination of density—Hydrometermethod:GB/T 1884—2000 [S]. Beijing: China Standards Press, 2000(in Chinese).

- [3]中华人民共和国石油工业部.产品热值测定法:GB/T 384—1981[S].北京:中国标准出版社,1981.
  Petroleum Industry Ministry of China. Determination of calorific value of petroleum products:GB/T 384—1981 [S]. Beijing:
- China Standards Press, 1981 (in Chinese).
  [4] ASTM International. Standard test method for vapor pressure of petroleum products (Reid method): ASTM D323—15a[S].
  West Conshohocken: ASTM, 2015.
- [5] ASTM International. Standard test method for smoke point of kerosene and aviation turbine fuel: ASTM D1322-15e1[S].
   West Conshohocken: ASTM, 2015.
- [6] 全国危险化学品管理标准化技术委员会.化合物(蒸气和气体)易燃性浓度限值的标准试验方法:GB/T 21844—2008
   [S].北京:中国标准出版社,2008.

National Technical Committee 251 on Dangerous Chemicals Management of Standardization Administration of China. Standard test method for concentration limits of flammability of chemicals (vapors and gases): GB/T 21844—2008 [S]. Beijing: China Standards Press, 2008 (in Chinese).

- [7] LIU G, WANG L, QU H, et al. Artificial neural network approaches on composition-property relationships of jet fuels based on GC-MS[J]. Fuel, 2007, 86(16):2551-2559.
- [8] 中国石油化工集团公司.3号喷气燃料:GB 6537-2006

[S].北京:中国标准出版社,2006. Sinopec Group. No. 3 jet fuel:GB 6537—2006[S]. Beijing: China Standards Press,2006(in Chinese).

- [9] 周路庚,王幼慧. MEROX 固定床脱臭工艺近况[J]. 石油炼制,1983(1):62-63.
   ZHOU L G, WANG Y H. MEROX fixed bed deodorization process[J]. Petroleum Refining,1983(1):62-63(in Chinese).
- [10] MOSES C A, ROETS P N J. Properties, characteristics and combustion performance of Sasol fully synthetic jet fuel [J]. Gas Turbines Power, 2009, 131(4):431-443.
- [11] 张丽英. 合理降低油品芳香烃含量的重要性[J]. 油气储运,2003,22(5):58-61.
  ZHANG L Y. Important to rationally reduce the content of aromatic hydrocarbon in products [J]. Oil & Gas Storage and Transportation,2003,22(5):58-61(in Chinese).
- [12] ASTM International. Standard specification for aviation turbine fuels1:ASTM D1655—15c[S]. West Conshohocken:ASTM,2015.
- [13] 王宝仁,孙乃有.石油产品分析[M].北京:化学工业出版 社,2004:12-18.

WANG B R, SUN N Y. Petroleum product analysis [M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2004:12-18(in Chinese).

- [14] BLAKEY S,RYE L, WILSON C W. Aviation gas turbine alternative fuels: A review [J]. Proceedings of the Combustion Institute, 2011, 33(2): 2863-2885.
- [15] KONDO S, TAKIZAWA K, TAKAHASHI A, et al. A study on flammability limits of fuel mixtures [J]. Journal of Hazardous Materials, 2008, 155(3):440-448.
- [16] 王洪波. 航空替代燃料航程影响分析方法[D]. 北京:北京 航空航天大学,2015:21-24.
   WANG H B. Range analytical method of Aviation alternative fuel[D]. Beijing: Beihang University, 2015:21-24(in Chinese).
- [17] 张帅,余雄庆.客机航线性能分析的分段解析方法[J].飞行力学,2012,30(6):502-506.
  ZHANG S,YU X Q. Piecewise analytic model for enroute performance of airliners[J]. Flight Dynamics,2012,30(6):502-506(in Chinese).
- [18] SCHILTGEN B T, GIBSON A R, KEITH J D. Mission performance comparisons of subsonic airliners with current and future propulsion technologies [C] // 48th AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2010:1-7.
- [19] CAVCAR M. Bréguet range equation [J]. Journal of Aircraft, 2006,43(5):1542-1544.
- [20] ALLISON D L, MYKLEBUST A. Alternative energy aircraft range equations and resulting aircraft design technology extrapolation [C] // 53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA,2015:1-15.
- [21] Flight planning and performance manual [M]. Washington, D.C. : Boeing Commercial Airplane Group, 2010:21-138.
- [22] 737/757/767 digital flight data acquisition unit interface control and requirements document [M]. Washington, D. C. ; Boeing Commercial Airplane Group, 1999;749-846.
- [23] CHUCK C J, DONNELLY J. The compatibility of potential bioderived fuels with jet A-1 aviation kerosene[J]. Applied Energy, 2014, 118:83-91.



2016 年

作者简介:
杨晓奕 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空替 代燃料制备及性能。
Tel.: 010-82317346
E-mail: yangxiaoyi@ buaa. edu. cn

周冠字 男,博士研究生。主要研究方向:航空替代燃料性能。 Tel.:010-82313103 E-mail:zhouguanyu@buaa.edu.cn

# Combustion performance and range of coal-based Fischer-Tropsch aviation fuel

ZHOU Guanyu, WANG Hongbo, WANG Zhichao, YANG Xiaoyi\*

(Energy and Environment International Centre, School of Energy and Power Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Aviation alternative fuels play an important role in energy security and environmental protection. Coal-based Fischer-Tropsch synthetic fuel was chosen to experimentally study its basic combustion performance and evaluate the influence of flight range compared to theretical study. A B737-800 with two CFM56-7B engines was chosen to evaluate flight range in full envelope range in a civil aircraft typical mission. The study results show that the coal-based Fischer-Tropsch synthetic fuel has lower density and higher calorific value than petroleum-based aviation kerosene. The evaluation results show that the coal-based Fischer-Tropsch synthetic fuel's lower density and higher calorific value lead to its range shortened by 2.1%. Although Fischer-Tropsch synthetic fuel's combustion boundary is narrower, it performs better in ignition and coking than petroleum-based kerosene. The results obtained has certain directive significance to the practical application of the Fischer-Tropsch alternative fuel.

Key words: coal-based; Fischer-Tropsch synthesis; alternative fuel; combustion performance; range

Received: 2015-08-17; Accepted: 2015-10-10; Published online: 2015-10-22 18:45 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151022.1845.002.html Foundation item: Program of International Science and Technology Cooperation Program of China (2013DFA61590)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82317346 E-mail: yangxiaoyi@ buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0533

# 流道弯曲度对微重力膜式水气分离性能的影响

张文伟1, 柯鹏2,\*

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院,北京 100083; 2. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院,北京 100083)

摘 要:开展微重力膜式水气分离性能仿真研究,对水气分离技术设计与优化具有 重要意义。针对微重力入口边界气液界面多尺度问题(入口流型问题)提出了基于界面概率 近似方法的欧拉双流体模型,采用动量源项法解决几何多尺度问题(分离膜边界问题),为仿 真研究提供了有效的入口及渗透边界。研究了典型工作参数下流道弯曲度对膜分离性能的影 响,并从流动形态和作用力贡献2个方面分析了影响机理。结果表明:膜分离性能随流道弯曲 度增大而降低,影响程度与入口含气率相关;直流道适于选作膜式静态水气分离器主要流道 形式。

关键 词:微重力;膜分离;气液两相流;双流体模型;动量源项
中图分类号: V19; 0359.1
文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1639-10

微重力水气分离技术是环境控制与生命保障 系统为载人航天提供水和空气保障的关键技术之 一。膜式静态水气分离器效率高,功耗小,没有降 低可靠性的运动部件。美国、俄罗斯和欧洲太空 局均已研制出相应的产品,并成功应用于国际空 间站环控生保系统<sup>[1]</sup>。在各国研制新一代环控 生保系统的背景下,技术或单机小型化、轻量化的 需求日益强烈。由于膜式水气分离依靠膜的选择 渗透性实现分离,与膜-液接触面积、膜两侧局部 压差相关,开展流道弯曲度对微重力膜式水气分 离性能影响的基础研究,对中国载人航天环控生 保系统水气分离技术设计与预研具有重要的工程 意义。

膜式水气分离器仿真涉及入口流型问题和分 离膜边界问题。由于缺乏实验数据和理论认识, 难以给出仿真所需的真实的微重力条件下气液两 相流动入口边界。如何从平均的两相流动参数计 算得到具有几何尺度的气液界面,是一个特殊的 气液界面多尺度问题。传统的气液两相流仿真模 型,例如流体体积法(Volume of Fluid, VOF)、欧拉 双流体模型(Two-Fluid Model,TFM),源于网格尺 度制约、模型边界缺少,难以解决入口边界的可计 算性问题<sup>[2]</sup>。针对气液两相流界面多尺度问题, 研究者发展出 TFM 嵌入式<sup>[3-7]</sup>和耦合式模型<sup>[8-9]</sup>。 从模型实现和应用的角度出发,TFM 嵌入式比耦 合式模型更为简便,通用性更好,然而前者在锐化 和捕捉大尺度界面时也具有一定的不确定性。同 时,μm 量级的膜厚使处理分离膜边界问题时难 以建立真实的几何模型,需借助数学模型描述膜 特性,以此作为水气两相在流道中的物理边界条 件。Vieira 等<sup>[10]</sup>在油水分离仿真研究中采用动量 源项法实现陶瓷膜中两相渗透过程,但未体现膜 的选择性。孙春平等[11]在膜式静态水气分离仿 真研究中采用质量源项法描述膜的单相渗透过 程,但未考虑膜渗透过程反过来对膜附近局部压 力、速度的影响,且未考虑两相流动情况。

**引用格式:** 张文伟, 柯鹏. 流道弯曲度对微重力膜式水气分离性能的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1639-1648. ZHANG W W, KE P. Impact of channel curvature on microgravity membrane gas-liquid separation performance[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1639-1648 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-18; 录用日期: 2015-09-18; 网络出版时间: 2015-10-09 15:55

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151009.1555.009.html

基金项目:国家"973"计划(2012CB20100)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82316627 E-mail: p. ke@ buaa. edu. cn



本文提出基于界面概率近似方法的欧拉双流 体模型(Eulerian Two-Fluid Model with an Interface Probability Approximation Method, TFM-IPAM)解 决气液界面多尺度问题,为膜式水气分离仿真提 供合理的入口流型,同时为避免几何多尺度问题, 提出动量源项法模拟膜选择与渗透特性,开展微 重力膜式水气分离仿真研究,重点研究在典型结 构和工作参数下流道弯曲度 θ 对膜分离性能的 影响。

# 1 模型与算法

#### 1.1 几何模型

图1为膜式静态水气分离器结构,包括水气 混合入口管道、气路出口管道、分离膜、多孔板、分 离流道等静态部件<sup>[12]</sup>。其中分离膜是指透水不 透气的选择性渗透膜,是水气分离的核心部件。 多孔板为膜的支撑部件,增加机械强度。





工作原理:水气混合物在外部输运压力作用

下进入分离流道,液相碰到分离膜后被吸附并在 膜两侧压差的作用下,穿过膜的孔隙进入积液腔, 气体从气出口排出,从而实现水气分离的宏观过 程。膜的分离机理采用优先吸附-毛细管流动模 型<sup>[13]</sup>解释。由于膜材料亲水特性以及孔隙的设 计,膜会优先吸附水,并在膜孔和膜面上形成纯水 吸附层,阻隔气相穿透。水在膜两侧压差推动力 作用下通过膜孔,实现水气分离的微观过程。

流道弯曲度研究采用矩形截面流道(长为L, 宽为d,高为h,假定h远大于d),渗透方向沿宽 度方向,并设计3种流道弯曲度 $\theta$  = 180L/(rπ) (见图2),r为曲率半径。为不失一般性,模型有 效性验证采用直圆管流道(长为L,直径为d)。 为减弱进出口影响,进口和出口均按直通道延长 L。具体计算参数为:L = 200 mm;d = 10 mm;  $\theta$  = 0°,90°,180°;分离膜背压取 – 50 kPa;气出口 背压为0 kPa;表面张力  $\sigma$  = 0.07 N/m,壁面接触 角 $\beta$  = 60°;网格尺度 Δx = 0.5 mm。



Fig. 2 Three kinds of channel curvatures

#### 1.2 基于界面概率近似方法的欧拉双流体模型

TFM-IPAM 通过界面概率近似方法将计算域 划分为界面层和离散流区域,在界面层将连续气 相与液相之间的大尺度(大于网格尺度)界面处 理为基于网格尺度的显式几何边界,在界面位置 计入气液界面摩擦力;在离散流区域,采用基于平 均场的隐式物理尺度处理连续气/液相和离散液/ 气相之间的小尺度(小于网格尺度)界面,补充传 统相间作用力。其中界面动量传输项(气液界面 摩擦力与传统相间作用力)和湍流封闭关系是模 型基本方程求解的必要条件。暂未考虑隐式物理 尺度的分布性,仅采用离散相 Sauter 平均直径作 为隐式物理尺度,该值通常由实验测量、理论计算 或合理假设确定,本文取 1/2Δx。

1.2.1 基本方程

对于绝热的不可压两相流系统,TFM 中气液 两相的连续方程和动量方程的通用表达式为<sup>[14]</sup>

$\frac{\partial}{\partial t}(\alpha_k \rho_k) + \Delta \cdot (\alpha_k \rho_k \boldsymbol{u}_k) = 0$	(1)
$\frac{\partial}{\partial t}(\alpha_k \rho_k \boldsymbol{u}_k) + \nabla \cdot (\alpha_k \rho_k \boldsymbol{u}_k \boldsymbol{u}_k) = -\alpha_k \nabla p_k +$	
$\nabla \boldsymbol{\cdot} \ \boldsymbol{\alpha}_{k} \boldsymbol{\tau}_{k} + \boldsymbol{\alpha}_{k} \boldsymbol{\rho}_{k} \boldsymbol{g} + \boldsymbol{M}_{k}$	(2)

式中: $\alpha$ 为相体积分数,下标 k 代表气相(g)或液 相(1); $\rho$ 为密度;u为速度;p为压力;t为时间; $\tau$ 为应力;g为重力加速度;M为界面动量传输量。 式(2)等号右边第1项为压力梯度项;第2项为 应力项,包括粘性应力和雷诺湍流应力,本文对后 者采用 k- $\omega$  离散湍流模型封闭,同时采用 Troshko-Hassan 模型<sup>[15]</sup>考虑湍流交互;第3项为重力 项,微重力时忽略该项;第4项为界面动量传输 项,将在1.2.3节界面传输详细阐述。在多孔区 域中基本方程须乘以多孔介质孔隙率 $\varepsilon$ 。

1.2.2 界面概率近似方法

为追求方法较好的适应性,同时保持基本方

程的物理意义及不引入过多的不确定性,将 VOF 方法的高精度压缩差分格式——任意网格界面压 缩 捕 捉 格 式 (Compressive Interface Capturing Scheme for Arbitrary Meshes, CICSAM)<sup>[16]</sup>应用于 TFM-IPAM 中大尺度界面数值扩散的处理,并在 离散流区域使用 CICSAM 与二阶迎风的调和格 式,调和系数选取 0.5。然而 CICSAM 能有效控 制但不能完全消除数值扩散,界面横跨数个网格, 其几何边界仍具有不确定性。因此,提出界面统 计方法捕捉大尺度界面,以单层网格描述其几何 边界,标定出界面层和离散流区域,为局部化界面 动量传输提供准确的位置信息。

首先,算法基于一个等价关系,即物理意义上 相分数为单元中一相的体积含量,等价于概率意 义上一相出现在该单元中的概率。当某网格单元 一相的  $\alpha$  大于临界相分数  $\alpha_e$ (例如,本文  $\alpha_e$ 取 0.99)时,根据概率近似可将一相出现在该单元 的概率视为1,判定该相完全占据当前网格单元。 其次,基于一个类比关系,即相分数  $\alpha$ 等值线/面 至  $\alpha = 1$ 等值线/面之间的差值11 -  $\alpha$  | 可视为相 分数意义上的距离函数。因此,可借助 Level-set 方法中的海维赛德函数<sup>[17]</sup>实现相分数概率近似 及相界面锐化调节的数学描述。

当|1 -  $\alpha$ | < |1 -  $\alpha_e$ |(即  $\alpha > \alpha_e$ )时,则在概率 意义上一相出现在该单元的概率为 1,即经概率 近似调节之后的相分数  $\alpha_s$  = 1;当|1 -  $\alpha$ | > | $\alpha_e$ | (即  $\alpha < 1 - \alpha_e$ )时,则  $\alpha_s$  = 0;当|1 -  $\alpha_e$ | < |1 -  $\alpha$ | < | $\alpha_e$ |(即 1 -  $\alpha_e \le \alpha \le \alpha_e$ )时,实施归一化处理,调 和  $\alpha_s$ 至范围(0,1)。从而实现相分数的第 1 次近 似及相界面的第 1 次锐化调节。而后,以小步-多 次的方式进行 N 次调节(一般 N 取 10 即可),将 相分数为(0,1)的区域压缩消除(因界面数值扩 散并非完全对称,可能会存在极个别网格相分数 处于 0 ~ 1 之间),使全场相分数梯度处于 2 个极 端,0 或 1/ $\Delta x$ 。相分数梯度为非零值的网格标记 为大尺度界面的几何边界(界面层);整体计算域 被界面层分割为气泡流和液滴流区域。其中经横 坐标平移变换后的海维赛德函数表达式为

$$\alpha_{s} = \begin{cases} 0 & \alpha < 1 - \alpha_{c} \\ \frac{1}{2} + \frac{\Phi}{2E} + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi\Phi}{E}\right) & 1 - \alpha_{c} \leq \alpha \leq \alpha_{c} \\ 1 & \alpha > \alpha_{c} \end{cases}$$
(3)

式中: $\Phi = \alpha - 0.5$ ;  $E = \alpha_{c} - 0.5_{\circ}$ 

算法基于概率近似方法将由不可避免的数值 扩散造成的数值上不确定的界面转化为概率上确 定的界面,基于 Level-set 方法简化了界面锐化和 捕捉的近似过程。

北航学报

### 1.2.3 界面传输

TFM-IPAM 对不同尺度的界面分别采用不同的处理方式,因此界面动量传输的表达式也不同。在界面层,施加气液界面摩擦力:

$$|\boldsymbol{F}_{\rm fs}| = C_{\rm D,fs} A_{\rm fs} \frac{1}{2} \boldsymbol{\rho}_{\rm m} |\boldsymbol{U}|^2$$
(4)

式中:界面面积密度  $A_{fs} = |\nabla \alpha_1|, \alpha_1$  为液相体积 分数;混合密度  $\rho_m = \alpha_1 \rho_1 + \alpha_g \rho_g, \alpha_g$  为液相体积 分数, $\rho_1 \approx \rho_g$  分别为液相和气相密度;气液速度 差|U| =  $|u_1 - u_g|_{\circ}$  参考 AIAD 模型<sup>[5]</sup>,界面摩 擦系数为

$$C_{\mathrm{D,fs}} = \frac{2(\alpha_1 | \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{w,1}} | + \alpha_{\mathrm{g}} | \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{w,g}} |)}{\rho_1 | \boldsymbol{U} |^2}$$
(5)

式中:气液之间切应力为

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathbf{w},i} = \boldsymbol{\mu}_i \, \frac{\partial \boldsymbol{u}_i}{\partial \boldsymbol{n}} \quad i = 1, \mathbf{g} \tag{6}$$

式中: $\mu_i$ 为动力粘度;**n**为法向向量。

在离散流区域,计入传统相间作用力。传统 相间作用力包括阻力和非阻力,阻力 *F*<sub>d,k</sub>通常为 界面动量传输项 *M*<sub>k</sub> 的主要贡献力,可暂不考虑 非阻力贡献。在气泡流区域,阻力表达式为

$$|\boldsymbol{F}_{\mathrm{d,b}}| = C_{\mathrm{D,b}} A_{\mathrm{b}} \frac{1}{8} \rho_{\mathrm{l}} |\boldsymbol{U}|^{2}$$
(7)

式中:界面面积密度  $A_{\rm b} = 6\alpha_{\rm g}/d_{\rm b}$ ,  $d_{\rm b}$  为气泡直径; 阻力系数  $C_{\rm D,b}$ 采用 Grace 等<sup>[18]</sup>的模型。

在液滴流区域,阻力表达式为

$$|\boldsymbol{F}_{d,d}| = C_{D,d} A_d \frac{1}{8} \rho_g |\boldsymbol{U}|^2$$
(8)

式中:界面面积密度  $A_d = 6\alpha_1/d_a, d_d$  为液滴直径; 阻力系数  $C_{\text{D},d}$ 采用 Ishii-Zuber 模型<sup>[19]</sup>。

考虑表面张力 **F**<sub>s,k</sub>,采用 Brackbill 等<sup>[20]</sup>的连续表面力模型计算并计入到界面动量传输 **M**<sub>k</sub>中。

#### 1.3 膜边界模型

1.3.1 动量源项法

模型假设:①将膜视为具有一定厚度(远小 于流道当量直径)的多孔壁面,定义为外部虚拟 计算域(见图3),本文取壁厚L<sub>t</sub>=1mm;②不考虑 膜内真实流动;③忽略多孔板流阻;④膜形成纯液 相吸附层,即虚拟计算域充满液相。

通过对虚拟计算域液相动量方程添加源项实 现分离膜的渗透性。对于均匀的多孔介质,动量 源项为

$$\boldsymbol{S}_{k} = -\alpha_{k} \left( \frac{\mu_{k}}{K} + \frac{C_{2} \rho_{k}}{2} | \boldsymbol{u}_{k} | \right) \boldsymbol{u}_{k}$$
(9)





pb,i一虚拟计算域外壁局部压力; pw,i一膜壁面局部压力。

## 图 3 虚拟和流道计算域

Fig. 3 Virtual and channel computing domain

式中:µk 为流体动力粘度;1/K 为多孔介质粘 性阻力系数;C,为惯性阻力系数。1/K和C,由 Ergun<sup>[21]</sup>半经验关系式确定:

$$\frac{\nabla p}{L_{t}} = \frac{150\mu}{D_{p}^{2}} \cdot \frac{(1-\varepsilon)^{2}}{\varepsilon^{3}} | \boldsymbol{u} | + \frac{1.75\rho(1-\varepsilon)}{D_{p}\varepsilon^{3}} | \boldsymbol{u} |^{2}$$
(10)

式中:D。为多孔粒子平均直径;比较式(9)与式 (10),得到

$$\frac{1}{K} = \frac{150}{D_p^2} \cdot \frac{(1-\varepsilon)^2}{\varepsilon^3}$$
(11)  
$$C_2 = \frac{3.5}{D_p} \cdot \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon^3}$$
(12)

根据分离膜渗透实验值: 压差  $\Delta p$  为 50 kPa 时,液相质量通量为0.033 kg/(m<sup>2</sup> · s<sup>-1</sup>),建立线 性的体积通量特性,体积通量为

$$Q_{\rm v} = 2.4 \times 10^{-3} \Delta p / \rho_1 \tag{13}$$

将式(13)代入式(10),同时假定膜内部流动 为层流,则式(10)等式右边第2项可忽略,由此 匹配出孔隙参数  $D_{p} = 0.15 \text{ mm}, \varepsilon = 0.016$ ,代入式 (11)得到  $1/K = 1.49 \times 10^{15} \text{ m}^{-2}$ 。

分离膜的选择性(透水不透气)采用同样办 法,对虚拟计算域气相动量方程添加极大值源项, 取参数  $1/K = 10^{20} \text{ m}^{-2}$ 。

1.3.2 膜渗透流量及通量计算

当流动动态平衡时采用膜分离流量的时空平 均值(即膜通量时均值)作为膜分离性能评估 参数:

$$Q_{\rm va} = \frac{\sum Q_i \Delta t_i}{\sum A_i \sum \Delta t_i} \tag{1}$$

式中:Q<sub>i</sub>为瞬时局部化膜流量;A<sub>i</sub>为单位长度膜面 积,其中圆形截面管道  $A_i = \pi d\Delta L$ ,矩形截面管道  $A_i = 2h\Delta L$ , 膜的单位长度  $\Delta L = \Delta x; \Delta t_i$  为时间步长。 其第1种计算方法基于膜边界的液相渗透速度:

 $Q_i = \alpha_{1,i} A_i u_i$ 式中:α,;为膜内侧相邻单元网格局部化的液相体 积分数;u;为局部化膜渗透速度,方向垂直膜面 向外。

第2种方法为工程计算方法,基于膜两侧的 压差:

 $Q_i = \alpha_{1,i} A_i Q_y = \alpha_{1,i} A_i (2.4 \times 10^{-3} \Delta p_i / \rho_1)$ (16)式中:膜两侧局部压差  $\Delta p_i = p_{w,i} - p_{b,i}$ 。第1种 方法结果视为仿真值,第2种方法结果视为工 程值,二者相互校核可用于验证膜渗透模型的 有效性。

#### 1.4 数值算法

TFM-IPAM 基本方程采用相耦合 SIMPLE 算 法<sup>[22]</sup>求解。在方程空间离散方面,动量和湍流方 程采用一阶迎风差分格式;基本方程中对流和扩 散项中的梯度项计算采用 Green-Gauss 梯度方法: 相连续方程采用1.2.2节所述差分格式策略。时 间离散采用二阶精度隐式格式。采用商业软件 FLUENT版本 14.5 (ANSYS, Inc., Canonsburg, PA, USA) 实现上述离散和求解算法。局部化的 离散格式、几何边界以及界面动量传输则通过自 定义函数 UDF 嵌入 FLUENT 求解器中。图 4 为 TFM-IPAM 的整体求解流程,虚线框部分为本文 核心算法。时间步长中的每一次迭代计算后,实 施界面概率近似方法,更新界面的几何边界和动 量传输。





#### 2 模型有效性验证

#### 2.1 入口流型有效性

(15)

以不渗透的直圆管为研究对象,设计了4种 微重力流型验证工况(见表1),其中气液表观速

度 u<sub>sg</sub>和 u<sub>sl</sub>按入口流量(前3个工况为1L/min、 第4个工况为22.15L/min)、截面面积、入口含 气率 α<sub>s</sub>=0.1,0.5,0.9,0.96 换算得到。

表1 微重力流型仿真结果与文献对比

 
 Table 1
 Microgravity flow patterns comparison between simulation results and references

							微重フ	り流型
I.	$u_{\rm sl}$	$u_{\rm sg}/$	11./11	We.	We	We./We	结	果
况	( m • s <sup>-1</sup> ) (	m • s <sup>-1</sup> )	u <sub>sl</sub> , u <sub>sg</sub>	" e l	n c g	nel neg	仿真	文献
1	0.10	0.02	0.00	0.46	0.05	0.00	25.15	泡状
1	0.19	0.19 0.02 9.00 0.46 0.05 9.00	泡祆	[24-29]				
~	0 11	0 11	1 00	0.25	0.05	1 00		弹状
2	0.11	0.11	1.00	0.25	0.25	1.00	弾状	[24-29]
2	0.02	0.10	0 11			弹状		
3	0.02	0.19	0.11	0.05	05 0.46 0.11	0.11	弾状	[24-29]
							环状	
4	0.20	4.50	0.04	0.48	10.76	0.04	圤状	[23]

注:Weg,We1一气相和液相韦伯数。

首先采用 TFM-IPAM 计算得到较为真实的 人口流型分布。图 5 为 4 种工况微重力流型仿 真结果。图中红色代表液相,蓝色代表气相,其 他颜色代表混合相。随着 u<sub>se</sub> 增大,工况 1 ~ 工 况 4 仿真预测流型分别为泡状流、弹状流、弹状 流、环状流。同时结果表明,各工况均按气液两 相均匀混合的形式给定入口流入形态,在 TFM-IPAM 几何边界和界面动量传输的约束下,气液 两相自动形成与入口流动参数匹配的流动形 态。形态转化呈现一定程度的气液界面多尺度 现象,TFM-IPAM 成功捕捉到流动中典型的大尺 度界面特征,对小尺度界面具有过滤作用,实现 了界面多尺度问题中大小尺度界面的层次化处 理,有效避免了传统计算方法适应性和可计算 性差等问题。



Fig. 5 Simulation results of microgravity flow patterns

其次与文献[23-29]微重力实验得到的流型 图进行对比验证。

1) 微重力条件下泡状流-弹状流之间的转变采 用 Zuber-Findlay 空隙率模型<sup>[30]</sup>预测,转化条件为

$$u_{\rm sl} = \frac{1 - x_{\rm c}}{x_{\rm c}} u_{\rm sg} \tag{17}$$

$$x_c = C_0 \alpha_0 \tag{18}$$

式中: $x_{e}$ 为临界参数;气相分布参数 $C_{0}$ 和临界空

隙率  $\alpha_0$  由实验测定或用实验经验关系式算出。

化航学

2) 微重力条件下弹状流-环状流之间的转变,
 采用 Zhao-Hu 半理论 Weber 数模型<sup>[23]</sup>,转化条件为
 1 - x

$$We_1 = \frac{1 - x_c}{x_c} We_g \tag{19}$$

式中:  $We_1 = u_{sl}/u_0 = (We_{sl}\rho_g/\rho_1)^{1/2}, u_0 = (\rho_g a/\sigma)^{1/2}$ 为特征速度, a 为圆管直径或矩形截面边长,  $We_{sl} = \rho_1 u_{sl}^2 a/\sigma$  为液相表观韦伯数;  $We_g = u_{sg}/u_0 = (We_{sg})^{1/2}, We_{sg} = \rho_g u_{sg}^2 a/\sigma$  为气相表观韦伯数。

图 6 对比了仿真预测结果与由微重力实验 确定的流型图<sup>[23-29]</sup>预测结果。由于不同研究者 的实验工质、管径、管型均不相同,难以得到统 一的参数值,具有一定的不确定性,故工况2的 点位于近似平行的分割带中,但总体上4 个工 况的仿真结果与2 个流型图预测结果具有很好 的一致性,验证了 TFM-IPAM 在解决人口流型仿 真问题(即人口边界气液界面多尺度仿真问题) 的有效性。





#### 2.2 膜渗透模型有效性

以渗透的直圆管为研究对象,以准稳态时刻 (取10 s)液相渗透总流量  $\sum Q_i$ 为验证指标,通

2016 年

过对比仿真值与工程值验证膜渗透模型的有效 性。验证工况及结果见表 2。

表 2  $\sum Q_i$  仿真值与工程值对比

Table 2  $\sum Q_i$  comparison between simulation

values a	ind engi	ineering	values
----------	----------	----------	--------

<b></b> 2日	$u_{ m sl}/$	$u_{\rm sg}/$		$\sum Q_i$	
LOC	(m • s <sup>-1</sup> )	(m · s <sup>-1</sup> )	仿真值/	工程值/	误差/
			$(mL \cdot s^{-1})$	$(mL \cdot s^{-1})$	%
1	0.21	0	0.210 0	0.210 0	0
2	0.19	0.02	0.210 2	0.209 8	0.2
3	0.11	0.11	0.163 0	0.160 0	1.9
4	0.02	0.19	0.043 2	0.039 4	9.6

结果表明 ∑ Q<sub>i</sub>的仿真值与工程值最大误 差小于 10%,平均误差小于 3%。图 7 以工况 4 为例,给出了膜渗透局部流量的沿程变化曲线,仿 真计算曲线与工程计算曲线具有高度一致的变化 趋势,从而在定量和定性 2 个方面验证了膜渗透 模型的有效性。

同时液相渗透速度矢量局部放大图(见图 8) 表明在外部虚拟计算域和内部流道计算域之间的 面上,液相渗透速度矢量的大小具有分布性,相比 于质量源项法,动量源项法更为真实地模拟了分 离膜的渗透过程。此外,膜面上并无气相渗透速 度产生,说明模型能有效阻挡气体穿透,实现了分 离膜对水的选择性。



Fig. 8 Permeability velocity vector of liquid phase

# 3 流道弯曲度的影响分析

以渗透的矩形截面流道为研究对象,以准稳态时段(10~15 s)的时均膜通量  $Q_{va}$ 为膜式水气分离性能指标,考查典型工作参数下不同流道弯曲度对性能的影响。仿真工况及结果见表 3。其中: $u_0 = 0.21C \text{ m/s}, C$ 为速度倍率因子; $u_{sl} = (1 - \alpha_s)u_0 \text{ m/s}; u_{ss} = \alpha_s u_0 \text{ m/s}.$ 

表 3  $Q_{va}$ 仿真结果 Table 3 Simulation results of  $Q_{va}$ 

0/(0)			$Q_{\rm va}/({\rm mL}\cdot{\rm n})$	$m^{-2} \cdot s^{-1}$ )	
0/()		$\alpha_{\rm g}=0$	$\alpha_{\rm g} = 0.1$	$\alpha_{\rm g}=0.5$	$\alpha_{\rm g} = 0.9$
0	1.0	33.464	33.355	26.201	7.037
0	0.5	33.460	33.326	25.109	4.994
00	1.0	33.479	33.270	23.765	6.896
90	0.5	33.479	33.124	23.422	4.852
190	1.0	33.479	32.970	22.211	6.938
180	0.5	33.465	32.718	20.381	4.800

图 9 对比了典型工作参数下不同流道弯曲度 的时均膜通量。结果表明:①同一 $\theta$ 的工况下,  $Q_{va}整体上随 \alpha_g 增大而减小。因 <math>Q_{va}$ 与膜面局部 含液率相关,而局部含液率受  $\alpha_g$ 和局部流动形态 综合影响,故  $Q_{va}$ 与  $\alpha_g$ 呈非线性变化;②同一 $\alpha_g$ 的工况下, $Q_{va}$ 随 $\theta$ 的变化规律具有差异。

在  $\alpha_{g} = 0$  时,膜面含液率全局一致, $Q_{va}$ 仅受局部压差影响, $\theta$  变化造成局部压力增大,使  $Q_{va}$  略有增大,相对改变率  $\eta_{\theta}$  的平均值小于 0.06%。 其中相对改变率  $\eta_{\theta}$  定义为

 $\eta_{\theta} = \frac{|Q_{va,\theta} - Q_{va,0}|}{Q_{va,0}} \times 100\% \quad \theta = 90^{\circ}, 180^{\circ} \quad (20)$ 

对于两相情况,总体表现为 $Q_{va}$ 随 $\theta$ 增大而减 小,不同 $\alpha_g$ 导致不同变化量。图 10表明:①在  $C = 1 \ \alpha_g = 0.1 \ \text{时}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{别为} 0.3\% \ 1.2\%,$ 均值为 0.75%; $\alpha_g = 0.5 \ \text{th}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{别为}$ 9.3%、15.2%,均值为 12.3%; $\alpha_g = 0.9 \ \text{th}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{别为} 2.0\% \ 1.4\%, 均值为 1.7\%; ②在 <math>C =$ 0.5、 $\alpha_g = 0.1 \ \text{th}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{别为} 0.6\% \ 1.8\%,$ 均值为 1.2%; $\alpha_g = 0.5 \ \text{th}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{别为} \delta$ 6.7%、18.8%,均值为 12.8%; $\alpha_g = 0.9 \ \text{th}, \eta_{90} \ \pi \eta_{180} \ \beta \text{sh} \delta$ .4%。

由此得出:多水和多气的工况,流道弯曲度变 化对时均膜通量影响相对较小,相对变化率随速 度倍率因子减小而增大;当α<sub>g</sub>=0.5时,时均膜通 量受流道弯曲度影响显著,相对变化率随速度倍 率因子变化无明显规律。

从宏观流动形态分析,以C = 1、不同 $\alpha_{g}$ 、不同





θ工况下动态平衡时的瞬时流动形态(见图 11)
 为例。由于膜分离段长度较短,膜两侧压差变化
 可忽略,则Q<sub>va</sub>直接取决于膜面含液率。如图11



北航学报

图 11 不同  $\theta$  工况下流动形态(C = 1) Fig. 11 Flow morphologies under different  $\theta(C = 1)$ 

所示, $\theta$ 直接影响膜面含液率,间接影响  $Q_{vao}$ 

 $\alpha_{g} = 0.1$ 为典型多水工况,形态为泡状流,气 泡尺度始终小于流道特征尺度  $d_{\circ} \theta = 0^{\circ}$ 时,气泡 在轴中央附近沿轴向运动,膜面含液率近似为 1;  $\theta = 90^{\circ}$ 时,受离心力作用,液相流动偏离轴线,沿 流道曲率半径向外流动,气泡沿曲率半径向里运 动。此时离心力和液相阻力的综合作用不足以使 气泡全部到达流道内侧壁面; $\theta = 180^{\circ}$ 时,曲率半 径减半,离心力加倍,气泡与内侧壁面接触面积相 对增加,膜面含液率减小, $Q_{va}$ 随之减小。

 $\alpha_{g} = 0.5 工況, 形态为弹状流, 气泡急剧形成$  $并增大至流道特征尺度 <math>d_{\circ} \theta = 0^{\circ}$ 时, 在液膜粘性 力作用下, 气泡变为典型的前窄后宽的泰勒泡;  $\theta = 90^{\circ}$ 时, 液柱外缘长度略大于内缘长度, 但离心

2016 年

力仍不足以克服液柱内缘液膜粘性力,使液柱断裂 形成气泡贯通或气液分层;θ=180°时,液柱出现局 部贯通现象。然而由于水气比相当,当前流动形态 不足以明显判定膜面含液率变化,需另作分析。

 $\alpha_{g} = 0.9$ 为典型多气工况,形态为弹状流,气 泡尺度远大于流道特征尺度 d。随  $\theta$  增大,整体 流动出现液滴脱落并跟随气流运动现象,导致膜 面含液率减小,从而  $Q_{va}$ 减小。但由于流道整体含 液量较少,故  $Q_{va}$ 受  $\theta$ 的影响相对较小。

从作用力贡献分析,采用当量弗劳德数无量 纲方法,将由流道弯曲造成的离心场视为特殊形 式的重力场,则当量弗劳德数为

$$Fr' = \sqrt{\frac{u^2}{gL_0}} = \sqrt{\frac{u_1^2}{\frac{u_1^2}{r}L_0}} = \sqrt{\frac{r}{L_0}}$$
(21)

式中:u<sub>1</sub>为切向速度;r为曲率半径;L<sub>0</sub>为特征长度。对于两相情况,流道弯曲造成的离心场由两相表观速度之和共同贡献,又气相和液相各自存在表观速度,则气液相的当量弗劳德数分别为

$$Fr'_{g} = \sqrt{\frac{u^{2}}{gL_{0}}} = \sqrt{\frac{u_{sg}^{2}}{u_{s}^{2}}} = \alpha_{g} \sqrt{\frac{r}{L_{0}}}$$
(22)

$$Fr_{1}' = \sqrt{\frac{u^{2}}{gL_{0}}} = \sqrt{\frac{u_{s1}^{2}}{\frac{u_{s}}{r}L_{0}}} = \alpha_{1} \sqrt{\frac{r}{L_{0}}}$$
(23)

式中:u<sub>s</sub>为表观速度;r和 l<sub>0</sub>定义为

 $r = \frac{180L}{\theta\pi}$ 

 $L_0 = d$ 

式(24)和式(25)代入式(22)和式(23)可得

(24)

(25)

(28)

$$Fr'_{g} = \alpha_{g} \sqrt{\frac{r}{L_{0}}} = \alpha_{g} \sqrt{\frac{180L}{\theta \pi d}}$$
(26)

$$Fr'_{1} = \alpha_{1} \sqrt{\frac{r}{L_{0}}} = \alpha_{1} \sqrt{\frac{180L}{\theta \pi d}}$$
(27)

 $Fr_{\rm l}^{\prime}/Fr_{\rm g}^{\prime} = \alpha_{\rm l}/\alpha_{\rm g}$ 

式(27)表明:Fr'随θ增大而减小。然而对于 液相,除了自身惯性力和离心力,还受气相惯性力 影响。采用Fr'/Fr'g反映液相惯性力与气相惯性 力的主导关系,则θ对液相的影响,取决于Fr'和 Fr'/Fr'g二者的大小关系。

 $θ = 90^{\circ}$ :当  $α_1 = 0.1$  时,  $Fr'_1 = 0.36$  说明离心力 对于液相惯性力占主导作用,但此时  $Fr'_1/Fr'_g =$ 0.11,说明气相惯性力对液相的作用远大于离心力 对液相的作用;当  $α_1 = 0.9$  时,  $Fr'_1 = 3.21$  表明液相 惯性力占主导作用,同时  $Fr'_1/Fr'_g = 9$  说明相比于 气相惯性力,液相惯性力仍然起主导作用;当  $α_1 =$  0.5 时,  $Fr'_1 = 1.78$ ,  $Fr'_1/Fr'_g = 1$ , 说明液相惯性力与 气相惯性力相当, 离心力作用将凸显。上述分析从 作用力贡献角度定性说明, 在多水和多气工况,  $\theta$ 对  $Q_{va}$ 影响相对较小, 同时解释了当  $\alpha_1 = 0.5$  时,  $Q_{va}$ 受  $\theta$ 影响显著的原因。 $\theta = 180°$ 的影响分析与  $\theta = 90°类似。$ 

## 4 结 论

提出 TFM-IPAM 和动量源项法应用于微重力 膜式水气分离性能仿真研究,得到以下结论:

1) TFM-IPAM 具有捕捉和过滤不同尺度界 面的功能,能增强计算方法的适应性和问题的可 计算性;动量源项法能实现膜的选择性和渗透性, 更为真实地模拟膜边界渗透过程。模型与方法能 有效解决这一类仿真技术问题,具有重要的工程 应用价值。

2)时均膜通量随入口含气率增大而减小,存 在显著的非线性关系;随流道弯曲度增大而降低, 降低程度与α<sub>g</sub>相关。在典型的多气和多水工况 下,流道弯曲度影响的相对变化率小于5%;当 α<sub>g</sub>=0.5时,流道弯曲度对时均膜通量影响凸显, 相对变化率均值大于12%。

 3) 直流道(θ=0°)适于选作膜式静态水气分 离器主要流道形式。流道弯曲度对膜特性影响规 律以及当量弗劳德数无量纲分析方法为今后产品 设计和技术改进提供了有益的参考。

#### 参考文献 (References)

- [1]张文伟,杨春信.再生式环控生保系统水气分离技术研究 进展[J].航天医学与医学工程,2011,24(6):444-450.
   ZHANG W W, YANG C X. Progress of research on gas/liquid separation technology of regenerative environment control and life support system[J]. Space Medicine and Medical Engineering,2011,24(6):444-450(in Chinese).
- [2] 张文伟,柯鹏,杨春信,等. 气液两相流界面多尺度问题可 计算性研究进展[J]. 化工学报,2014,65(12):4645-4654. ZHANG W W,KE P,YANG C X, et al. Progress of computability of multi-scale interface problems in gas-liquid two-phase flow [J]. CIESC Journal,2014,65(12):4645-4654(in Chinese).
- [3] ŠTRUBELJ L, TISELJ I, MAVKO B. Simulations of free surface flows with implementation of surface tension and interface sharpening in the two-fluid model [J]. International Journal of Heat and Fluid Flow, 2009, 30(4):741-750.
- [4] HÖHNE T, VALLÉE C. Experiments and numerical simulations of horizontal two-phase flow regimes using an interfacial area density model[J]. Journal of Computational Multiphase Flows, 2010,2:131-143.
- [5] YOON H Y, CHO H K, LEE J R, et al. Multi-scale thermal-hydraulic analysis of PWRS using the CUPID code [J]. Nuclear



Engineering and Technology, 2012, 44(8):831-846.

- [6] HÄNSCH S, LUCAS D, KREPPER E, et al. A multi-field twofluid concept for transitions between different scales of interfacial structures [J]. International Journal of Multiphase Flow, 2012,47:171-182.
- [7] COSTE P. A Large interface model for two-phase CFD[J]. Nuclear Engineering and Design, 2013, 255;38-50.
- [8] ČERNE G, PETELIN S, TISELJ I. Coupling of the interface tracking and the two-fluid models for the simulation of incompressible two-phase flow [J]. International Journal of Multiphase Flow, 2001, 171(2): 776-804.
- [9] WARDLE K, WELLER H. Hybrid multiphase CFD solver for coupled disperse segregated flows in liquid-liquid extraction
   [J]. International Journal of Chemical Engineering, 2013, 2013: 1-13.
- [10] VIEIRA T M, SOUZA J S, BARBOSA E S, et al. Numerical study of oil/water separation by ceramic membranes in the presence of turbulent flow [J]. Advances in Chemical Engineering and Science, 2012, 2(2):257-265.
- [11] 孙春平,柯鹏,杨春信.CFD 技术在膜式静态水分离器中的 应用方法研究[J]. 航天医学与医学工程,2013,26(3): 202-205.

SUN C P, KE P, YANG C X. Study on application of CFD technology in membrane static water separator[J]. Space Medicine and Medical Engineering, 2013, 26(3):202-205(in Chinese).

- [12] 赵建福,彭超,李晶,等. 静态水气分离特性的失重飞机实验研究[J]. 工程热物理学报,2011,32(5):799-802.
  ZHAO J F, PENG C, LI J, et al. Experimental study on performance of a static water-air two-phase separator aboard reduced gravity airplane [J]. Journal of Engineering Thermophysics, 2011,32(5):799-802(in Chinese).
- [13] 贾志谦. 膜科学与技术基础 [M]. 北京:化学工业出版社, 2012:61-63.

JIA Z Q. Membrane science and technology foundation [M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2012:61-63(in Chinese).

- [14] ISHII M, HIBIKI T. Thermo-fluid dynamics of two-phase flow [M]. New York:Springer,2006:156-162.
- [15] TROSHKO A A, HASSAN Y A. A two-equation turbulence model of turbulent bubbly flows [J]. International Journal of Multiphase Flow, 2000, 27 (11): 1965-2000.
- [16] UBBINK O. Numerical prediction of two fluid systems with sharp interfaces [D]. London: Imperial College of Science, Technology and Medicine, 1997.
- [17] OLSSON E, KREISS G. A conservative level set method for two phase flow [J]. Journal of Computational Physics, 2005, 210 (1):225-246.
- [18] CLIFT R, GRACE J R, WEBER M E. Bubbles, drops, and particles [M]. London: Academic Press, 1978:111-116.
- [19] ISHII M, ZUBER N. Drag coefficient and relative velocity in bubbly, droplet or particulate flows [J]. AIChE Journal, 1979,

25(5):843-855.

- [20] BRACKBILL J U, KOTHE D B, ZEMACH C. A continuum method for modeling surface tension [J]. Journal of Computational Physics, 1992, 100(2):335-354.
- [21] ERGUN S. Fluid flow through packed columns [J]. Chemical Engineering Progress, 1952, 48(2):89-84.
- [22] VASQUEZ S A, IVANOV V A. A phase coupled method for solving multiphase problems on unstructured meshes [C] // Proceedings of ASME 2000 Fluids Engineering Division Summer Meeting. Boston: ASME, 2000:743-748.
- [23] ZHAO J F, HU W R. Slug to annular flow transition of microgravity two-phase flow [J]. International Journal of Multiphase Flow, 2000, 20(8):1295-1304.
- [24] DUKLER A E, FABRE J, MCQUILLEN J B, et al. Gas-liquid flow at microgravity conditions flow patterns and their thansitions [J]. International Journal of Multiphase Flow, 1988, 14 (5):389-400.
- [25] COLIN C, FABRE J, DUKLER A E. Gas-liquid flow at microgravity conditions-I dispersed bubble and slug flow[J]. International Journal of Multiphase Flow, 1993, 17(4):533-544.
- [26] COLIN C, FABRE J. Gas-liquid pipe flow under microgravity conditions: Influence of tube diameter on flow patterns and pressure drop[J]. Advances in Space Research, 1995, 16(7): 137-142.
- [27] ZHAO L, REZKALLAH K S. Pressure drop in gas-liquid flow at microgravity conditions [J]. International Journal of Multiphase Flow, 1995, 21 (5):837-849.
- [28] BOUSMAN W S, MCQUILLEN J B, WRITE L C. Gas-liquid flow patterns in microgravity: Effects of tube diameter, liquid viscosity and surface tension[J]. International Journal of Multiphase Flow, 1996, 22(6):1035-1053.
- [29] 赵建福,林海,解京昌,等. 失重飞机搭载气/液两相流实验研究[J]. 空间科学学报,2000,20(4):340-347.
  ZHAO J F,LIN H,XIE J C, et al. Experimental investigation of gas-liquid two-phase flow utilizing reduced gravity airplane[J].
  Chinese Journal of Space Science, 2000, 20(4): 340-347 (in Chinese).
- [30] ZUBER N, FINDLAY J A. Average volumetric concentration in two-phase flow systems [J]. Journal of Heat Transfer, 1965, 87
   (4):453-468.

#### 作者简介:

**张文伟** 男,博士研究生。主要研究方向:气液两相流。 Tel.: 010-82316627 E-mail: zhangwenwei. good@163. com

**柯鹏** 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:人机与 环境工程。

Tel. : 010-82316627

E-mail: p. ke@ buaa. edu. cn



# Impact of channel curvature on microgravity membrane gas-liquid separation performance

### ZHANG Wenwei<sup>1</sup>, KE Peng<sup>2, \*</sup>

School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
 School of Transportation Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The simulation research on the performance of microgravity membrane gas-liquid separation is of great significance for the design and optimization of gas-liquid separation technology. The Eulerian two-fluid model with an interface probability approximation method is introduced for the computability of multi-scale gas-liquid interface problem at inlet boundary in microgravity (inlet flow pattern problem), and the momentum source method is proposed for multi-scale geometric problem at membrane boundary. The model and the method provide a valid entry and permeable boundary for the simulation study. The influence of channel curvature on the membrane separation performance with typical operating parameters is studied, and the influence mechanism is analyzed in the view of flow morphologies and force contributions. The results show that the membrane separation performance reduces with channel curvature increasing, and the influence is related to inlet gas phase volume fraction; straight channel is suitable for membrane static gas-liquid separator.

Key words: microgravity; membrane separation; gas-liquid two-phase flow; two-fluid model; momentum source

Received: 2015-08-18; Accepted: 2015-09-18; Published online: 2015-10-09 15:55 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151009.1555.009.html Foundation item: National Basic Research Program of China (2012CB720100)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82316627 E-mail: p. ke@ buaa. edu. cn

<u>化航学报</u> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0495



# 电液伺服泵的分数阶无抖振滑模控制

杨荣荣1, 付永领1,\*, 王岩2, 王德义1, 郭建文1, 张玲1

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院,北京 100083; 2. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院,北京 100083)

摘 要: 电液伺服泵(IEHSP)由于在结构上实现了伺服电机和液压泵共转子、共壳体高度融合,在体积、噪声和效率等方面具有明显优势,具有很好的应用前景。为了提高电液伺服泵的调速性能与抗扰能力,设计了一种新型分数阶滑模控制器(NFOSMC)。首先,由于分数阶微积分理论的引入,控制器为系统提供了更多的控制余度。然后,针对传统滑模控制中存在的抖振问题,通过设计使控制器中直接包含有切换项的分数阶积分项,利用其滤波特性可以有效滤除抖振,实现无抖振滑模控制。同时利用 Lyapunov 稳定性定理证明了控制器可以保证系统在存在内扰与外扰时能够在有限时间内收敛于平衡点,另外控制器中避免了含有高阶分数阶微分项,扩大了分数阶阶数的取值范围。为了进一步提高抗扰能力,设计了分数阶扰动观测器(FODOB),对系统内扰和外扰实时观测并补偿,有效提高了控制器的响应速度和刚度。最后,分别与 PI 控制、整数阶滑模控制器(IOSMC)和传统分数阶滑模控制器(CFOSMC)进行了仿真分析比较,结果表明该控制器能够有效改善速度跟踪性能和增强抗扰能力,消抖效果显著。

**关 键 词:**电液伺服泵(IEHSP);分数阶;滑模控制;无抖振;扰动观测器 中图分类号:TP273;TH137

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1649-10

电液伺服泵(Integrated Electro-Hydraulic Servo Pump, IEHSP)是一种将伺服电机和液压泵共 转子、共壳体进行高度融合的新型液压动力装置, 其摒弃了传统电机-泵组采用联轴器连接的三段 式连接方式,因此在体积、工作噪声以及效率等方 面具有很大的优势<sup>[1]</sup>。由于伺服电机和液压泵 的种类有多种,融合而成的电液伺服泵自然也有 多种形式。本文研究对象为永磁同步伺服电机和 轴向柱塞泵融合而成的电液伺服泵,其可以被广 泛应用在注塑机行业的流量、压力控制,舰船、飞 机电静液作动的位置控制等高伺服控制场合,此 时电液伺服泵的速度控制性能往往成为整个控制 系统的关键。单就永磁同步伺服电机来看,其本 身就具有多变量、强耦合和非线性的特点,而对于 电液伺服泵,电机被融合在一个特殊的环境中,如 定转子之间为油隙而非气隙,随着转速的变化会 受到因此而产生的阻尼转矩的扰动,另外由于电 机处在一个密闭的腔体中,如果散热不好,会造成 电机电磁特性更加易变,控制难度增大,因此需寻 求速度控制精度高、鲁棒性更强的新型控制策略。 滑模控制是一种应对系统不确定性和扰动的有效 方法,但是滑模控制存在固有的抖振问题,如何降 低抖振成为滑模控制中的热点研究问题。现有的 常用消抖方法有边界层法<sup>[2]</sup>、高阶滑模控制法<sup>[3]</sup> 和趋近律法<sup>[4]</sup>等,这些方法都存在或多或少的不 足,如边界层法在边界层内不具有鲁棒性且存在

**引用格式**:杨荣荣,付永领,王岩,等. 电液伺服泵的分数阶无抖振滑模控制[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1649-1658. YANG R R, FU Y L, WANG Y, et al. Free-chattering fractional order sliding mode control of integrated electro-hydraulic servo pump[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1649-1658 (in Chinese).

收稿日期: 2015-07-23;录用日期: 2015-08-17;网络出版时间: 2015-10-19 15:20 网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151019.1520.007.html

基金项目:国家自然科学基金(51375029)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82317307 E-mail: fuyongling@126.com

2016 年

稳态误差,而高阶滑模控制需要利用微分器估计 滑模面的高阶微分,造成计算复杂。

近年来,随着分数阶微积分理论的不断完善 与成熟,分数阶微积分已经逐渐被应用到控制工 程领域。将分数阶微积分理论同传统滑模控制策 略相结合构成分数阶滑模控制器,往往能使系统 获得更好的动静态性能,为此国内外学者进行了 大量研究。文献[5]针对一类2阶非线性系统, 设计了 PD 型分数阶滑模控制器,并采用模糊方 法确定切换增益以减小抖动。文献[6]设计了一 种分数阶终端滑模控制器,实现了有限时间收敛, 但是控制器存在奇异问题。文献[7]设计了基于 分数阶趋近律的滑模控制器,并将其应用于二自 由度机械臂控制。文献[8-9]将 PID 型分数阶滑 模控制器分别应用于电子降压转换器和火炮控 制,但是并未给出滑模面的稳定性证明。文献 [10]将分数阶滑模控制器应用于航天器的姿态 跟踪控制,取得了比整数阶控制器更好的控制性 能。文献[11]首次将一种 PD 型分数阶滑模控制 器应用于永磁同步电机的调速系统,文献[12]则 采用了 PI 型分数阶滑模控制器,但这2篇文献仅 仅从分数阶滑模面的收敛速度层面分析了消抖的 作用,而控制量中仍然含有切换项,抖振现象依然 存在,其次两者也不能保证系统在有限时间内收 敛。此外,控制器中含有被控量误差的高阶分数 阶微分项,易引入噪声,限制了分数阶阶数的取值 范围。文献[13]将 PI 型分数阶滑模控制应用于 阀控马达的角度控制,但仅仅同整数阶滑模控制 做了控制精度的对比,未涉及消抖问题。事实上, 滑模控制器的鲁棒性和系统的快速性往往与消抖 的目标是互相矛盾的,抗扰性能越强,则要求切换 增益越大,造成的结果必然是抖振幅值增大。针 对以上问题,本文所构建的新型分数阶滑模控制 器(NFOSMC)可以保证系统状态能在有限时间内 收敛到平衡点,并通过设计使控制器中直接包含 切换项的分数阶积分项消除抖振,实现无抖振控 制,保证在减小抖振的同时允许选择更大的切换 增益,很好地解决了上述矛盾。

为了提高系统抗扰能力,利用扰动观测器对 系统内扰和外扰实时观测并加以前馈补偿是一种 常用方法。目前一些常用的观测方法有 Luenberger 观测器<sup>[14]</sup>、扩展 Kalman 滤波器<sup>[15]</sup>和滑模 观测器<sup>[16]</sup>等。其中,Luenberger 观测器要求系统 模型精确已知,鲁棒性较差;扩展 Kalman 滤波器 存在计算复杂、整定参数多的问题;而传统滑模观 测器的观测值中又包含由抖振造成的高频噪声。 本文设计了一种分数阶扰动观测器 (FODOB),采用分数阶微分方程描述扰动动态特性,利用分数阶系统的稳定定理保证扰动误差的收敛性,通过调节分数阶阶数滤除观测值中的高频抖振成分,实现对扰动的无抖振准确观测。

## 1 电液伺服泵工作原理

图 1 为一种永磁同步伺服电机和轴向柱塞泵 融合而成的电液伺服泵的工作原理<sup>[17]</sup>。其基本 工作原理如下:由电源接线座引入三相交流电产 生旋转磁场,该旋转磁场与转子表面永磁体产生 的磁场相互作用驱动转子旋转,此时转子中的柱 塞通过和斜盘、配流盘配合产生往复直线运动,从 而完成吸排油过程,其中旋转变压器用来检测转 子磁极的位置。可以看出,电液伺服泵的工作原 理与传统的伺服电机通过联轴器再驱动泵的方式 是相同的,但是在结构上实现了伺服电机和液压 泵的高度融合,两者共转子、共壳体。



# 2、电液伺服泵建模

虽然电液伺服泵定转子之间为油隙而非气隙,但油隙并不改变转子永磁体产生的磁密形状,因此仍然可以假设磁密形状为正弦状,定子绕组反电动势波形也为正弦,转子永磁体为表贴式,在旋转 dq 坐标系中的电压方程可写为

 $u_d = Ri_d + L_d \mathrm{d}i_d / \mathrm{d}t - p \omega_{\mathrm{m}} L_q i_q \tag{1}$ 

 $u_q = Ri_q + L_q di_q / dt + p\omega_m L_d i_d + p\omega_m \psi_f$  (2) 式中: $u_a, u_q$ 分别为 $d_{\chi}q$ 轴电压分量; $i_a, i_q$ 分别为 $d_{\chi}q$ 轴电流分量; $L_d, L_q$ 分别为 $d_{\chi}q$ 轴等效电感;R为定子绕阻电阻; $\psi_f$ 为转子永磁体磁链;p为极对数; $\omega_m$ 为转子机械角速度。

电液伺服泵电磁转矩为

1651

第8期  $T_{\rm e} = 1.5 p \psi_{\rm f} i_a$ 

(3)

由于电液伺服泵定转子之间为油隙,因此需 要考虑转子旋转时与油液产生的摩擦转矩,根据 Pertoff 定理<sup>[18]</sup>,油隙摩擦转矩为

$$T_1 = 2\pi\mu Lr^3 \omega_m / \sigma = b_1 \omega_m \tag{4}$$

式中:µ 为液压油液动力黏度;L 为电液伺服泵转 子长度: r 为电液伺服泵转子半径:  $\sigma$  为定转子间 的油隙厚度:b,为油隙摩擦系数。

电液伺服泵三大运动副产生的摩擦转矩为  $T_2 = b_2 \omega_m, b_2$  为电液伺服泵运动副摩擦系数。电 液伺服泵运动方程可写为

$$\frac{d\omega_{m}}{dt} = \frac{T_{e} - T_{1} - T_{2} - T_{p}}{J} = \frac{T_{e} - b\omega_{m} - T_{p}}{J}$$
(5)

式中:J为转动惯量; $T_a$ 为外负载转矩; $b = b_1 + b_2$ 为等效的总黏性摩擦系数。

电液伺服泵输出流量为

 $Q = D\omega_{\rm m} - C_1 \Delta p$ 

式中: D 为电液伺服泵排量;  $C_1$  为泄漏系数;  $\Delta p$ 为电液伺服泵进出口压差。

选取状态变量  $X = \begin{bmatrix} i_a & i_a & \omega_m \end{bmatrix}^T$ ,考虑系统 模型中参数摄动和外扰,将 $i_a$ 看作 $\omega_m$ 的输入量, 此时系统状态方程可写为

$$\dot{X} = AX + U + F$$

$$\vec{x} \oplus :$$

$$A = \text{diag}[-R/L_d - R/L_q - b/J]$$

$$U = [U_1, U_2, U_3]^{\text{T}}$$

$$(6)$$

 $\boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 & F_3 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \Delta f_d & \Delta f_a & -(T_p + \Delta f_p)/J \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$  $U_1 = u_d / L_d + p \omega_m i_a$  $U_2 = u_q / L_q - p \omega_{\rm m} i_d - p \omega_{\rm m} \psi_{\rm f} / L_q$  $U_{3} = 1.5 p \psi_{f} i_{a} / J$ 

其中: $\Delta f_{d}$ 、 $\Delta f_{a}$ 和  $\Delta f_{a}$ 为参数摄动造成的扰动。

#### 分数阶滑模控制器设计 3

# 3.1 Riemann-Liouville 分数阶微积分定义

目前,常用的分数阶微积分定义有 Grunwald-Letnikov 定义、Riemann-Liouville (RL) 定义和 Caputo 定义3种,本文采用 RL 定义,下面给出 RL 分数阶微积分的定义<sup>[19]</sup>。

RL 分数阶积分:

$${}^{\mathrm{RL}}_{\iota_0} D_{\iota}^{-\alpha} f(\tau) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{\iota_0}^{\iota} (\tau - \tau)^{\alpha - 1} f(\tau) \,\mathrm{d}\tau$$
(7)  
BL 分数阶微分 .

RL 分数阶微分:

分别为积分下限和上限;α>0为分数阶微积分阶 数;*m* 为大于 α 的最小正整数;Γ(•)为 Gamma 函数。

性质 1<sup>[20-21]</sup> RL 分数阶微分具有以下性质:  ${}^{\mathrm{RL}}_{t_0} D_t^{1-\alpha} \left[ {}^{\mathrm{RL}}_{t_0} D_t^{\alpha} f(t) \right] = {}^{\mathrm{RL}}_{t_0} D_t^{\alpha} \left[ {}^{\mathrm{RL}}_{t_0} D_t^{1-\alpha} f(t) \right] =$  ${}_{t_0}^{\mathrm{RL}} D_t^1 f(t) = \mathrm{d} f(t) / \mathrm{d} t$ 为了简便,下文中用 D<sup>α</sup> 表示<sup>RL</sup> D<sub>t</sub><sup>α</sup>。

# 3.2 分数阶速度滑模控制器设计

设给定角速度为ω,定义电液伺服泵的角速 度误差为  $e = \omega_m - \omega_{do}$ 

设计如下分数阶滑模面:

$$S_{\omega} = D^{1-\alpha}e + D^{-\alpha}(k_1 \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_2 \mid e \mid^{\rho} \operatorname{sgn}(e))$$
(9)

 $\exists$ ; *ρ* ∈ (0,1); *λ* ∈ (1,2), *k*<sub>1</sub>, *k*<sub>2</sub> ∈ (0,∞);sgn(·)为符号函数。

对式(9)求导并利用性质1,可得

$$\dot{S}_{\omega} = D^{1-\alpha} (D^{\alpha}S_{\omega}) = D^{1-\alpha} \{ D^{\alpha} [D^{1-\alpha}e + D^{-\alpha}(k_{1} | e |^{\lambda}\operatorname{sgn}(e) + k_{2} | e |^{\rho}\operatorname{sgn}(e) ) ] \} = D^{1-\alpha} (\dot{e} + k_{1} | e |^{\lambda}\operatorname{sgn}(e) + k_{2} | e |^{\rho}\operatorname{sgn}(e) ) = D^{1-\alpha} (1.5p\psi_{i}i_{q}/J - b\omega_{m}/J - F_{3} - \dot{\omega}_{4} + k_{1} | e |^{\lambda}\operatorname{sgn}(e) + k_{2} | e |^{\rho}\operatorname{sgn}(e) )$$
(10)

选用指数趋近律,令 $S_{\omega} = -\xi \operatorname{sgn}(S_{\omega}) - \eta S_{\omega}$ ,  $\xi > 0, \eta > 0$ 。由此可得 q 轴电流控制指令为

$$i_{q}^{*} = \frac{J}{1.5p\psi_{f}} [b\omega_{m}/J + \dot{\omega}_{d} - (k_{1}|e|^{\lambda}\operatorname{sgn}(e) + k_{2}|e|^{\rho}\operatorname{sgn}(e)) + D^{\alpha^{-1}}(-\xi\operatorname{sgn}(S_{\omega}) - \eta S_{\omega})]$$

$$(11)$$

**定理1** 选用式(9)表示的滑模面和式(11) 表示的控制律,可以保证系统状态 e 从任意初始 值开始,都将在有限时间内到达滑模面 S<sub>a</sub>=0,并 在之后的滑模运动中保证误差 e 在有限时间内收 敛到零。

证明 滑模面有限时间稳定性证明: $\Diamond S_{a} = 0$ , 利用性质1并对式(9)两边进行α阶微分,可得  $0 = \dot{e} + k_1 | e|^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_2 | e|^{\rho} \operatorname{sgn}(e)$ 由此可得

 $\dot{e} = -(k_1 | e |^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_2 | e |^{\rho} \operatorname{sgn}(e))$  (12) 选择 Lyapunov 函数  $V_1 = e^2/2$ ,求导并将式 (12)代入可得

$$\dot{V}_{1} = e\dot{e} = e\left[ - \left( k_{1} \mid e \mid^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_{2} \mid e \mid^{\rho} \operatorname{sgn}(e) \right) \right] = -k_{1} \mid e \mid^{\lambda+1} - k_{2} \mid e \mid^{\rho+1} \leqslant -k_{2} \mid e \mid^{\rho+1} = -k_{2} 2^{\frac{\rho+1}{2}} V_{1}^{\frac{\rho+1}{2}} = -KV_{1}^{\gamma}$$
(13)

式中: $K > 0; 0 < \gamma < 1_{\circ}$ 

假设  $t = t_r$  时误差状态 e 到达滑模面  $S_{\omega} = 0$ ,

北航学报 赠 阅

2016 年

根据有限时间稳定性定理<sup>[22]</sup>,误差状态 e 将在  $t_r$ 之后的有限时间  $t_e$  内收敛到零,其中收敛时间为  $t_e \leq V^{1-\gamma} e(t_r) / K(1-\gamma)$ 。

可达性证明:选择 Lyapunov 函数  $V_2 = S_{\omega}^2/2$ , 求导并代人式(10)和式(11),得

$$\begin{split} \dot{V}_{2} &= S_{\omega} \dot{S}_{\omega} = S_{\omega} \left[ D^{1-\alpha} (1.5p\psi_{i} i_{q}^{*}/J - b\omega_{m}/J - F_{3} - \dot{\omega}_{d} + k_{1} | e |^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_{2} | e |^{\rho} \operatorname{sgn}(e) ) \right] = S_{\omega} (-D^{1-\alpha}F_{3} - \xi \operatorname{sgn}(S_{\omega}) - \eta S_{\omega}) = -\eta S_{\omega}^{2} - \xi | S_{\omega} | - S_{\omega} D^{1-\alpha}F_{3} \leq -\xi | S_{\omega} | - S_{\omega} D^{1-\alpha}F_{3} \end{split}$$
  
此时如果  $| D^{1-\alpha}F_{3} | \leq \delta$ , 选择参数  $\xi = \xi_{1} + \delta, \xi_{1} >$ 

此时如果 |  $D^{-\alpha}F_3$  |  $\leq \delta$ , 选择参数  $\xi = \xi_1 + \delta, \xi_1 \gtrsim 0$ ,则

$$V_{2} \leq -(\xi_{1} + \delta) | S_{\omega} | - S_{\omega} D^{1-\alpha} F_{3} \leq -(\xi_{1} + \delta) | S_{\omega} | + | S_{\omega} | | D^{1-\alpha} F_{3} | = |S_{\omega} | [(D^{1-\alpha} F_{3} - \delta) - \xi_{1}] \leq -\xi_{1} | S_{\omega} |$$

根据有限时间稳定性收敛定理,可以保证系 统在有限时间内到达滑模面 $S_{\omega} = 0$ ,假设在 $t = t_r$ 时到达滑模面,则 $t_r \leq -|S_{\omega}(0)|/\xi_1$ 。 证毕

由式(9)和式(11)可以看出,所设计的分数 阶滑模控制器具有以下特点:

1) 滑模面 S<sub>w</sub> 中含有误差 e 的终端吸引子
 e<sup>e</sup>,因此可以保证 e 在到达滑模面后在有限时间
 内收敛到零,由方程式(12)解得收敛时间<sup>[23]</sup>为

$$t_{e} = \int_{0}^{|e(t_{r})|} \frac{1}{k_{1}e^{\lambda} + k_{2}e^{\rho}} de = \frac{|e(t_{r})|^{1-\lambda}}{1-\lambda} k_{1}^{\frac{1-\lambda}{\lambda}} \cdot GS(1, \frac{\lambda-1}{\lambda-\rho}; \frac{2\lambda-\rho-1}{\lambda-\rho}; -\frac{k_{2}}{k_{1}}|e(t_{r})|^{k_{2}-k_{1}})$$

式中:GS(·)为高斯超几何函数。

2) 控制量中包含有  $D^{\alpha^{-1}}(-\xi sgn(S_{\omega}) - \eta S_{\omega})$ ,该项是切换项  $sgn(S_{\omega})$ 的分数阶积分,可以 起到平滑滤波作用,有效去除抖振。同时可以保 证在滤除抖振的情况下允许选择尽可能大  $\xi$  和  $\eta$ ,以加快到达滑模面的速度。

3) 到达滑模面后, *e* 的动态行为由微分方 程式(12) 决定, *e*(*t*,) 较大时, 收敛速度主要由  $k_1 | e |^{\lambda} sgn(e)$ 项决定, 当 *e*(*t*,) 较小时, 收敛速度主 要由  $k_1 | e |^{\rho} sgn(e)$  项决定, 因此保证了 *e* 在滑模 面上能够全程快速收敛。特别的, 当  $\alpha = 1$  时, 滑 模面蜕变为普通的整数阶滑模面:  $e + k_1 | e |^{\lambda} \cdot sgn(e) + k_2 | e |^{\rho} sgn(e) = 0$ 。

#### 3.3 分数阶 q、d 轴电流滑模控制器设计

**定义1**  $q_{d}$  轴电流跟踪误差分别为  $e_{q} = i_{q} - i_{q}^{*}$ ,  $e_{d} = i_{d} - i_{d}^{*}$ , 采用  $i_{d}^{*} = 0$  的矢量控制方式, 分数阶滑模面分别为

$$\begin{split} S_{q} &= D^{1-\alpha} e_{q} + D^{-\alpha} (k_{3} \mid e_{q} \mid^{\lambda_{1}} \mathrm{sgn}(e_{q}) + k_{4} \mid e_{q} \mid^{\rho_{1}} \mathrm{sgn}(e_{q})) \\ S_{d} &= D^{1-\alpha} e_{d} + D^{-\alpha} (k_{5} \mid e_{d} \mid^{\lambda_{2}} \mathrm{sgn}(e_{d}) + k_{6} \mid e_{d} \mid^{\rho_{2}} \mathrm{sgn}(e_{d})) \\ \vec{x} \oplus : \lambda_{1} \in (1, 2) ; \rho_{1} \in (0, 1) ; k_{3} , k_{4} \in (0, \infty) ; \\ \lambda_{2} \in (1, 2) ; \rho_{2} \in (0, 1) ; k_{5} , k_{6} \in (0, \infty) \\ &= \Pi \# \mathfrak{B} \Pi \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{L} \mathfrak{A}^{\dagger} , \Pi \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathfrak{B} \mathcal{B} \\ u_{q}^{*} &= Ri_{q} + L_{q} \rho \omega_{m} i_{d} + p \psi_{1} \omega_{m} + L_{q} i_{q}^{*} - \\ L_{q} (k_{3} \mid e_{q} \mid^{\lambda_{1}} \mathrm{sgn}(e_{q}) + k_{4} \mid e_{q} \mid^{\rho_{1}} \mathrm{sgn}(e_{q})) + \\ L_{q} D^{\alpha-1} (-\xi_{q} \mathrm{sgn}(S_{q}) - \eta_{q} S_{q}) \\ u_{d}^{*} &= Ri_{d} - L_{d} \rho \omega_{m} i_{d} - L_{d} (k_{5} \mid e_{d} \mid^{\lambda_{2}} \mathrm{sgn}(e_{d}) + \\ k_{6} \mid e_{d} \mid^{\rho_{2}} \mathrm{sgn}(e_{d})) + \\ L_{d} D^{\alpha-1} (-\xi_{d} \mathrm{sgn}(S_{d}) - \eta_{d} S_{d}) \\ \end{split}$$

# 分数阶扰动观测器

通过观测器实时观测扰动量  $F_1$ 、 $F_2$ 和  $F_3$ ,将 观测值  $\hat{F}_1$ 、 $\hat{F}_2$ 和  $\hat{F}_3$ 前馈补偿到到控制量中,用以 提高系统的抗扰能力,据此扰动补偿后的控制率 变为

$$i_{q}^{*} = \frac{J}{1.5p\psi_{f}} [b\omega_{m}/J + \dot{\omega}_{d} - (k_{1} | e |^{\lambda} \operatorname{sgn}(e) + k_{2} | e |^{\rho} \operatorname{sgn}(e)) + D^{\alpha-1}(-\xi \operatorname{sgn}(S) - \eta S)] + \frac{J}{1.5p\psi_{f}} \hat{F}_{3} \quad (16)$$

$$u_{q}^{*} = Ri_{q} + L_{q}p\omega_{m}i_{d} + p\psi_{f}\omega_{m} + L_{q}i_{q}^{*} - L_{q}(k_{3} | e_{q} |^{\lambda_{1}} \operatorname{sgn}(e_{q}) + k_{4} | e_{q} |^{\rho_{1}} \operatorname{sgn}(e_{q})) +$$

$$L_{q}D^{\alpha^{-1}}(-\xi_{q}\operatorname{sgn}(S_{q}) - \eta_{q}S_{q}) - L_{q}\hat{F}_{2} \quad (17)$$

$$u_{d}^{*} = Ri_{d} - L_{d}p\omega_{m}i_{d} - L_{d}(k_{5}|e_{d}|^{\lambda_{2}}\operatorname{sgn}(e_{d}) + k_{6}|e_{d}|^{\rho_{2}}\operatorname{sgn}(e_{d})) + L_{d}D^{\alpha^{-1}}(-\xi_{d}\operatorname{sgn}(S_{d}) - n_{s}S_{s}) = L_{s}\hat{F}_{s} \quad (18)$$

扰动  $F_1$ 、 $F_2$ 和  $F_3$ 通常由定子绕阻电阻 R、电 感  $L_4$ 和  $L_4$ 、磁链  $\psi_1$ 等参数和外负载的变化产生, 而这些参数的变化本身就是一个缓慢变化的过程 而非突变,另外控制器的控制周期很短,所以在一 个控制周期内可以把  $F_1$ 、 $F_2$ 和  $F_3$ 看作慢时变量, 根据分数阶微分的衰减记忆特性,采用分数阶微 分方程  $D^sF = \mathbf{0}_{3\times 1}, \varepsilon \in (0,1]$ 来描述这一慢时变 过程更为贴切,由此可得系统扩展状态方程为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + U + F \\ D^s F = \mathbf{0} \end{cases}$$
(19)

设计如下观测器:

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + U + \hat{F} + W \\ D^{s}\hat{F} = LN \end{cases}$$
(20)

式中: $\hat{X} = [\hat{i}_{d} \ \hat{i}_{a} \ \hat{\omega}_{m}]^{T}$ 为观测向量; $\hat{F} =$ 

<u>北航学报</u> 赠 阅

1653

 $\begin{bmatrix} \hat{F}_{1} & \hat{F}_{2} & \hat{F}_{3} \end{bmatrix}^{T}$ 为扰动观测向量; W、N 为观测器 的虚拟控制向量; L = diag[l<sub>1</sub> l<sub>2</sub> l<sub>3</sub>]为系数矩阵。 将式(19)和式(20)相减,得到  $\begin{cases} \dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + \tilde{F} - W \\ D^{e}\tilde{F} = -LN \end{cases}$ (21)

式中:  $\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d} & \tilde{i}_{q} & \tilde{\omega}_{m} \end{bmatrix}^{T}$  为观测误差向量;  $\tilde{F} = \begin{bmatrix} \tilde{F}_{1} & \tilde{F}_{2} & \tilde{F}_{3} \end{bmatrix}^{T}$ 为扰动观测误差向量。

选取滑模超平面  $S_e = \tilde{X}$ ,令虚拟控制量为  $W = GS_e + N$ 

式中:N = Hsgn $(S_e)$ ,  $H = diag[h_1 \quad h_2 \quad h_3]$ 为系 数矩阵;  $G = diag[g_1 \quad g_2 \quad g_3]$ 为系数矩阵。

如果能选取合适的参数矩阵 G 和 H,满足可 达性条件  $S_e^{T} \dot{S}_e < 0$ ,则到达滑模面后, $S_e = \dot{S}_e = 0$ , 根据等效控制的思想,可得扰动观测误差为  $\tilde{F} = N$ 

根据以上分析,选择 Lyapunov 函数为  $V_3 = S_*^T S_* / 2$ ,求导得

$$\begin{split} \dot{V}_{3} &= \boldsymbol{S}_{e}^{\mathrm{T}} \dot{\boldsymbol{S}}_{e} = \boldsymbol{\tilde{X}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\tilde{X}} = \tilde{i}_{d} \left( -R \, \tilde{i}_{d}/L_{d} + \boldsymbol{\tilde{F}}_{1} - g_{1} \, \tilde{i}_{d} - h_{1} \operatorname{sgn}\left( \, \tilde{i}_{d} \, \right) \right) + \tilde{i}_{q} \left( -R \, \tilde{i}_{q}/L_{q} + \boldsymbol{\tilde{F}}_{2} - g_{2} \, \tilde{i}_{q} - h_{2} \operatorname{sgn}\left( \, \tilde{i}_{q} \, \right) \right) + \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}} \left( -b \, \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}}/J + \boldsymbol{\tilde{F}}_{3} - g_{3} \, \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}} - h_{3} \operatorname{sgn}\left( \, \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}} \, \right) \right) = - \left( R/L_{d} + g_{1} \right) \, \tilde{i}_{d}^{2} + \tilde{i}_{d} \, \boldsymbol{\tilde{F}}_{1} - h_{1} \mid \boldsymbol{\tilde{i}}_{d} \mid - \left( R/L_{d} + g_{2} \right) \, \tilde{i}_{q}^{2} + \tilde{i}_{q} \, \boldsymbol{\tilde{F}}_{2} - h_{2} \mid \boldsymbol{\tilde{i}}_{q} \mid - \left( b/J + g_{3} \right) \, \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}}^{2} + \boldsymbol{\tilde{\omega}}_{\mathrm{m}} \boldsymbol{F}_{3} - h_{3} \mid \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{m}} \mid \end{split}$$

此时如果矩阵
$$G$$
正定,则

$$\begin{split} \dot{V}_{3} &\leqslant \tilde{i}_{d}\tilde{F}_{1} - h_{1} | \tilde{i}_{d} | + \tilde{i}_{q}\tilde{F}_{2} - h_{2} | \tilde{i}_{q} | + \tilde{\omega}_{m}F_{3} - \\ h_{3} | \omega_{m} | &\leqslant | \tilde{i}_{d} | | \tilde{F}_{1} | - h_{1} | \tilde{i}_{d} | + | \tilde{i}_{q} | | \tilde{F}_{2} | - \\ h_{2} | \tilde{i}_{q} | + | \tilde{\omega}_{m} | | F_{3} | - h_{3} | \omega_{m} | = | \tilde{i}_{d} | ( | \tilde{F}_{1} | - \\ h_{1} ) + | \tilde{i}_{q} | ( | \tilde{F}_{2} | - h_{2} ) + | \tilde{\omega}_{m} | ( | F_{3} | - h_{3} ) \\ \text{M U P B R II: } h_{1} > | \tilde{F}_{1} | , h_{2} > | \tilde{F}_{2} | , h_{3} > \\ | \tilde{F}_{3} | , \text{PD T j a E T jot eq K W } \dot{V}_{3} < 0 \, . \end{split}$$

到达滑模面后,扰动观测器误差分数阶微分 方程为

 $D^{\varepsilon}\tilde{F} = -L\tilde{F} \tag{22}$ 

根据分数阶线性系统的稳定性定理<sup>[24]</sup>,只要 保证 $|arg(eig(-L))| > \varepsilon \pi/2$ ,  $\tilde{F}$ 将收敛于零,很 明显矩阵 L 正定即可满足要求。

需要注意的是, N 中含有切换项 sgn( $S_e$ ), 因此 N 可以看成是真正的扰动误差  $\tilde{F}$  和高频抖动信号 Z 的叠加, 可写为  $N = \tilde{F} - Z$ , 扰动观测误差分数阶微分方程可重写为

$$D^{s}\widetilde{F} = -L(\widetilde{F} - Z)$$
(23)

进行分数阶 Laplace 变换<sup>[25]</sup>,求得分数阶传 递函数矩阵为

$$\frac{\widetilde{F}(s)}{Z} = \left[\frac{1}{s^{e}/l_{1}+1} \quad \frac{1}{s^{e}/l_{2}+1} \quad \frac{1}{s^{e}/l_{3}+1}\right]^{\mathrm{T}} \quad (24)$$

可以看出,通过调节系数矩阵 L 和分数阶阶数 e 可有效滤除高频分量 Z,从而实现对扰动的 准确观测。

# 5 仿真分析

为了验证本文设计的控制器的有效性,将其 与 PI 控制、文献[11]中提出的传统分数阶滑模控 制器(CFOSMC)以及整数阶滑模控制器(IOSMC) 分析比较,IOSMC 是指 NFOSMC 中分数阶阶数 α=1时对应的情况。根据文献[11],得出 CFO-SMC相应的控制律为

$$i_q^* = \frac{J}{1.5p\psi_f} (b\omega_m/J + \dot{\omega}_d - cD^{\alpha_1 + 1}e - \xi \operatorname{sgn}(S_\omega) - \eta S_\omega)$$
(25)

$$u_{q}^{*} = Ri_{q} + L_{q}p\omega_{m}i_{d} + p\psi_{t}\omega_{m} + L_{q}i_{q}^{*} - cL_{q}D^{\alpha_{1}+1}e_{q} - \xi_{q}\mathrm{sgn}(S_{q}) - \eta_{q}S_{q}$$
(26)  
$$u_{d}^{*} = Ri_{d} - L_{d}p\omega_{m}i_{d} - cL_{d}D^{\alpha_{1}+1}e_{d} - \xi_{d}\mathrm{sgn}(S_{d}) - \eta_{d}S_{d}$$
(27)

式中: $\alpha_1$ 为分数阶阶数, $\alpha_1 \in [0,1]$ ; $c > 0_{\circ}$ 

电液伺服泵相关参数为:直流侧母线电压  $U_{\rm DC} = 270 \text{ V},$ 额定功率 $P_{\rm N} = 20 \text{ kW},$ 额定电流 $I_{\rm N} =$ 80 A,额定转速 $n_{\rm N} = 8\,000 \text{ r/min},$ 额定扭矩 $T_{\rm N} =$ 24 N·m,排量D = 5 mL/r,泄漏系数 $C_1 = 2 \times$ 10<sup>-13</sup> m<sup>3</sup>/s/Pa,定子绕组电阻 $R = 0.025 \Omega$ ,电感  $L_d = L_q = 0.161 \text{ mH},$ 转子永磁磁链 $\psi_f = 0.0564$ Wb,转动惯量 $J = 0.004 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,摩擦系数b =0.00107+0.0002=0.00127 N·m/rad/s,极对数 p = 3, q轴电流限幅值 $i_{qm} = 100 \text{ A}_{\odot}$ 

NFOSMC 控制器仿真参数为:  $\alpha = 0.2, \lambda = \lambda_1 = \lambda_2 = 1.5, \rho = \rho_1 = \rho_2 = 0.6, k_1 = 0.25, k_2 = 0.5, k_3 = 0.01, k_4 = 0.02, k_5 = 1, k_6 = 2, \xi = 2000, \eta = 150, \xi_d = 100, \eta_d = 20, \xi_q = 500, \eta_q = 50_{\circ}$ 

CFOSMC 控制器仿真参数为: $\alpha_1 = 0.2, \xi = 2000, \eta = 150, \xi_d = 100, \eta_d = 20, \xi_g = 500, \eta_g = 50, c = 0.01_{\odot}$ 

FODOB 仿真参数为:*ε* = 0.6, *L* = diag[70 100 100], *G* = diag[2000 3000 3000]。

电液伺服泵控制结构如图2所示。采用 MATLAB/Simulink软件,仿真在以下2种情况下 进行:





1) 电液伺服泵无外负载,给定转速为额定值  $n_d = 8000 \text{ r/min}$ 。为了防止 Windup 现象, PI 控制 采用文献[26]中的 Anti-Windup 方法,其中速度 环参数为: $K_{P1} = 0.5, K_{I1} = 5, K_{C} = 15; q$  轴电流环 参数为: $K_{P2} = 4, K_{I2} = 10; d$  轴电流环参数为:  $K_{P3} = 10, K_{I3} = 150$ 。

图 3 为 NFOSMC 和 PI 控制的仿真对比。从 图 3(a)的速度阶跃响应曲线可以看出,NFOSMC 的转速响应速度要稍快于 PI 控制,而且可以做到 无超调跟随, PI 控制由于采用了 Anti-Windup 方 法,转速超调虽然一定程度上得到了抑制,但仍然 存在超调,且收敛速度较慢。从图 3(b)的 q 轴电 流响应曲线可以发现,在加速阶段,实际上q轴电 流给定值 i<sub>a</sub><sup>\*</sup> 已经达到限幅值 100 A, 但是 NFOS-MC仍然可以很好地跟随限幅值,而 PI 控制由于 Anti-Windup 方法的使用,速度环过早地退出了饱 和,因此已经不能跟随 i<sup>\*</sup>。,说明 NFOSMC 在加速 阶段可以产生更大的加速扭矩,这也正是 NFOS-MC转速响应速度要快于 PI 的原因。从图3(c) 的 d 轴电流响应控制曲线可以明显看出, PI 控制 的直轴电流 i<sub>a</sub> 虽然可以收敛于 i<sup>\*</sup><sub>a</sub> =0,但是存在 一定的动态波动, 而采用 NFOSMC 时, i, 可快速 跟随指令  $i_d^* = 0$ , 几乎无波动。

图 4 为 NFOSMC 与 CFOSMC、IOSMC 的仿真 对比。从图 4(a)可以看出,三者均能无超调跟随  $n_d$ , NFOSMC 速度稍快于 CFOSMC、IOSMC。 图 4(b)、图 4(c)表明,CFOSMC、IOSMC 均产生了严 重的抖振,其中速度环输出信号  $i_q^*$  的抖振幅值范 围为 – 25 ~ 35 A, IOSMC 的  $u_q$  抖振幅值范围为 120 ~ 160 V,CFOSMC 的  $u_q$  抖振幅值范围为100 ~ 180 V,而采用 NFOSMC 时  $i_q^*$  和  $u_q$  均非常平滑, 几乎无抖振。另外,由式(25) ~ 式(27)可以看



化航学报



出,CFOSMC 控制率中含有误差 e 的高阶微分项  $D^{\alpha_1+1}e$ ,经过多次仿真发现  $\alpha_1$  的取值范围仅仅为  $0 \leq \alpha_1 \leq 0.2$ ,取值范围很窄,否则很容易引入噪 声,而 NFOSMC 的分数阶阶数  $\alpha$  的取值范围为  $0 \leq \alpha \leq 1$ 时都能保证系统稳定收敛。

2) 为了验证 NFOSMC 的抗扰能力和 FODOB 的观测性能,电液伺服泵空载起动,给定转速为额 定值  $n_d = 8\,000 \text{ r/min}, \pm t = 0.5 \text{ s}$ 时加入 20 N · m 的外负载,t = 1.5 s时减小为 10 N · m,并且在 t = 2 s时通过让定子绕组增大为额定值的 1.2 倍,即 0.03  $\Omega$  来模拟参数摄动。图 5 为 FODOB 观测结 果。可以看出,FODOB 对于扰动  $F_1$ 、 $F_2$ 和  $F_3$ 均 可平滑、准确观测,而且据此还可计算出外加负载 的估计值  $\hat{T}_p = \hat{F}_3/J$ ,定子绕组电阻的估计值  $\hat{R} = -L_q\hat{F}_2/i_q + R_o$ 









Fig. 4 Speed response and control signal curves comparison between CFOSMC, IOSMC and NFOSMC

图 6(a) 为受扰时 NFOSMC 和 PI 控制的对比 曲线。可以看出,当电阻发生 20% 的波动时,转 速在 2 种策略下都未出现太大波动,主要是由于 电液伺服泵的电感很小,该参数扰动 PI 控制器就 可以快速消除,但是从图 5(c)中可以发现 FODOB 仍可以准确地观测到这一电阻参数波动。 而当突加外负载时,图 6(a)表明 PI 控制时转速 波动很大,最大转速降几乎已经达到 1000 r/min, 而采用 NFOSMC 且无 FODOB 补偿时,相比较 PI 控制,转速降减小,转速收敛速度加快,说明抗扰 能力要强于 PI 控制。而在采用 FODOB 扰动补偿 后,抗扰能力进一步增强。

图 6(b) 为受扰时 NFOSMC 与 CFOSMC、 IOSMC 的对比曲线。可以看出,当受到外负载扰



Fig. 5 Observed results of FODOB

动时,切换增益仍取  $\xi = 2000$ ,由于该值较小,对 于 CFOSMC 和 IOSMC 来说已经不能满足可达性 条件,滑模变量只能到达滑模面的一个邻域内,因 此转速出现了较大的稳态误差,如果要满足可达 性条件,必须选择更大的切换增益  $\xi$ ,实际上当外 部扰动为  $20 \text{ N} \cdot \text{m}$  时,可以计算出此时切换增益 至少应为  $\xi = 20/J = 20/0.004 = 5000$ ,而这势必 会造成抖振进一步增大。而 NFOSMC 在无 FODOB 补偿时,切换增益同样取  $\xi = 2000$ ,转速 仍能够跟随  $n_d$ ,说明 NFOSMC 自身的抗扰能力要 强于 CFOSMC 和 IOSMC,主要原因是由于 NFOS-MC 的切换增益是根据扰动的分数阶上界  $|D^{1-\alpha}F_3|$ 确定,而 CFOSMC 和 IOSMC 的切换增益 是直接根据扰动  $|F_3|$ 的上界确定,随着时间推





图 6 NFOSMC 与 CFOSMC、IOSMC 抗扰性能对比曲线

Fig. 6 Comparison curves of anti-disturbance performance between CFOSMC, IOSMC and NFOSMC

移,分数阶上界  $|D^{1-s}F_3|$ 的值是变化的,根据分数阶微分的衰减记忆特性,该值必然会小于  $|F_3|$ ,这就说明相比较 CFOSMC 和 IOSMC,NFOS-MC 可以用同样大的切换增益抵御更大的扰动。同样,NFOSMC 在通过 FODOB 扰动补偿后,抗扰能力进一步提高。

### 6 结 论

本文设计了一种新型分数阶滑模控制器 (NFOSMC)和扰动观测器(FODOB),通过 Lyapunov稳定性定理证明了控制器能在有限时间内 收敛,并将其应用于电液伺服泵的速度环和电流 环控制,通过分别与 PI 控制、整数阶滑模控制器 (IOSMC)和传统的分数阶滑模控制器(CFOSMC) 对比分析,可以得出以下结论:

相较于 PI 控制,转速的收敛速度要快于
 PI 控制,而且可无超调跟随转速;对于 q、d 轴电流的跟踪速度更快、更加平稳。

2)相较于整数阶滑模控制器和传统的PD 型分数阶滑模控制器,转速的收敛速度要略快于 两者。利用切换项的分数阶积分滤波作用,去抖 振效果明显,可以实现平滑无抖振滑模控制;去除 了传统PD型分数阶滑模控制器中的高阶分数阶 微分项,避免了噪声引入,扩大了分数阶阶数取值 范围。

3)抗扰性方面,即使没有观测器补偿,本文 控制器的抗扰能力也要强于三者。设计的分数阶 扰动观测器也能平滑、准确观测扰动,通过前馈补 偿抗扰能力能够得到进一步提高。

4) 应该注意到目前分数阶微积分的实现基本都是通过 Oustaloup 滤波器法<sup>[27]</sup> 近似为整数阶 来实现的,而整数阶阶数至少为4阶,因此需进一 步研究相应的最优降阶算法,以降低分数阶控制 器的应用难度。

#### 参考文献 (References)

[1] 付永领,李祝锋,祁晓野,等.轴向柱塞式电液泵能量转化 效率研究[J].机械工程学报,2014,50(14):204-212.

FU Y L, LI Z F, QI X Y, et al. Research on the energy conversion efficiency of axial pisto electro-hydraulic pump[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 50 (14): 204-212 (in Chinese).

- [2] BAIK I C, KIM K H, YOUN M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(1):47-54.
- [3] 皇甫宜耿, LAGHROUCHE S, 刘卫国, 等. 高阶滑模消抖控 制在永磁同步电动机中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012,16(2):7-11.

HUANGFU Y G, LAGHROUCHE S, LIU W G, et al. Chattering avoidance high order sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16 (2):7-11(in Chinese).

 [4] 童克文,张兴,张昱,等.基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2008,28(21): 102-106.

TONG K W,ZHANG X,ZHANG Y,et al. Sliding mode variable structure control of permanent magnet synchronous machine based on a novel reaching law [J]. Proceedings of the CSEE, 2008,28(21):102-106(in Chinese).

- [5] DELAVARI H, GHADERI R, RANJBAR A, et al. Fuzzy fractional order sliding mode controller for nonlinear systems [J]. Communications in Nonlinear Science & Numerical Simulation, 2010,15(4):963-978.
- [6] DADRAS S, MOMENI H R. Fractional terminal sliding mode control design for a class of dynamical systems with uncertainty
   [J]. Communications in Nonlinear Science & Numerical Simulation, 2012, 17(1); 367-377.
- [7] EFE M O. A fractional order adaptation law for integer order sliding mode control of a 2DOF robot[M] // BALEANU D, GU-VENC Z B, MACHADO J A T. New trends in nanotechnology and fractional calculus applications. Amsterdam: Springer, 2010:471-478.
- [8] CALDERÓN A J, VINAGRE B M, FELIU V, et al. Fractional order control strategies for power electronic buck converters
   [J]. Signal Processing, 2006, 86 (10) :2803-2819.



1657

- [9]高强,侯润民,杨国来,等.基于分数阶神经滑模的某顶置 火炮调炮控制[J]. 兵工学报,2013,34(10):1311-1317. GAO Q,HOU R M,YANG G L, et al. Adjustment and control of a certain top-mounted gun based on a novel fractional order neural sliding mode strategy[J]. Acta Armamentarii,2013,34 (10):1311-1317(in Chinese).
- [10] 邓立为,宋申民. 基于分数阶滑模的挠性航天器姿态鲁棒 跟踪控制[J]. 航空学报,2013,34(8):1915-1923.
   DENG L W, SONG S M. Flexible spacecraft attitude robust

tracking control based on fractional order sliding mode[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34 (8): 1915-1923 (in Chinese).

- [11] ZHANG B T, PI Y G, LUO Y. Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor [J]. ISA Transactions, 2012,51(5):649-656.
- [12] 黄家才,施昕昕,李宏胜,等. 永磁同步电机调速系统的分数阶积分滑模控制[J]. 吉林大学学报(工学版),2014,44
   (6):1736-1742.

HUANG J C, SHI X X, LI H S, et al. Speed control of PMSM using fractional order integral sliding mode controller[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2014,44(6):1736-1742(in Chinese).

 [13] 韩松杉,焦宗夏,汪成文,等.电液飞行转台的分数阶积分 滑模非线性控制[J].北京航空航天大学学报,2014,40 (10):1411-1416.

HAN S S, JIAO Z X, WANG C W, et al. Fractional integral sliding mode nonlinear controller of electrical-hydraulic flight simulator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(10): 1411-1416(in Chinese).

- [14] 陈荣,邓智泉,严仰光.基于负载观测的伺服系统抗扰研究
  [J].中国电机工程学报,2004,24(8):103-108.
  CHEN R, DENG Z Q, YAN Y G. Research on resist-disturbance performance of servosystem based on load observer[J].
  Proceedings of the CSEE,2004,24(8):103-108(in Chinese).
- [15] 郑泽东,李永东,FADEL M,等. 基于扩展 Kalman 滤波器的 PMSM 高性能控制系统[J]. 电工技术学报,2007,22(10): 18-23.

ZHENG Z D, LI Y D, FADEL M, et al. High performance PMSM control system based on extended Kalman filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(10): 18-23(in Chinese).

- [16] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (9):4069-4077.
- [17] 付永领,李祝峰,薛晶,等. 一种带转速反馈的永磁轴向柱 塞式电液泵:ZL201320520163.3[P].2014-02-05.
  FU Y L,LI Z F,XUE J, et al. A kind of permanent magnet axial piston integrated electro-hydraulic pump with speed feedback: ZL201320520163.3[P].2014-02-05(in Chinese).

- [18] PONOMAREV P, POLIKARPOVA M, HEINIKAINEN O, et al. Design of integrated electro-hydraulic power unit for hybrid mobile working machines [C] // Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2011). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:1-10.
- [19] PODLUBNY I. Fractional differential equations: An introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications [M]. New York: Academic Press, 1999:62-63.
- [20] LI C, QIAN D, CHEN Y. On Riemann-Liouville and caputo derivatives[J]. Discrete Dynamics in Nature & Society, 2011, 15 (1):309-323.
- [21] AGHABABAM P. A novel terminal sliding mode controller for a class of non-autonomous fractional-order systems[J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 73(1-2):679-688.
- [22] BHAT S P, BERNSTEIN D S. Continuous finite-time stabilization of the translational and rotational double integrators [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1998, 43(5):678-682.
- [23] YANG L, YANG J. Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(16):1865-1879.
- [24] QIAN D, LI C, AGARWAL R P, et al. Stability analysis of fractional differential system with Riemann-Liouville derivative [J]. Mathematical & Computer Modelling, 2010, 52 (5-6); 862-874.
- [25] CHEN Y Q, PETRAS I, XUE D. Fractional order control-A tutorial[C] // Proceedings of the American Control Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009:1397-1411.
- [26] 于艳君,柴凤,高宏伟,等.基于 Anti-Windup 控制器的永磁 同步电机控制系统设计[J].电工技术学报,2009,24(4): 66-70.

YU Y J, CHAI F, GAO H W, et al. Design of PMSM system based on Anti-Windup controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4):66-70(in Chinese).

[27] OUSTALOUP A, LEVRON F, MATHIEU B, et al. Frequencyband complex noninteger differentiator: Characterization and synthesis[J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems-I:Fundamental Theory & Applications, 2000, 47(1):25-39.

#### 作者简介:

**杨荣荣** 男,博士研究生。主要研究方向:伺服电机驱动控制、 电液伺服控制。 Tel.: 18610460288

E-mail: yr13236@163.com

**付永领** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:新型液 压伺服系统理论与试验、集成机电液控伺服系统、特种机器 人等。

Tel. : 010-82317307

E-mail: fuyongling@ 126. com



# Free-chattering fractional order sliding mode control of integrated electro-hydraulic servo pump

YANG Rongrong<sup>1</sup>, FU Yongling<sup>1,\*</sup>, WANG Yan<sup>2</sup>, WANG Deyi<sup>1</sup>, GUO Jianwen<sup>1</sup>, ZHANG Ling<sup>1</sup>

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. School of Transportation Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Thanks to the special structure with the same rotor and housing shared by higher degree integrated servo motor and pump, integrated electro-hydraulic servo pump (IEHSP) has significant advantages in aspects of size, noise, efficiency, etc., and it has good application prospect. To improve IEHSP's speed regulation performance and anti-disturbance ability, a novel fractional order sliding mode controller (NFOSMC) is designed. First, the controller provides the system with more degrees of freedom because of introduction of fractional order calculus. Second, aimed at chattering problem of traditional sliding mode control, it is ensured that the fractional order integral action of switching term is included directly in the proposed controller, so that free-chattering sliding control can be achieved by utilizing its filtering property. Meanwhile, the finite time convergence stability is proved via Lyapunov theorem in presence of internal and external disturbance. Besides, the range of order for fractional order is extended due to the high order fractional differential term avoidance. To further enhance the ability of anti-disturbance, fractional order disturbance observer (FODOB) is proposed for observation and compensation of internal and external disturbance, so the response speed and stiffness of the controller is enhanced effectively. By comparison with PI, counterpart integer order sliding mode controller (IOSMC) and conventional fractional order sliding mode controller (CFOSMC), the simulation results indicate that NFOSMC based on FODOB can effectively improve the performance of speed tracking and the ability of disturbance rejection, and the effect of chattering elimination is remarkable.

Key words: integrated electro-hydraulic servo pump (IEHSP); fractional order; sliding mode control; free-chattering; disturbance observer

Received: 2015-07-23; Accepted: 2015-08-17; Published online: 2015-10-19 15:20 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151019.1520.007.html Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51375029)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82317307 E-mail: fuyongling@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0503

# 保持颜色一致性的动态电磁环境绘制算法



冯晓萌,吴玲达\*,于荣欢

(装备学院 复杂电子系统仿真实验室,北京 101416)

摘 要:针对电磁环境绘制的研究现状,提出了保持颜色一致性的动态电磁环境绘制算法。明确了绘制中的颜色一致性原则:同一数据值对应同一颜色,绘制图像序列中颜色变化与数据变化保持一致。在颜色一致性分析的基础上,对静态电磁环境的绘制方法进行了修改,使其能够在绘制动态电磁环境时保持颜色的一致性。必要时,颜色与数据值的对应关系可以交互调整或自动调整,以适应数据场的值域变化。实验表明,算法能够在保持颜色一致性的情况下绘制动态电磁环境,直观显示其变化情况,便于用户观察和理解。同时算法可并行执行,在统一计算设备架构下具有较高的执行效率,利于算法的使用。

关键 词:颜色一致性;动态绘制;光线投射;并行执行;统一计算设备架构 中图分类号:TP391

≫文章编号: 1001-5965(2016)08-1659-08

电磁环境可视化主要有二维和三维2种表现 形式<sup>[1]</sup>,其中较常用的是三维表现形式,主要采 用等值面提取<sup>[2-3]</sup>、体绘制<sup>[4]</sup>等可视化方法。在 体绘制方法中,三维数据场被直接映射成二维图 像<sup>[5]</sup>,以图像中的颜色信息显示数据场中的信 息。体绘制方法生成的电磁环境绘制结果展示了 复杂电磁环境的内部细节<sup>[6]</sup>,能够将不可见的电 磁环境直观展示给用户,为理解掌握电磁环境态 势提供支持。

文献标识码:A

但是,现有的电磁环境绘制研究中,多针对静态电磁环境,即使用的电磁环境数据场不随时间变化。文献[7]中只是提到其方法的计算和绘制效率能够响应电磁环境参数的实时调整,数据场变化后绘制参数却无变化。文献[8]虽然研究了动态电磁环境的绘制方法,但其未考虑生成图像之间的颜色一致性,影响绘制效果对电磁环境变化的表现。目前,鲜有在绘制动态电磁环境时保持颜色一致性的研究。

因此,本文研究了保持颜色一致性的动态电 磁环境绘制算法,使动态电磁环境的绘制结果图 像序列之间保持颜色的一致性,以较好地显示其 变化情况。算法基于光线投射直接体绘制算 法<sup>[9]</sup>实现,对静态电磁环境绘制算法进行了针对 性修改,使其绘制动态电磁环境时能够保持颜色 一致性。在统一计算设备架构(Compute Unified Device Architecture, CUDA)下并行实现了算法的 绘制部分,确保了算法的高效执行。

# 1 颜色一致性

电磁环境绘制最终以图像的形式进行显示, 通过图像中的颜色信息表达电磁环境的相关信 息。当电磁环境动态变化时,图像之间的颜色变 化应该与电磁环境的变化一致,以反映其动态变 化情况。通过颜色表达数据变化需要保证图像间 的颜色一致性,即不同数据场中的同一数据值对 应同一颜色,图像的颜色变化与数据变化一致。

**引用格式**:冯晓萌,吴玲达,于荣欢.保持颜色一致性的动态电磁环境绘制算法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1659-1666. FENG X M, WU L D, YU R H. Rendering algorithm with color coherence for dynamic electromagnetic environment [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1659-1666 (in Chinese).

收稿日期:2015-07-28;录用日期:2015-09-11;网络出版时间:2015-10-09 15:52 网络出版地址:www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151009.1552.008.html 基金项目:国家自然科学基金(61202129)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-66364387 E-mail: wld@ nudt. edu. cn



2016 年

颜色一致性是时变数据场可视化中的基本原则,一般研究中使用的时变数据场序列已知<sup>[10]</sup>,即是对已知数据场序列的可视化,容易保持颜色一致性。而本文研究中使用的动态电磁环境数据场为实时获取并绘制,未来时刻数据场的变化是未知的。如何保证将来获取的数据场的绘制结果与已经有的数据场绘制结果在颜色上保持一致性,是更有挑战性的课题。

保持颜色一致性主要体现在绘制生成的图像 序列中,即图像与图像之间具有绘制相关性。研 究方法如图 1 所示,研究的主要思路是将独立的 数据帧绘制修改为数据帧之间的关联绘制,通过 关联将已有的绘制信息传递下去从而保持颜色的 一致性。



# 2 绘制静态电磁环境

动态电磁环境的绘制以静态电磁环境的绘制 方法为基础,即将单独的电磁环境数据场绘制为 一帧图像。

#### 2.1 电磁环境数据场

电磁环境由弥漫于空间中的电磁波构成,是 空间连续分布,要以数据的形式表现电磁环境首 先需要对其进行离散采样。研究中,以三维离散 数据场表示电磁环境,数据场中采样点均匀分布, 每个采样点对应电磁环境的数据值。在时间维度 电磁环境同样连续,需要在时间上进行离散采样: 记某个时刻采样得到的数据场为一帧数据场,以 数据场的帧序列表示动态电磁环境。

#### 2.2 光线投射绘制算法

体绘制算法中较常用也是绘制效果最好的算法是光线投射算法<sup>[11]</sup>。已有的电磁环境可视化研究中,多使用光线投射算法并取得了较好的绘制效果。本研究中同样基于光线投射算法进行绘制。

光线投射算法的主要思想是由视点出发经像 素点发射一条光线,光线穿越数据场并进行采样, 每个数据采样点映射为颜色值后沿同一光线进行 累积,累积得到的颜色值即为此像素点的值。颜 色序列与数据值域的对应关系如图 2 所示,颜色 序列对应于整个数据场的数据值域,计算数据值 在值域中的位置后即可对应到相应颜色。



图 2 颜色序列与数据值域的对应关系 Fig. 2 Relationship between color sequence and data value domain

# 3 绘制动态电磁环境

绘制静态数据场时,可使用图 2 所示的颜色 与数据值的映射关系。但是,当数据场发生变化 后,其值域也将变化,若仍使用图 2 所示的对应 关系,将出现不同值域内的相同数据值对应不同 颜色的现象,即失去颜色的一致性。文献[8]即 是因为此原因而未保持颜色的一致性。因此,绘 制动态变化的数据场需要对颜色到数据值的映射 进行适当修改,以保持颜色一致性。

#### 3.1 保持颜色一致性

为保证不同数据帧中的同一数据值对应同一 颜色,使用图3所示的颜色与数据值域的对应方 法,即颜色序列对应n帧数据场的总值域。如此, n帧数据中同一数据值必然对应同一颜色,保证 了这n帧数据绘制结果中的颜色一致性。





绘制中使用的颜色序列须有序且颜色个数有限才能很好地被人感知<sup>[12]</sup>,因此,颜色序列通常只能覆盖一定数量的数据帧总值域,不能完全覆盖所有的数据帧。当某个时刻的数据帧值域超出颜色序列的覆盖时,需要对颜色序列的覆盖范围进行调整。数据值域变化时,其下界和上界均可能改变,但在电磁环境可视化中,可固定数据下

界,即只可视化大于某个阈值 ω 的数据值。因 此,调整颜色序列对应的数据值域时,只调整其对 应值域的上界,保持下界对应 ω 不变。

#### 3.2 交互调整颜色与数据对应关系

调整颜色序列对应的值域上界(后面简称为 颜色上界)后,调整前后的图像中颜色所表达的 信息将失去一致性。但当数据值超出颜色的表现 范围后,调整必须进行。因此,应尽量减少调整次 数,保证 2 次调整之间有较长的时间使绘制结果 保持颜色一致性。

当数据值域上界发生波动时,使用图 4 所示 的界面将已绘制的数据值域与颜色上界展示给用 户。用户可根据观察到的值域上界波动趋势,直 接调整当前颜色上界的位置,使其能够在后续的 若干时间内覆盖值域上界的同时又不至于空余太 多颜色值。图 4 中有 3 段不同值域上界,第 1 段 为初始设置,即颜色上界为第 1 帧数据值域上界 加其值域的 10%;第 2 段颜色上界下降,是因为 数据上界下降后,一定时间内空余颜色过多而进 行了调整;第 3 段颜色上界上升是因为数据值域 的增长趋势将达到颜色上界对应的数据值时进行 了调整。





#### 3.3 自动调整

算法中除提供用户交互调整颜色上界外,还可以对未来的数据值域进行预测,通过预测得到的数据上界对颜色进行调整。若当前帧数据值域 上界 *D*<sub>d</sub> 超过了颜色上界 *D*<sub>color</sub>,则进行调整。以*D* 表示调整后的值域上界,记从上次调整后(未调 整则从第1帧开始)到本次调整前的所有帧序列 上界为(*D<sub>i</sub>* | *i* = 1,2,…,*n*),下标按帧序从1开始, 其调整方法如下:

 $D = D_{d} + k(D_{d} - D_{m})$ 

 $D_{m} = \min(D_{i} \mid i = 1, 2, \dots, n)$ (1)  $\exists \mathbf{r} : k \ 5 \operatorname{ke} p \ k \ b \ 4 \operatorname{ke} p \ 4 \operatorname{ke} p \ b \ 4 \operatorname{ke$ 

式(1)调整在值域上界超过颜色序列表示范 围后进行,只增加不减小颜色上界。当颜色序列 对应的数据范围在较长时间内都比数据的真实值 域大很多时,为减少颜色浪费,需要减小颜色序列 对应的数据值上界。从颜色对应的数据上界调整 后开始(未调整过则从数据场的第1帧开始),若 连续出现h帧数据场的值域上界与当前颜色序列 对应的数据上界 $D_{color}$ 之差大于阈值 $\varepsilon$ ,则按 式(2)将颜色序列对应的数据上界调整为 $D_{o}$  $D = D_{color} - a\varepsilon$  (2) 式中:a为减少控制系数,取0.9,即保留0.1倍的 增量;阈值 $\varepsilon$ 设定为式(1)中的增量 $k(D_{d} - D_{m})$ , 表示通过式(1)调整后的增量部分对应的颜色值 在连续h帧数据场中均未使用,则需要减少这些 增量。若之前未进行式(1)所示的调整,则将阈 值 $\varepsilon$ 设定为第1帧时颜色序列对应数据值域上界

上述自动调整方法中,有2个重要参数需要 设置:式(1)中的幅度控制因子 k,式(2)中的 h。 这2个参数均能够影响调整的频率,绘制时可根 据调整的频率对这2个参数进行相应修正。首 先,针对式(1)中的调整,若一定时间内次数过 多,应增大 k,此时能够增加其调整幅度。同时, 增大 k能够增加式(2)调整中的判断阈值 s,使 式(2)的调整条件不易达到,即保证增加式(1)调 整幅度的同时减少反向调整。若式(2)在一定时 间内调整次数过多,则增大其使用的 h,使其满足 调整的条件变得更难达到,从而降低调整次数。

与第1帧数据上界之差的一半。完成式(2)的调

整后,重新开始式(2)调整条件的判断。

调整中,式(1)与式(2)独立,即判断调整频 率时只与自身进行对比,只计算式(1)与上一次 式(1)调整时的时间差,式(2)同理。同时,将用 户直接调整颜色上界分为2种情况:①将颜色上 界上移,可看作是执行式(1);②将颜色上界下 移,可看作是执行式(2)。用户调整若与上次执 行式(1)或式(2)间隔过短,则相应调整 k 或 h,以 备后续再次调整时使用。

#### 3.4 并行执行

实际使用中,数据场序列可以是已经存在的 记录,亦可是显示过程中实时获取的(计算得到 或实时接收)。若绘制已经存在数据场序列,数 据值域无需预测,只需对数据进行预处理并设定 即可。本文研究实时获取数据场并绘制,即每帧 数据场的值域实时获取并需要对将来的值域变化 进行预测。

并行执行主要针对绘制数据场时使用的光线 投射算法,因为其计算量大,通常需要并行加速提 高效率<sup>[13]</sup>。CUDA 是使用最多的并行实现基 础<sup>[14]</sup>,本文的光线投射算法即在 CUDA 下实现,


	八八子
充分利用此架构下图像处理器(GPU)对通用计	I
算的支持。并行的同时,每帧数据场需要在中央	if
处理器(CPU)中进行预处理后传入 GPU 中进行	
绘制。数据场的处理及调整颜色与数据对应关系	en
等操作均在 CPU 端完成,GPU 中只执行光线投射	va
算法将每帧数据场绘制成为一幅图像并显示,主	得
机端与设备端的算法执行代码如下所示。	co
主机端:控制流程	应
data = getData(); // 获取数据场	pi
max = getMax(data); // 计算当前帧的最大数据值	颜
countForEquation2(h); // 为式(2) 的调整条件开	if
始计数	X
if max is beyond the value corresponding to the col-	-221
ors then	$\leq$
if time between now and last adjustment1 is too	els
short then	>
<i>k</i> = 2 <i>k</i> ; // 调整式(1) 中的幅度控制因子	
end	en
equation1();//执行式(1)	end
recordTheAdjustment1();//记录本次调整	Imag
recountForEquation2(h);//重新计数	应的像
else if $h$ in equation2 is reached then	end if
if time between now and last adjustment2 is too	算
short then	界并判
h = 2h; // 调整式(2) 中的 h	符合则
end	需判断
equation2();//执行式(2)	短则调
recordTheAdjustment2();//记录本次调整	的判断
recountForEquation2(h);//重新计数	入 GPU
end if	纹理采
sendData2GPUandBindTexture( ) ; // 数据传到 GPU	用 GPU
并绑定到纹理	进行绘
g_CastRay <<< gridSize, blockSize >>> (Image); //	线程数
光线投射	个线程
设备端:进行绘制的核函数 g_CastRay()	M
pixX = blockIdx. x * blockDim. x + threadIdx. x; //	操作,生
对应像素的 X 坐标	并行执
pixY = blockIdx. y * blockDim. y + threadIdx. y; //	接将其
对应像素的 Y 坐标	的 Id 号
if (pixX, pixY) is in the Image then	后 genl
pixValue = {0,0,0,0}; // 初始化像素记录值	三者的
为零	数为光
theRay = genRayforPix ( pixX,pixY ):// 牛 成 对	方向。
应光线	进行数
while theRay not terminate do	映射为
ravPos = getRavPosition ( theRav _ dataVol-	accum
and a second control the second of the second secon	

学报 2016年 ume);//计算光线在数据场中的位置 rayPos is out of the data volume then break;//光线不在数据场内,停止投射 d if llue = sampleTexture( rayPos) ; // 纹理采样获 数据值 olor = lookAtColor( value) ; // 查找数据值对 颜色 xValue = accumulateColor(color); // 累 积 色 opacity of pixValue not less than 1.0 then theRay casts ahead a sample step; // 光线前 进一个步长 continue; // 继续 while 循环  $\mathbf{se}$ set opacity of pixValue 1.0; terminate theRay; // 光线截止 id if while ;e [ pixX, pixY ] = pixValue; // 获得光线对 素值 法中,主机端获取数据场后,计算其值域上 断是否符合式(1)或式(2)的调整条件,若 进行相应调整。式(1)和式(2)调整前均 其距离上一次调整的时间间隔,若间隔太 整对应的k或h。每次调整后对式(2)中 条件重新计数。调整完成后,将数据场传 〕并绑定到纹理,便于后续光线投射中利用 样器对数据场进行快速采样<sup>[15]</sup>。最后,调

〕中的光线投射函数 g\_CastRay() 对数据场 制,参数 gridSize 与 blockSize 表示开启的 (,由生成图像的大小决定:每个像素对应一

数 g\_CastRay()主要完成光线投射的所有 生成线程对应的像素值。所有光线的线程 、行结束后,即获得生成图像,GPU 能够直 显示到屏幕。光线投射线程首先根据线程 号计算其对应的像素坐标(pixX, pixY),然 RayforPix()函数根据视点、像素和数据场 空间位置计算生成对应光线 theRay,其参 :线穿越数据场时的入射点、出射点和传播 光线从入射点开始沿传播方向以固定步长 据采样,每个步长采样一次,获得的数据值 颜色后累积到像素值 pixValue 中。函数 ılateColor()进行颜色的累积,使用 MIDA

北航学报 赠 阅

算法中的颜色累积公式<sup>[16]</sup>。累积后,若 pixValue 的不透明度值大于等于 1,则设置此值为 1 并截 止光线投射。若光线未截止,则其继续沿传播方 向前进一个步长并重复上述操作。光线提前截止 能够节省光线投射的执行时间<sup>[17]</sup>。

# 4 实验验证与分析

实验中,数据场的规模为 200 × 200 × 100,生 成图像的分辨率为1 200 × 900。使用文献[7]中 的方法计算电磁环境数据场,通过不断调整电磁 设备的位置、功率等,获得变化的数据场。

# 4.1 颜色与数据值域对应关系调整

图 5 所示为 5 种不同情况下颜色与数据对应 关系调整示例,每种情况均统计了连续 600 帧的 结果。图 5 的阴影部分为数据值域,阴影上方的 直线段表示颜色上界。





通过图 5 所示的 5 种情况可以看出,自动调整的方法在一定情况下是可用的,而且不需要用户交互调整。而在这 5 种情况中,用户可以参与调整:图 5(a)和图 5(b)所示的增长情况中,用户 交互调整应该在自动调整时刻的前面,防止数据 值超出颜色的表示范围;而对于图 5(c)和 图 5(d)所示的下降情况中,用户可以根据需要选 择调整时机与调整幅度,但不宜频繁调整;对于 图 5(e)所示的随机波动情况中,用户需要预判波 动趋势从而进行调整。绘制过程中,默认为自动 调整状态,用户可以根据自己的观察随时手动调 整,特别是自动调整效果不佳(颜色上界不跟随 值域上界)时,必须用户交互调整。

# 4.2 绘制结果与分析

实验中使用的颜色序列如图 6 所示,其中的 折线表示对应颜色的不透明度值,取值范围为 [0,1]区间。在颜色设置中,若某个颜色对应的 不透明度为0,则其对应的数据值将不参与绘制, 如图 6 中折线第1段对应的颜色部分,能够在绘 制结果中剔除这些较小的数据值。用户可以通过 设置颜色的不透明度控制参与绘制的数据值,依 据用户的需求对数据值进行绘制。



通过图 6 所示的颜色映射,将电磁环境数据 场绘制为图像,以直观反映电磁环境数据在空间 中的范围及数值大小的分布情况:从绿色到红色 表示数据值越来越大。电磁数据离设备越远则数 据值越小,因此,图像中红色区域表示电磁设备所 在区域,而绿色区域更靠近数据场的边界。

图 7 中是保持颜色一致性与未保持颜色一 致性的绘制结果对比,其中图 7(c)使用文献[8] 中的方法,即绘制时颜色与每帧数据场的值域相 对应。图 7 中的红色区域即为设备所在区域。 图 7 中按序选择了图 5(a)所示变化序列中6帧 数据场的绘制结果进行显示。图 7(a)、图 7(b)、 图 7(c)中对应数字编号相同的图像使用的数据 场相同。图 7(a)与图 7(b)绘制时的观察视角不 同,图 7(b)与图 7(c)视角相同。

在图7(a)和图7(b)中,图7(a4)~图7(a6) 与图 7(a1) ~ 图 7(a3)相比,图 7(b4) ~ 图 7(b6) 和图7(b1)~图7(b3)相比,颜色上界均有所增 加,即在图(a4)和图(b4)处进行了调整。 图 7(a3)和图 7(a4)为相邻帧,由于调整,两幅图 未保持颜色一致性,但是图 7(a1)~图 7(a3)与 图 7(a4)~图 7(a6)分别保持了颜色一致性,能 够显示出中间设备不断增大所产生的结果:颜色 覆盖范围逐渐增大。图 7(a) 和图 7(b) 中,中间 设备的红色区域不断增大,而其他设备处的红色 区域基本不变,与设备的实际变化相对应。而对 于图7(c),中间设备只在前2幅图像中有明显变 化,同时其他设备处的红色区域缩小明显,这与设 备的实际变化不一致。产生这一现象的原因是: 未保持颜色一致性的绘制中,颜色与数据值 的对应情况随数据场的值域变化而变化,导致绘



图 7 保持颜色一致性与未保持颜色一致性的绘制结果对比 Fig. 7 Rendered results that with and without color coherence for comparison

制结果中颜色所表现的信息在图像之间缺乏一致 性。因此,图 7 中的对比结果说明,保持颜色一 致性绘制对直观显示电磁环境的动态变化尤为重 要,能够帮助用户更好地理解数据场的实际变化 情况。

由于在保持颜色一致性绘制时,会有颜色与数据对应关系的调整,如图7(a3)、图7(a4)与 图7(b3)、图7(b4)处所示,此时能够通过图4所 示的界面提醒用户颜色的改变,在2次调整之间 的图像序列则很好地保持了颜色一致性。调整是 为了避免绘制时由于数据值域的较大波动而造成 的颜色浪费,是保持颜色一致性绘制无法避免的 问题,将在后续深入研究并加以改善。

#### 4.3 算法执行效率

算法在集成了 NVIDIA GPU Computing SDK 4.2 的 Microsoft Visual Studio 2005 中编程实现,使用 的硬件环境包括:Intel Core i5-2400 CPU、4 GB 内 存、NVIDIA GeForce GTX 470 显卡。连续 500 帧 的运行时间统计结果如表 1 中所示,分别统计 了 2 个操作步骤的执行时间:数据处理对应于 代码中主机端从获取数据到数据绑定到纹理的 一系列操作;生成图像对应于代码中设备端的 操作。

表 1 算法执行时间统计 Table 1 Statistic of algorithm implementation time

			ms
执行过程	最短时间	最长时间	平均时间
数据处理	12.67	15.08	13.76
生成图像	6.75	8.19	7.53

由表 1 中的统计时间可以看出,算法具有较高的执行效率:2 个操作的最长时间之和为 23.27 ms,能够达到42.9 帧/s的绘制帧率。数据 处理比生成图像的执行时间长,这主要是因为数 据处理在 CPU 中串行执行,生成图像在 GPU 中 并行执行。在 CUDA 中实现的光线投射算法具 有较高的执行效率,为算法中的数据处理提供了 时间支持,使其能够完成颜色与数据对应关系的 调整等操作。当只需满足 25 帧/s 的绘制帧率 时,算法能够提供 25 ms 以上的时间以备执行更 多其他操作,利于算法的应用。

# 5 结 论

本文研究了绘制动态电磁环境时保持颜色一 致性的问题,通过对静态电磁环境绘制方法进行 针对性修改,提出了保持颜色一致性的动态电磁 环境绘制算法,实验结果表明:

 1)算法能够在保持颜色一致性的情况下绘制动态电磁环境,生成图像中的颜色变化与数据 变化一致。

 2)算法中调整颜色序列与数据的对应关系 是可行的,能够使颜色序列跟随数据的变化趋势, 减少颜色的浪费。

3)在 CUDA 下并行实现对数据场的绘制操作后,使算法具有较高的执行效率,不仅为数据处理提供了时间支持,同时为算法的实时应用提供了 25 ms 以上的时间裕度。

虽然取得了较好的绘制效果,但本文算法只



1665

是保持颜色一致性情况下绘制动态电磁环境的初步研究,有待进一步完善。

#### 参考文献 (References)

- [1] 吴迎年,张霖,张利芳,等. 电磁环境仿真与可视化研究综述[J]. 系统仿真学报,2009,21(20):6332-6338.
  WUYN,ZHANGL,ZHANGLF,et al. Survey on electromagnetic environment simulation and visualization [J]. Journal of System Simulation,2009,21(20):6332-6338(in Chinese).
- [2] CHEN P, WU L D. 3D representation of radar coverage in complicated environment [J]. Simulation Modeling Practice and Theory, 2008, 16(9):1190-1199.
- [3]杨超,徐江斌,赵健,等.基于多层等值面的电磁环境三维 可视化研究[J].系统工程与电子技术,2009,31(11): 2767-2772.

YANG C, XU J B, ZHAO J, et al. Research on 3D visualization of electromagnetic environment based on multi-isosurface [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31 (11): 2767-2772 (in Chinese).

- [4] YANG C, WU L D. GPU-based volume rendering for 3D electromagnetic environment on virtual globe [J]. International Journal of Image, Graphics and Signal Processing, 2010, 2 (1):53-60.
- [5] ZHANG Q, EAGLESON R, PETERS T M. Volume visualization: A technical overview with a focus on medical applications
   [J]. Journal of Digital Imaging, 2011, 24(4):640-664.
- [6] 冯晓萌,吴玲达,吕雅帅,等.电磁环境实时分频段绘制算法[J].北京邮电大学学报,2015,38(1):108-113.
  FENG X M, WU L D, LÜ Y S, et al. Real-time band rendering algorithm for electromagnetic environment[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2015, 38 (1):108-113(in Chinese).
- [7]杨超,徐江斌,吴玲达.硬件加速的虚拟电磁环境体可视化
  [J].北京邮电大学学报,2011,34(1):55-59.
  YANG C,XU J B,WU L D. Hardware accelerated volume visualization in virtual electromagnetic environment[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011,34 (1):55-59(in Chinese).
- [8] 冯晓萌,吴玲达,董士伟. CUDA 加速的动态电磁环境数据 场实时绘制[J].系统仿真学报,2014,26(9):2044-2049.
   FENG X M, WU L D, DONG S W. CUDA accelerated real-time rendering for dynamic electromagnetic environment volume data
   [J]. Journal of System Simulation,2014,26(9):2044-2049(in Chinese).
- [ 9 ] LEVOY M. Efficient ray tracing of volume data [ J ]. ACM Transactions on Graphics, 1990,9(3):245-261.

 [10] 贺承浩,金西,郑琳琳,等.时变数据的实时体绘制加速算 法优化[J].计算机辅助设计与图形学学报,2014,26(2): 314-319.

HE C H, JIN X, ZHENG L L, et al. Accelerated real-time volume rendering algorithm optimization for time-varying data[J]. Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics, 2014,26(2):314-319(in Chinese).

[11] 马千里,李思昆,白晓征,等. CFD 非结构化网格格心格式 数据高质量体绘制方法[J]. 计算机学报,2011,34(3): 508-516.

MA Q L,LI S K, BAI X Z, et al. High-quality volume rendering of unstructured-grid cell-centered data in CFD [J]. Chinese Journal of Computers, 2011, 34(3):508-516(in Chinese).

- [12] WANG L, GIESEN J, MCDONNELL K T, et al. Color design for illustrative visualization [J]. IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics, 2008, 14(6):1739-1746.
- [13] SCHUBERT N, SCHOLL I. Comparing GPU-based multi-volume ray casting techniques [J]. Computer Science-Research and Development, 2011, 26(1-2):39-50.
- [14] ZHANG Y B, DONG Z, MA K L. Real-time volume rendering in dynamic lighting environments using precomputed photon mapping [J]. IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics, 2013, 19(8):1317-1330.
- [15] 聂雪军. GPU 高性能编程 CUDA 实战[M]. 北京:机械工业 出版社,2011:84-101.
  NIE X J. CUDA by example an introduction to general-purpose GPU programming[M]. Beijing: China Machine Press, 2011: 84-101(in Chinese).
  [16] 周志光,陶煜波,林海. 一种有效显示隐藏特征的光线投射
- [10] 四心儿,四应议,你你,你,一个们有效业办愿赖存住的尤线投射 算法[J]. 计算机学报,2011,34(3):517-525. ZHOU Z G,TAO Y B,LIN H. A novel ray casting algorithm for the display of occluded features [J]. Chinese Journal of Computers,2011,34(3):517-525 (in Chinese).
- [17] MOLONEY B, AMENT M, WEISKOPF D, et al. Sort first parallel volume rendering [J]. IEEE Transactions on Visualization and Computer Graphics, 2011, 17(8):1164-1177.

#### 作者简介:

**冯晓萌** 男,博士研究生。主要研究方向:科学计算可视化。 E-mail: 130123feng@163.com

吴玲达 女,博士,研究员,博士生导师。主要研究方向:多媒体与虚拟现实技术。
 Tel.: 010-66364387
 E-mail: wld@ nudt. edu. cn



2016 年

# Rendering algorithm with color coherence for dynamic electromagnetic environment

FENG Xiaomeng, WU Lingda\*, YU Ronghuan

(Science and Technology on Complex Electronic System Simulation Laboratory, Equipment Academy, Beijing 101416, China)

Abstract: After studying the existing state of the art, we firstly propose an rendering algorithm with color coherence for dynamic electromagnetic environment. The definition of color coherence for rendering is that the same value in different data frames corresponds to the same color and the change of colors in different rendered images follows the changing data. Based on the definition, the algorithm of rendering static electromagnetic environment is improved to render dynamic electromagnetic environment with color coherence kept. If needed, the relationship between mapping data and colors is edited by user interaction or the principles defined for the algorithm to follow the change of data. The experimental results show that the dynamic electromagnetic environment can be rendered with color coherence kept by the algorithm and the change of data is shown in the rendering images, which is helpful for user to understand the electromagnetic environment. Furthermore, parallel implementation of the algorithm using compute unified device architecture gets a high efficiency, which is good for using it.

Key words: color coherence; dynamic rendering; ray-casting; parallel implementation; compute unified device architecture

Received: 2015-07-28; Accepted: 2015-09-11; Published online: 2015-10-09 15:52 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151009.1552.008.html Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61202129)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-66364387 E-mail: wld@nudt.edu.cn

<u>北航学报</u> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0509

# 💦 基于预测碰撞点的剩余飞行时间估计方法

李辕<sup>1,2</sup>,赵继广<sup>3,\*</sup>,白国玉<sup>1</sup>,闫梁<sup>2</sup>

(1. 装备学院 研究生院, 北京 101416; 2. 北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094; 3. 装备学院 科研部, 北京 101416)

摘 要:分别针对顺轨与逆轨拦截飞行轨迹的特点,设计了相应的剩余飞行时间 (TGO)估计方法。该方法通过对弹目碰撞点的预测,降低了发射条件差异对 TGO 估计精度的 影响。首先对线性比例导引运动方程进行变形,得到拦截弹飞行轨迹关于弹目距离的一阶微 分方程,基于预测碰撞点,对不同初始发射角造成的积分结果误差进行修正,得出了2种拦截 模式下的 TGO 解析表达式。通过与3种现有估计方法对比分析,验证了提出方法的实时性和 估计精度,且能够优化制导性能。

关键 词:导弹;制导律;剩余飞行时间估计;逆轨拦截;顺轨拦截;比例制导律 中图分类号:TJ765;TJ761.7

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1667-08

随着比例制导律<sup>[1-2]</sup>不断向最优化和多约束 条件方向发展,剩余飞行时间(TGO)作为其关键 参数,已经成为了热点研究问题。此外,TGO还 是武器战斗部设计<sup>[3]</sup>和拦截失效判断<sup>[4]</sup>的重要 依据,其估计值的精度直接影响制导飞行中的控 制力、脱靶量、捕获区域等性能指标。

在以往的研究中,通常直接将弹目相对距离 与接近速度的比值作为 TGO,并将其作为经典方 法。但此方法仅在弹道较为平直或处于平行接近 状态时,具有一定有效性;如果拦截弹在飞行过程 中机动幅度较大,则该方法误差较大。

目前对于 TGO 估计方法的研究,一类是直接 解析法:York 和 Pastrick<sup>[5]</sup>首先提出了一种基于 求解线性二次控制问题的 TGO 估计方法;Jeon 等<sup>[6]</sup>在线性条件下得出了 TGO 关于初始弹目距 离与框架角的表达式,降低了弯曲追踪轨迹带来 的误差;Liu 等<sup>[7]</sup>求得了 TGO 二次方程得近似解, 其中对拦截弹速度变化带来的影响做了补偿; Kim 等<sup>[8]</sup>根据制导律的 2 个增益常量预测飞行轨 迹,得出了基于经典估计方法的补偿系数;马国欣 等<sup>[9]</sup>将偏置比例导引中的构造角作为微分变量,并 求解得出了作为指数形式参与的 TGO 估计多项 式;李辕等<sup>[10]</sup>针对顺轨拦截情况,分别提出了拦截 非机动和机动目标的 TGO 估计方法;刘剑锋和庄 志洪<sup>[11]</sup>通过导引头一阶微分信息推导出的 TGO 估计方法与非线性卡尔曼(GHK)滤波算法具有较 好匹配性。

另一类是迭代递推法:Riggs<sup>[12]</sup>通过建立一 个简易的拦截弹切向加速度模型以解算平均加速 度,从而补偿速度变化对 TGO 估计的影响;Hull 等<sup>[13]</sup>基于对 TGO 的粗略估计,随着拦截轨迹的 改变,进行递次求近得到的 TGO 精确值;Dhananjay 和 Ghose<sup>[14]</sup>采用数值内插法递推估计 TGO,虽 然不需在每一个制导周期进行解算,但具有较大 计算量;Tahk 等<sup>[15]</sup>在 TGO 的递归计算中,对非零 框架角引起的估计误差进行了补偿;常青等<sup>[16]</sup>对 TGO 估计时,将目标在视线方向上的平均加速度 进行加权,引入算法降低了 Riggs 估计法的误差;

**引用格式**:李辕,赵继广,白国玉,等.基于预测碰撞点的剩余飞行时间估计方法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1667-1674. LIY, ZHAOJG, BAIGY, et al. Method of time-to-go estimation based on predicted crack point [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8):1667-1674 (in Chinese).

收稿日期:2015-07-31;录用日期:2015-09-06;网络出版时间:2015-09-10 17:53 网络出版地址:www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150910.1753.001.html 基金项目:国家"863"计划

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-66364196 E-mail: zjgbeijing@ 126. com

(1)

北航学报 赠 阅

2016 年

张友安和马国欣<sup>117</sup>在拦截弹框架角变化区间的 不同分段内,采用迭代法求解 TGO。

通过对比可知,直接解析法运算量小,利于在 线实时解算,但估计精度略低;迭代递推法虽然有 精度优势,但计算过程十分复杂,实时性不强。另 外,随着近年来越来越多的顺轨制导律<sup>[18-20]</sup>提 出,也需有相应的 TGO 估计方法,而目前的成果 主要针对逆轨拦截模式。因此,研究高精度、运算 简单且对拦截模式具有针对性的 TGO 估计方法 十分必要。

# 1 TGO 估算

#### 1.1 基础理论

因本文的 TGO 是在线性条件下计算,其制导 律<sup>[21]</sup>是在一定的几何关系下,将视线角和框架角 近似为"小角度",从而消除三角函数得到的线性 制导指令。虽然推导过程中存在基于小角度近似 的情况,但结论公式普遍适用。理论分析过程中, 均将目标和拦截弹考虑成质点,并忽略重力带来 的影响。

经典比例制导律的指令形式为

 $a_{\rm m} = NV_{\rm m}\dot{\lambda}$ 

式中:*a*<sub>m</sub>为拦截弹加速度;N为导航比;V<sub>m</sub>为拦 截弹速度;λ 为视线角。

拦截弹攻击静止目标的几何关系如图1所示。



*R*—弹目距离;θ—框架角。
图 1 平面几何关系

Fig. 1 Planar interception geometry

设拦截弹位置为 $(x_m, y_m)$ ,目标位置为 $(x_r, y_m)$ ,则视线角可近似为

$$\lambda = (y_{\rm t} - y_{\rm m})/R \tag{2}$$

由 *R* =*V*<sub>e</sub>*t*<sub>go</sub>, *t*<sub>go</sub>为剩余拦截时间, *V*<sub>e</sub> 为拦截弹 接近速度,并将式(2)按时间微分后得

$$\dot{\lambda} = \frac{(y_{t} - y_{m}) - \dot{y}_{m} t_{go}}{V_{o} t_{go}^{2}}$$
(3)

在线性条件下, $\lambda$  和 $\theta$ 均为小角,则可近似取  $V_{c} = V_{m}$  (4)

$$a_{m} = \ddot{y}_{m}$$
 (5)  
结合式(1)、式(3) ~ 式(5)可得

$$\ddot{y}_{m} + \frac{N}{t_{go}} \cdot \dot{y}_{m} + \frac{N}{t_{go}^{2}} \cdot (y_{i} - y_{m}) = 0$$
(6)

为便于解算,逆向考虑拦截全过程,将拦截活动 看作是拦截弹从目标位置发射,飞向发射原点。令  $t_{go}=(R_0-r)/V_c, r \in [0,R_0],其中 R_0$ 为目标与发射原 点的距离,将式(6)转化为以r为自变量的函数:

$$y''_{\rm m} + \frac{N}{R_0 - r} \cdot y'_{\rm m} + \frac{N}{(R_0 - r)^2} \cdot (y_{\rm t} - y_{\rm m}) = 0 \quad (7)$$

按照初始条件: $r = 0, y_m(0) = y_{m0} = y_1, y'_m(0) = y'_{m0}$ ,求解欧拉-柯西方程式(7)得

$$y_{\rm m}(r) = \frac{y'_{\rm m0}}{N-1} \left[ R_0 - r - \frac{(R_0 - r)^N}{R_0^{N-1}} \right]$$
(8)

将式(8)对r求导得

$$y'_{\rm m}(r) = -\frac{y'_{\rm m0}}{N-1} \left[ 1 - N \left( \frac{R_0 - r}{R_0} \right)^{N-1} \right]$$
(9)

拦截弹轨迹长度为

$$s = \int_{0}^{R_{0}} \sqrt{x'_{m}(r)^{2} + y'_{m}(r)^{2}} dr$$
 (10)

在线性条件下,近似取  $x_m(r) = r, y'_m(r)$ 为小量,按照泰勒级数可得

$$s \approx R_0 \left( 1 + \frac{{y'_{\rm m0}}^2}{4N - 2} \right)$$
 (11)

由于视线角  $\lambda$  较小,则  $s \approx V_{m} t_{go}, y'_{m0}(r) \approx \theta$ , 代人式(11)得

$$T_{\rm go} = \frac{R}{V_{\rm m}} \Big( 1 + \frac{\theta^2}{4N - 2} \Big)$$
 (12)

#### 1.2 逆轨拦截运动目标 TGO 估计

TGO 估计的主要思想是通过预测出拦截弹 与目标的碰撞点,然后按照拦截静态目标的时间 估计方法对剩余拦截时间进行估计。拦截弹在逆 轨模式下拦截目标的几何关系如图2所示。

假设拦截弹直接飞向处于预测碰撞点处的静止目标,则估计剩余飞行时间为

$$T_{\rm go} = \frac{R_{\rm m}}{V_{\rm m}} \left( 1 + \frac{\gamma^2}{4N - 2} \right)$$
(13)

式中:预测外框角可表示为 $\gamma = \theta - \beta_{\circ}$ 



1669

由于在实际情况下,各预测量均是未知的,以 下的推导则是为了消掉这些未知量。 为便于分析,取拦截弹与目标速度比为  $k = V_t / V_m$ (14)目标与预测碰撞点间距离可表示为  $R_{\rm t} = T_{\rm go} V_{\rm t}$ (15)根据图2可得出目标和拦截弹距离预测碰撞 点的三角关系为  $R_{\rm t}/\sin\beta = R_{\rm m}/\sin\lambda$ (16)由于  $\beta$  和  $\lambda$  为小角,式(16)可近似为  $R_{\rm I}/\beta = R_{\rm m}/\lambda$ (17)将式(13)~式(15)代入式(17)化简后得  $T_{go}V_{m}\underline{k}$  \_ \_ \_  $T_{\rm go}V_{\rm m}(4N-2)$ (18) $= \frac{1}{\lambda \left[ 4N - 2 + (\theta - \beta)^2 \right]}$ 通过求解方程得  $\beta = \theta + \frac{4N-2}{2k\lambda} \pm$  $\sqrt{(4N-2)^2 + 4(4N-2)(\theta k\lambda - \lambda^2 k^2)}$  (19) 按照泰勒级数方法展开根号下内容,可取得 预测内框角有效值为

 $\beta = k\lambda \tag{20}$ 

根据图 2 可得出拦截弹距离预测碰撞点距离 和弹目距离的三角关系为

$$\frac{R_{\rm m}}{\sin\lambda} = \frac{R}{\sin(\pi - \lambda - \beta)}$$
(21)

由于λ和β为小角,式(21)可近似为

$$\frac{R_{\rm m}}{\lambda} = R/(\lambda + \beta) \tag{22}$$

将式(20)和式(22)代入式(13)得

$$T_{\rm go} = \frac{R}{V_{\rm m}(1+k)} \Big[ 1 + \frac{(\theta - k\lambda)^2}{4N - 2} \Big]$$
(23)

# 1.3 顺轨拦截运动目标 TGO 估计

拦截弹在顺轨模式下拦截目标的几何关系如 图 3 所示。

根据图 3 可得出目标和拦截弹距离预测碰撞 点的关系可近似为



Fig. 3 Head-pursuit interception geometry

将式(13)~式(15)代入式(24)化简后,通过 求解方程,可取得预测内框角有效值为 β=π-kλ (25)

根据图 3 可得出拦截弹距离预测碰撞点距离 和弹目距离的三角关系可近似为

$$\frac{R_{m}}{\lambda} = \frac{R}{\pi - \lambda - \beta}$$
(26)  
将式(25)和式(26)代人式(13)得

$$T_{\rm go} = \frac{R}{V_{\rm m}(k-1)} \left[ 1 + \frac{(\pi - \theta - k\lambda)^2}{4N - 2} \right]$$
(27)

# 2 仿真验证

仿真验证主要与韩国的 Tahk 小组和印度的 Ghose 小组近年提出的 TGO 估计方法作对比。

Tahk 小组根据几何关系推导出 TGO 估计的 解析式<sup>[15]</sup>:

$$T_{\rm go} \approx \frac{R}{V_{\rm m}} \Big( 1 + \frac{\phi^2}{4n - 2} \Big) \qquad n > 0$$
 (28)

可直接用以 TGO 计算(φ 为拦截弹速度倾 角),以下简称解析法;Ghose 小组是通过方程

$$h(n + 1) = h(n) - \frac{h(n)}{h'(n)}$$
(29)

经数次递推后预测拦截点(h 为出目标飞行路径长度)再根据目标速度解算 TGO<sup>[14]</sup>,以下简称递推法。此外,由于经典 TGO 估计法(T<sub>go</sub>=R/V<sub>c</sub>,V<sub>c</sub> 为 弹目接近速度)应用广泛,也将其作为对比对象。

仿真采用 MATLAB 在 CPU 主频为 2.6 GHz 的 PC 机上进行,仿真步长选取为 0.000 2 s。

#### 2.1 不同框架角下的 TGO 仿真验证

通过仿真,分别在不同初始框架角下,计算各 方法所估计出的 TGO 误差:逆轨模式下,分别与 其他 3 种方法对比;顺轨模式下,解析法和递推法 不再适用,仅与经典法对比,结果如图 4 所示。同 时,随机选取某次拦截全过程,分别记录 4 种方法 估计 TGO 所需 CPU 时间,等间隔采样 50 个值,结 果如图 5 所示。

由图 4 可知,对于不同框架角下的 TGO 初始 值估计,经典法与预测碰撞点法相比,均存在较大 的估计误差。在逆轨模式下,预测碰撞点法与解 析法相比估计精度有较大提高;但与递推法相比, 在框架角较大时,精度下降。这是由于预测碰撞 点法通过"小角度"近似消除框架角的三角函数, 框架角在接近 90°时,线性条件下的近似虽然合 理,但误差有所增大;而递推法在多步迭代计算过 程中存在误差补偿修正,故框架角较大时估计效 果更好。



不同初始框架角下 TGO 估计误差 图 4 Fig. 4 TGO estimation error at different initial heading errors

由图5可知,经典法计算最简单,TGO估计 所需 CPU 时间最少,其均值小于 2 × 10<sup>-5</sup> s:预测 点估计法与解析法所用时间相近,均值都为 2.1×10<sup>-5</sup>s;递推法运算量最大,所需平均时间 为 6. 576 × 10<sup>-5</sup> s, 实时性最差。这是由于递推法 在计算过程中通常需要迭代4~5步,TGO估计



北航学报

值才能趋于平稳,因而计算时间最长。

随着制导律不断采用最优化算法,其本身 计算量已较难达到实时性要求,而对于 TGO 的 估算应尽量为运算周期节约时间。递推法虽然 在框架角较大时有一定优势,但在制导全过程 中,实时性不高,故在以下的仿真中,不作为对 比对象。

在逆轨模式下,分别选取初始框架角为10°、 40°、70°,采用比例系数为3的纯比例(PPN)制导 律完成目标拦截仿真;在顺轨模式下,分别选取框 架角为110°、140°、170°,采用比例系数为3的负 比例(RPN)制导律完成目标拦截仿真。各仿真 完成后,确定拦截总时间止,取实时的剩余拦截时 间  $t_{so} = t_f - t$ ,得到各方法的 TGO 估计误差如图 6 所示。

由于解析法仅在逆轨拦截模式下有效,因而



不同初始框架角下拦截过程 TGO 估计误差 图 6

Fig. 6 TGO estimation error during interception at different initial heading errors



1671

在顺轨拦截模式下仅与经典 TGO 估计法作比较。 从图 6 中可知,逆轨模式下预测碰撞点法不论在 初始时刻还是拦截全过程中,都具有最高的估计 精度,解析法次之,经典法误差最大;顺轨拦截模 式下,预测碰撞点法较经典法同样具有全面优势。 其中,当框架角选取为 110°拦截时间在 1 s 时,预 测碰撞点的估计误差发生正负变化,是由算法系 数项中  $π - θ - k\lambda$  随框架角和视线角改变而发生 正负偏转所导致。

## 2.2 TGO 估计对制导律性能的影响

为进一步验证 TGO 估算方法对制导律性能 的影响,在不同初始路径倾角下,直接将各方法的 估算值用以制导运算。仿真参数如表1所示。

Table 1Simulation para	ameters
参数	取值
目标速度/(m·s <sup>-1</sup> )	1 500
拦截弾速度/(m・s <sup>-1</sup> )	600
初始弹目距离/m	10 000
拦截弹失效距离/m	30
初始视线角/(°)	8
目标初始路径倾角/(°)	0
导航比	3

表1 仿真参数

拦截弹进入失效距离后,重复执行失效前最后的制导指令。逆轨拦截的仿真结果如表 2 和图 7 所示(图中1~4 为表 2 中的方案1~方案4)。表 2 中控制力按照  $\int |a| dt^{[22]}$ 进行计算,图 7(b)中的误差为估计值与实际值的差值。

由仿真结果可知,在不同初始路径倾角条件下,采用预测碰撞点法的 TGO 估计误差小于解析法,从而其初始加速度和控制力都较小。在初始路径倾角为 75°时,由图 7(b)中前 2 s 的曲线可知,预测碰撞点法的 TGO 估计误差收敛性更强,这是由于式(23)中将弹目速度比 k 作为预测碰撞框架角  $\theta - k\lambda$  的增益,对实际框架角变化更为敏感。而 TGO 误差直接反映在拦截弹指令加速度上,虽然预测碰撞点法飞行时间较长,但由图 7(c)可知在 4 s 以后,加速度趋近于 0,拦截基本趋于平行接近,对时间的积分数值很小,故而最终控制力具有明显优势。

顺轨拦截目标的初始参数见表 1,结果见表 3 和图 8。仿真结论与逆轨拦截相似,不再赘述。

在拦截机动目标的仿真中,参数不变,目标采用1g加速度进行恒值机动。为方便与拦截非机动目标的仿真对比,初始路径倾角选择 20°和160°,仿真结果如表4及图9所示。

表 2 逆轨拦截各方案结果

Table 2	Head-on	interception	results	of	different scenarios
---------	---------	--------------	---------	----	---------------------

					<u> </u>
方案	初始路径倾角/(°)	TGO 估计方法	实际飞行总时间/s	初始加速度/g	控制力/(m・s <sup>-1</sup> )
1	75	预测碰撞点法	5.09	- 12.45	106.4643
2	75	解析法	4.96	-13.01	125.0685
3	20	预测碰撞点法	4.74	22.05	201.8313
4	20	解析法	4.79	22.21	202.4192





Fig. 7 Simulation results of head-on interception

|--|

Table 3	Head-pursuit	interception	results	of	different	scenarios
---------	--------------	--------------	---------	----	-----------	-----------

方案	初始路径倾角/(°)	TGO 估计方法	实际飞行总时间/s	初始加速度/g	控制力/(m・s <sup>-1</sup> )
1	105	预测碰撞点法	10.77	5.14	94.97
2	105	经典法	10.93	4.84	111.45
3	160	预测碰撞点法	10.94	-9.43	182.59
4	160	经典法	10.75	- 10.55	209.71





#### 图 8 顺轨拦截目标仿真结果



#### 表4 拦截机动目标各方案结果







结合图 7(b)、图 8(b)和图 9(b)可知,在目标机动情况下,由于目标路径改变,导致 TGO 估计误差初值有所增加。当初始路径倾角为 20°时,预测碰撞点法的估计误差初值增大了 0.004 s,解析法增大了 0.005 s;初始路径倾角为 160°时,预测碰撞点法的估计误差初值增大了 0.053 s,经典法增大了 0.071 s。对于机动目标,预测碰撞点法虽然误差变大,但估计精度和制导性能仍优于其他两者。

# 3 结 论

1)针对顺/逆轨拦截模式,提出了基于预测 碰撞点的剩余拦截时间估计方法。该方法基于线 性的 RPN/PN 制导律,通过假设出的预测碰撞 点,求解二阶微分方程并积分得出拦截弹路径,建 立拦截弹和目标飞行时间的等式,进而得出预测 碰撞点位置和剩余拦截时间。通过与3种不同 TGO 估计方法对比,验证了基于预测碰撞点 TGO 估计法的有效性,并具有精确度高、控制力小等特点。

2)本文提出的 TGO 估计方法所需参数少、 计算简单、实时性好,其思想对于不同制导律都易 于移植和实施,尤其是算法复杂多变的最优制 导律。

#### 参考文献 (References)

- [1] RYOO C, CHO H, TAHK M. Time-to-go weighted optimal guidance with impact angle constraints [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, 14(3):483-492.
- [2] KIM K B, KIM M, CHOI J W. Modified receding horizon guidance law with information on small accurate time-to-go [J].
   IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2):725-729.
- [3] TANAKA A, MAEDA H. Studies on the time-to-go indexing control scheme for an automatic aircraft landing system [J]. Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, 1973, 16(31):1-18.
- [4] WHANG I, RA W. Time-to-go estimation filter for anti-ship missile application [C] // Society of Instrument and Control Engi-



neers (SICE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:247-250.

- [5] YORK R, PASTRICK H. Optimal terminal guidance with constraints at final time [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1977,14(6):381-382.
- [6] JEON I, LEE J, TAHK M. Impact-time-control guidance law for anti-ship missiles [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, 14(2):260-266.
- [7] LIU P, SUN R, LI W. Homing guidance law with falling angle and flying time control [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2014, 21(1):55-61.
- [8] KIM T H, LEE C H, TAHK M J. Time-to-go polynomial guidance with trajectory modulation for observability enhancement [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013,49(1):55-73.
- [9] 马国欣,张友安,李君.带导引头视场限制的多约束导引律 及剩余时间估计[J].系统工程与电子技术,2014,36(8): 1609-1613.

MA G X,ZHANG Y A, LI J. Guidance law with multiple constraints and seeker field-of-view limit and the time-to-go estimation[J]. Systerms Engineering and Electronics, 2014, 36(8): 1609-1613(in Chinese).

- [10] 李辕,闫梁,赵继广,等.顺轨拦截模式剩余飞行时间估计方法研究[J].航空学报,2015,36(9):3032-3041.
  LI Y,YAN L,ZHAO J G, et al. Method of time-to-go estimation for head-pursuit interception mode[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2015,36(9):3032-3041(in Chinese).
- [11] 刘剑锋,庄志洪.利用导引头测角信息进行遭遇段剩余飞行时间估计的算法[J]. 兵工学报,2006,27(1):27-31.
  LIU J F, ZHUANG Z H. The algorithm of time-to-go using angle information provided by seeker during missile-target encounter
  [J]. Acta Armamentarii,2006,27(1):27-31(in Chinese).
- [12] RIGGS J T L. Linear optimal guidance for short range air-to-air missile [C] // Proceedings of National Aerospace and Electronics Conference NAECON' 79. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1979:757-764.
- [13] HULL D G, RADKE J J, MACK R E. Time-to-go prediction for homing missiles based on minimum-time intercepts[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1991, 14(5):865-871.
- [14] DHANANJAY N, GHOSE D. Accurate time-to-go estimation for

proportional navigation guidance [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(4):1378-1383.

- [15] TAHK M, RYOO C, CHO H. Recursive time-to-go estimation for homing guidance missiles [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(1):13-24.
- [16] 常青,邢超,李言俊.利用导弹轴向加速度估算剩余飞行时间的新方法[J].弹箭与制导学报,2002,22(4):112-114. CHANG Q,XING C,LI Y J. A new method for time-to-go using the acceleration along the axis of missile[J]. Journal of Projectiles Rockets Missiles and Guidance,2002,22(4):112-114(in Chinese).
- [17] 张友安,马国欣.大前置角下比例导引律的剩余时间估计算法[J].哈尔滨工程大学学报,2013,34(11):1409-1414.
  ZHANG Y A, MA G X. Time-to-go estimation algorithm for the proportional navigation guidance law with a large lead angle
  [J]. Journal of Harbin Engineering University,2013,34(11): 1409-1414(in Chinese).
- [18] PRASANNA H M, GHOSE D. Retro-proportional-navigation: A new guidance law for interception of high-speed targets [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2012, 35(2):377-386.
- [19] SHIMA T. Intercept-angle guidance [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2011, 34(2):484-492.
- [20] TAL S, GOLAN O M. Head pursuit guidance [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2007, 30(5):1437-1444.
- [21] ZARCHAN P. Tactical and strategic missile guidance [M]. 3rd ed. Reston: AIAA,2002:15.
- [22] YUAN P, CHERN J. Ideal proportional navigation [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1992, 15(5):1161-1165.

#### 作者简介:

**李辕** 男,博士研究生。主要研究方向:航天任务分析与设计。 Tel.: 010-66364196

E-mail: bartholomew\_lee@ hotmail. com

**赵继广** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航天任 务分析与设计。 Tel.: 010-66364196

E-mail: zjgbeijing@126.com



# Method of time-to-go estimation based on predicted crack point

LI Yuan<sup>1,2</sup>, ZHAO Jiguang<sup>3,\*</sup>, BAI Guoyu<sup>1</sup>, YAN Liang<sup>2</sup>

(1. Department of Postgraduate, Equipment Academy, Beijing 101416, China;

2. Institute of Tracking and Telecommunications Technology, Beijing 100094, China;

3. Department of Scientific Research, Equipment Academy, Beijing 101416, China)

Abstract: Aimed at the different characters of the head-pursuit and head-on interception flight trajectory, the time-to-go (TGO) estimation methods are designed. According to the prediction of the crack point for the interceptor and target, the influence of different launch conditions on the precision of TGO estimation is decreased. At first, the linear proportional navigation motion equation is transformed, and the first order differential equation about the distance between interceptor and target is obtained. Based on the predicted crack point, the error for the integration result caused by the different initial launch angles is corrected. Then the TGO analytical expressions of two interception models are obtained. Compared with the existing three methods, the simulation result verifies the real time performance and the estimation precision of the proposed method which is able to optimize the guidance performance effectively.

Key words: missiles; guidance law; time-to-go estimation; head-on interception; head-pursuit interception; proportional navigation guidance law

Received: 2015-07-31; Accepted: 2015-09-06; Published online: 2015-09-10 17:53 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20150910.1753.001.html Foundation item: National High-tech Research and Development Program of China

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-66364196 E-mail: zjgbeijing@ 126.com



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2105. 0521

# 基于过程神经网络的液体火箭发动机状态预测



聂侥,程玉强,吴建军\*

(国防科学技术大学 航空科学与工程学院,长沙 410071)

摘 要:提出一种基于极限学习算法的离散过程神经网络模型,用于解决液体火箭 发动机状态预测这一难题。首先,在历史数据的基础上建立离散过程神经网络(DPNN)预测 模型;然后,根据在线更新的数据样本,采用递推极限学习(EL)算法对双并联前馈离散过程神 经网络(DPFDPNN)隐层到输出层的权值进行更新,并应用权值更新后的过程神经网络对发动 机状态进行预测;最后,以液体火箭发动机状态预测中氢涡轮泵扬程预测为例,分别采用有权 值更新和无权值更新两种预测模型进行了试验。结果表明,通过更新过程神经网络权值可以 使模型具有更高的预测精度和更好的适应能力,该方法能够为液体火箭发动机状态预测提供 一种有效的解决途径。

关键 词:液体火箭发动机;状态预测;离散过程神经网络;极限学习算法;递推算法中图分类号: V434.1; TP277

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1675-07

液体火箭发动机结构复杂,工作环境恶劣,是 故障敏感多发部位,对其工作状态进行预测是发 现早期故障并采取相应措施的重要手段,特别是 对于可重复使用液体火箭发动机,状态预测是提 高其系统安全性、完好性和保障任务成功的关键 技术。液体火箭发动机是由许多不同独立动态环 节彼此交叉耦合构成的复杂热流体动力系统,通 过建立其准确的数学模型来进行状态预测是十分 困难的。而基于数据驱动的预测技术不需要系统 的先验知识(数学模型与专家经验),只以采集的 数据为基础,是一类较为实用的预测方法<sup>[1]</sup>,其 中比较有代表性的是人工神经网络预测方法,目 前针对液体火箭发动机状态预测的研究多基于此 类方法<sup>[2-5]</sup>。由于信息处理模式的局限性,传统 人工神经网络在实际应用还存在以下问题:①对 时间信息利用较少,预测精度有待提高;②预测模 型泛化能力较差,往往只能对单一参数进行预测; ③预测模型容错性能一般,自适应性较差。

为解决上述问题,本文采用过程神经网络 (Process Neural Network, PNN) 建立预测模型,作 为一种近年来快速发展的数据驱动算法,过程神 经网络可以同时处理时空二维信息,具有容错性 好、预测精度高和自适应性强等优点,对复杂时变 系统的输入/输出问题具有较强的建模能力。近 年来,已经有不少学者将过程神经网络用于解决 复杂系统状态预测问题,并取得了一系列的研究 成果[6-10]。这些研究成果为过程神经网络在复杂 系统状态预测问题上的应用奠定了坚实的基础,但 是要将其用于液体火箭发动机的状态预测还存在 以下两个问题需要解决:①液体火箭发动机的测量 数据多为离散数据,而采用过程神经网络建模时, 需要将离散数据拟合成连续函数作为网络输入,由 于测量数据很少存在解析函数形式,拟合时会造成 一定的信息丢失和精度损失;②一般的过程神经网 络模型多采用离线数据进行训练,网络结构固定不 变,不能对新获取的测量样本进行有效利用。

收稿日期: 2015-08-10; 录用日期: 2015-12-09; 网络出版时间: 2016-01-12 15:20

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160112.1520.001.html

**引用格式**: 聂饶, 程玉强, 吴建军. 基于过程神经网络的液体火箭发动机状态预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1675-1681. NIE Y, CHENG Y Q, WU J J. Condition prediction of liquid propellant rocket engine based on process neural networks [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1675-1681 (in Chinese).

基金项目:国家自然科学基金 (51206181,51506219)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.:0731-84575198 E-mail: jjwu@nudt.edu.cn

2016 年

针对上述问题本文提出一种基于极限学习算 法的离散过程神经网络(Discrete Process Neural Network,DPNN)预测模型,首先利用离线数据训练 网络,然后基于极限学习算法对过程神经网络隐层 到输出层的权值进行更新,进而提高过程神经网络 。预测精度和适应能力。通过对液体火箭发动机涡 轮泵扬程进行预测试验证明了算法的可行性,并采 用无权值更新的过程神经网络模型进行了对比分 析。结果表明,通过自动更新权值可以使过程神经 网络具有更高的预测精度和较强的适应能力。

## 1 离散过程神经网络预测模型

当液体火箭发动机处于稳定工作状态时, 各个组件性能的变化或者故障均会引起状态监测参数的改变<sup>[11-13]</sup>,因此可以通过预测状态监测参数的变化来预测发动机的工作状态。状态 监测参数的变化一般由传感器采样获取,可将 其视为一种时间序列。因此,液体火箭发动机 状态预测问题可以归结为状态监测参数时间序 列的预测问题。

设某一监测参数时间序列为 $\{x_i\}$ ,其预测问题 等价于应用历史测量数据 $\{x_i, x_{l-1}, \dots, x_i\}$ 对未来数 据 $x_{l+h}(h>0)$ 进行估计。假设存在如下映射关系:  $x_{l+h} = G(x_i, x_{l-1}, \dots)$  (1)

此时监测参数的预测问题可以转化为应用过 程神经网络对函数 *G*(•)进行逼近的问题。由 于液体火箭发动机工作时间相对较短一般 *h* 取 1,此时称为单步预测或短期预测。

双并联前馈离散过程神经网络具有良好的泛 化能力和较快的收敛速度,因此本文采用双并联 前馈过程神经网络对 *G*(•)进行逼近,其结构如 图 1 所示。网络主要由输入层、隐层和输出层组 成,其中输入层直接并联到输出层。

一般过程神经网络的输入为连续函数,需要将 离散数据拟合成时变函数作为过程神经网络的输





Fig. 1 Structure of double parallel feedforward discrete process neural network

入。为了直接利用传感器的采样数据作为过程神经 网络输入,根据文献[14]采用卷积和作为时间聚合 算子,建立双并联前馈离散过程神经网络(Double Parallel Feedforward Discrete Process Neural Network, DPFDPNN)模型。设过程神经网络输入向量为  $X(L) = [x_1(L), x_2(L), \dots, x_n(L)]$  (2) 式中: $x_n(L)$ 为某一状态监测参数构成的时间序 列,其长度为 L。设  $K(\cdot)$ 为时间聚合算子,记  $x_i(l)(i=1,2,\dots,n,l=1,2,\dots,L)$ 为序列  $x_i(L)$ 中 第 l个元素,其对应的权值为  $\omega_i^{L-l+1}, \omega_i$ 为随机初 始值,则时间聚合运算可以表示为<sup>[14]</sup>

$$K[x_{i}(L), \omega_{i}] = \sum_{l=1}^{L} x_{i}(l) \omega_{i}^{L-l+1}$$
(3)

增加时间聚合算子的过程神经网络输入和输 出映射关系为

$$y = \sum_{j=1}^{m} v_j f\left(\sum_{i=1}^{n} K[x_i(L), \omega_{ji}] - \theta_1^j\right) + \sum_{i=1}^{n} u_i x_i(L) - \theta_2 = \sum_{j=1}^{m} v_j f\left(\sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_i(l) \omega_{ji}^{L-l+1} - \theta_1^j\right) + \sum_{i=1}^{n} u_i x_i(L) - \theta_2$$
(4)

式中:m 为隐层神经元个数; $\omega_{ji}$ 为输入层第 i 个输入单元与隐层第 j 个神经元之间的连接权值; $u_i$ 为输入层第 i 个输入单元与输出层过程神经元之间的连接权值; $v_j$ 为隐层第 j 个神经元与输出层的权值; $\theta_1'$ 为隐层第 j 个神经元的激励阈值; $\theta_2$ 为输出层激励阈值。

根据历史测量数据给定的 S 组离线学习样本 为 $\{x_{1,s}(L), x_{2,s}(L), \dots, x_{ns}(L); d_s\}_{s=1}^{s}$ ,其中  $x_{ns}(L)$ 为第 s 组样本的第 n 个时间序列,其长度为  $L; d_s$ 为第 s 组样本的期望输出, $y_s$  为相应的真实输出, 则离散过程神经网络的期望输出与真实输出之间 的平方和误差函数(SSE)可以定义为

$$SSE = \sum_{s=1}^{S} (d_s - y_s)^2 = \sum_{s=1}^{S} \left[ d_s - \sum_{j=1}^{m} v_j f\left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{is}(l) \omega_{ji}^{L-l+1} - \theta_1^i \right) + \sum_{i=1}^{n} u_i x_{is} - \theta_2 \right]^2$$
(5)

$$\diamondsuit \mathbf{E}^{\mathrm{T}} = [e_1, e_2, \cdots, e_s] \qquad e_s = d_s - y_s$$
$$\mathbf{W}^{\mathrm{T}} = [\omega_{11}, \omega_{12}, \cdots, \omega_{1n}, \cdots, \omega_{m1}, \omega_{m2}, \cdots, \omega_{mn}, \\ \theta_1^1, \theta_1^2, \cdots, \theta_1^m, v_1, v_2, \cdots, v_m, \theta_2]$$

根据 Levenberg-Marquardt (LM)算法<sup>[15]</sup>, W 的迭代调整规则为



 $\Delta W(q) = - \left[ J^{\mathrm{T}}(W(q)) \cdot J(W(q)) + \right]$  $\boldsymbol{\mu}(q) \cdot \boldsymbol{I}]^{-1} \cdot \boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{W}(q) \cdot \boldsymbol{E}(\boldsymbol{W}(q)))$ (6) $W(q + 1) = W(q) + \Delta W(q)$ 

式中:J(W)为关于 W 的雅可比矩阵;q 为迭代次 数;I 为单位矩阵;μ 为学习速率。网络的离线学 习步骤如下:

Step 1 确定过程神经网络结构并设置过程 神经网络学习误差精度  $\varepsilon$ ,最大迭代次数 M,初始 化过程神经网络参数  $\boldsymbol{\omega}_{ii} \cdot \boldsymbol{v}_i \cdot \boldsymbol{\theta}_1^j \cdot \boldsymbol{\theta}_2$  和迭代次数  $q_{\circ}$ 

Step 2 将所有样本输入到过程神经网络, 计算误差平方和 SSE 和矩阵 J(W)。

Step 3 根据式(6)调整参数向量 W,将调整 后的参数向量代入式(5)重新计算 SSE,如果新 SSE 的值大于 Step 2 中的 SSE,则重复 Step 3;如果 新 SSE 的值小于 Step 2 中的 SSE ,则转到 Step 4🏹

Step 4 如果 SSE 小于  $\varepsilon$  或者 q 大于 M,则 转到 Step 5;否则转到 Step 3。

Step 5 输出学习结果,停机。

至此,可采用训练好的过程神经网络代替函 数  $G(\cdot)$ ,根据式(1)对发动机状态进行预测。

#### 2 网络权值更新算法

虽然离线过程神经网络预测模型可以方便

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{\omega}, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} f_{11} \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{i1}(l) \boldsymbol{\omega}_{ji}^{L-l+1} - \boldsymbol{\theta}_{1}^{j} \right) & \cdots \\ \vdots \\ f_{1N_{0}} \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{iN_{0}}(l) \boldsymbol{\omega}_{ji}^{L-l+1} - \boldsymbol{\theta}_{1}^{j} \right) & \cdots \end{bmatrix}$$

称为隐层输出矩阵,其中:f<sub>mNo</sub>(·)表示输入为第  $N_0$ 个样本在第 m 个神经元作用下的输出; $\beta$  为权 值矩阵,由隐层到输出层的权值组成,即

 $\boldsymbol{\beta} = \left[ v_1', v_2', \cdots, v_m' \right]^{\mathrm{T}}$ (10)

其中: $v_{m}$ 为第 m 个待求权值。由式(7)将 N<sub>0</sub>个样 本的期望输出表示为

$$T = \left[ d_1 - \sum_{i=1}^n u_i x_{i1}(L) + \theta_2, d_2 - \sum_{i=1}^n u_i x_{i2}(L) + \theta_2, \dots, d_{N_0} - \sum_{i=1}^n u_i x_{iN_0}(L) + \theta_2 \right]^{\mathrm{T}}$$
(11)

对于式(8),当 $N_0$ 个样本确定后,矩阵T和 H 也为确定的数值矩阵,权值矩阵 $\beta$  为待求矩 阵。β可以通过 Moore-Penrose 广义逆和线性系 统最小范数最小二乘解得到[16],即

$$\hat{\boldsymbol{\beta}} = \boldsymbol{H}^{\dagger} \boldsymbol{T} \tag{12}$$

式中: $H^{\dagger} = (H^{T}H)^{-1}H^{T}$ 为 H 的 Moore-Penrose 广 义逆。由式(12)可以求出更新 N<sub>0</sub> 个样本后过程 神经网络隐层到输出层的权值,记此时的权值矩

地对液体火箭发动机工作状态进行预测,但是其 结构和阈值是预先设定好的,不能根据新获取的 数据样本进行调整,对新的数据样本不能有效利 用。另一方面,液体火箭发动机工作环境恶劣工 况复杂,当出现故障或者干扰后,离线预测模型精 度将受到较大影响。为有效利用更新数据的信 息,提高过程神经网络容错能力和适应性,本文在 文献 [16] 基础上提出一种基于极限学习算法 (Extreme Learning Algorithm, ELA)的过程神经网 络权值更新算法,根据新获取的数据样本对过程 神经网络隐层到输出层权值进行自动更新,以提 高预测精度。

设在线更新 N。个样本为

 $\{x_{1n_0}(L), x_{2n_0}(L), \cdots, x_{nn_0}(L); d_{n_0}\}_{n_0=1}^{N_0}$ 

对于每一个更新的样本,若网络输出误差为 0.则有

$$d_{n_{0}} = \sum_{j=1}^{m} v_{j} f\left(\sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{in_{0}}(l) \omega_{ji}^{L-l+1} - \theta_{1}^{j}\right) + \sum_{i=1}^{n} u_{i} x_{in_{0}}(L) - \theta_{2}$$
(7)  
对于  $N_{0}$  个样本,则有  
 $T = H \cdot \beta$   
式中:

式中:

$$f_{m1} \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{i1}(l) \omega_{ji}^{L-l+1} - \theta_{1}^{j} \right) \\ \vdots \\ f_{mN_{0}} \left( \sum_{i=1}^{n} \sum_{l=1}^{L} x_{iN_{0}}(l) \omega_{ji}^{L-l+1} - \theta_{1}^{j} \right) \right]_{N_{0} \times m}$$

$$(9)$$

阵为 $\boldsymbol{\beta}_0 = (\boldsymbol{H}_0^T \boldsymbol{H}_0)^{-1} \boldsymbol{H}_0^T \boldsymbol{T}_0 = \boldsymbol{K}_0 \boldsymbol{H}_0^T \boldsymbol{T}_0$ 。设再次更新 的 N<sub>1</sub>个样本为

$$\{ x_{1n_{1}}(L), x_{2n_{1}}(L), \cdots, x_{nn_{1}}(L); d_{n_{1}} \}_{n_{1}=1}^{N_{1}}$$
  

$$\text{ ubt $\widehat{m}$ b$ $\mathcal{L}$ $\mbox{$\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline{l}$ $\widehat{m}$ $\underline{l}$ $\underline$$

式中:

$$K_{1} = \begin{bmatrix} H_{0} \\ H_{1} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \begin{bmatrix} H_{0} \\ H_{1} \end{bmatrix} = K_{0} + H_{1}^{\mathrm{T}} H_{1}$$
(14)  
$$\forall \mathbf{J} \mathbf{J} (13) \# \mathbf{f} \underline{\mathbf{8}} \# \mathbf{f}$$

$$\boldsymbol{\beta}_{1} = \boldsymbol{K}_{1}^{-1} \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{0} \\ \boldsymbol{H}_{1} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{0} \\ \boldsymbol{H}_{1} \end{bmatrix} = \boldsymbol{K}_{1}^{-1} (\boldsymbol{H}_{0}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{0} + \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{1}) = \\ \boldsymbol{K}_{1}^{-1} (\boldsymbol{K}_{0} \boldsymbol{K}_{0}^{-1} \boldsymbol{H}_{0}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{0} + \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{1}) = \\ \boldsymbol{K}_{1}^{-1} (\boldsymbol{K}_{0} \boldsymbol{\beta}_{0} + \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{1}) = \\ \boldsymbol{K}_{1}^{-1} [(\boldsymbol{K}_{1} - \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}_{1}) \boldsymbol{\beta}_{0} + \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{T}] = \\ \boldsymbol{\beta}_{0} + \boldsymbol{K}_{1}^{-1} \boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}} (\boldsymbol{T}_{1} - \boldsymbol{H}_{1} \boldsymbol{\beta}_{0})$$
(15)  
 
$$\boldsymbol{U} \mathbb{W} \overset{*}{=} \overset{\times}{=} \overset{\times}$$

有如下递推公式成立:

$$\begin{cases} \boldsymbol{K}_{k+1} = \boldsymbol{K}_{k} + \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_{k+1} \\ \boldsymbol{\beta}_{k+1} = \boldsymbol{\beta}_{k} + \boldsymbol{K}_{k+1}^{-1} \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} (\boldsymbol{T}_{k+1} - \boldsymbol{H}_{k+1} \boldsymbol{\beta}_{k}) \\ \text{根据 Woodbury 规则}^{[18]} 有 \end{cases}$$
(16)

$$K_{k+1}^{-1} = (K_{k} + H_{k+1}^{T} H_{k+1})^{-1} = K_{k}^{-1} - K_{k}^{-1} H_{k+1}^{T} (I + H_{k+1} K_{k}^{-1} H_{k+1}^{T})^{-1} H_{k+1} K_{k}^{-1}$$
(17)  

$$\Leftrightarrow P_{k+1} = K_{k+1}^{-1}, \text{ ] } \mathring{B} \mathring{H} \overrightarrow{\Pi} \bigcup \overrightarrow{\square} \overleftrightarrow{\square} \overleftrightarrow{\square}$$

 $P_{k+1} = P_{k} + P_{k} H_{k+1}^{\mathrm{T}} (I + H_{k+1} P_{k} H_{k+1}^{\mathrm{T}})^{-1} H_{k+1} P_{k}$ (18)  $\beta_{k+1} = \beta_{k} + P_{k+1} H_{k+1}^{\mathrm{T}} (T_{k+1} - H_{k+1} \beta_{k})$ (19)

根据式(18)和式(19)就可对权值进行迭代 更新。综上,采用权值更新算法的过程神经网络 进行预测时,其过程可分为如下两个阶段:

1) 离线训练阶段

根据预测参数的历史数据设置离线过程神经 网络结构,并根据第2节的内容对过程神经网络 进行训练获得离线预测模型。

2) 更新权值预测阶段

① 利用离线模型进行预测,并同步记录实时 更新的样本,当样本更新个数为 $N_0$ 时(取 $N_0 \ge m$ ),根据式(9)计算初始隐层输出矩阵 $H_0$ 与初始权值矩阵 $\beta_0 = P_0 H_0^{T} T_0$ ,其中 $P_0 = (H_0^{T} H_0)^{-1}$ 。

②利用①中更新权值的过程神经网络模型 进行在线预测,并同步记录更新样本,当样本更新 个数为 $N_1$ 时(可取 $N_1 \ge N_0$ ),根据式(18)和 式(19)在线更新输出权值矩阵。

③ 重复②的过程,每当样本更新  $N_k$ (可取  $N_k \ge N_0$ )后,利用递推公式求出新的权值矩阵进行预测,直至停机。完整流程如图 2 所示。



#### propellant rocket engine

### **3** 验证算例

涡轮泵是泵压式液体火箭发动机的重要部件,也是故障多发部位<sup>[19-20]</sup>。当发动机稳定工作时,涡轮泵的性能衰退或故障均会引起涡轮泵扬 程的改变,所以涡轮泵扬程是涡轮泵状态预测的 重要对象,也是判断液体火箭发动机健康状态的 重要依据。本文以某型号火箭发动机氢涡轮扬程 预测为例,分别采用有权值更新和无权值更新的 过程神经网络模型对扬程进行预测,并对仿真结 果进行了比较和讨论。

取某型号液体火箭发动机 2 次地面试车氢涡 轮扬程数据,试车编号分别为 C0716 和 C0725,每 组数据 200 个采样点,采样间隔为 0.1 s,采样数 据构成的时间序列分别为

 $C0716 = \{x_1^{716}, x_2^{716}, \cdots, x_{200}^{716}\}\$  $C0725 = \{x_1^{725}, x_2^{725}, \cdots, x_{200}^{725}\}\$ 

扬程采样数据经归一化处理后如表 1 所示。 将上述时间序列中连续的 9 个数据作为历史数据,即 {x<sup>a</sup><sub>r</sub>,x<sup>a</sup><sub>r+1</sub>,…,x<sup>a</sup><sub>r+8</sub>}, a 取 716 或者 725。

以相邻第10个数据 x<sup>a</sup><sub>r+9</sub>作为过程神经网络 预测模型的理想输出,即假设:

 $x_{r+9}^{a} = G(x_{r+8}^{a}, x_{r+7}^{a}, \cdots, x_{r}^{a})$ 

这样每次试车数据都可以得到191组试验样本,各取前91组样本,共182组样本对离散过程神经网络进行训练样,其余样本用于预测试验。过程神经网络隐层神经元个数取10,输入和输出节点均为1,过程神经网络拓扑结构为1-10-1。离线训练采用LM算法,过程神经网络误差精度为0.001,分别采用有权值更新和无权值更新

表1 归一化扬程数据

ible	1	N	orma	lizat	ion	lift	dat	ta
	able	able 1	able 1 N	able 1 Normal	able 1 Normalizat	able 1 Normalization	able 1 Normalization lift	able 1 Normalization lift dat

	×					
编号	扬程	编号	扬程	编号	扬程	
1	0	186	0.5000	386	0.1667	
2	0.2500	187	0.5833	387	0.1667	
3	0.1667	188	0.5333	388	0.2500	
4	0.1667	189	0.6500	389	0.2500	
5	0.1667	190	0.5000	390	0.2500	
6	0.2500	191	0.4167	391	0.0833	
7	0.3333	192	0.5000	392	0.1667	
8	0.3333	193	0.6500	393	0.1667	
9	0.2500	194	0.6000	394	0.2500	
10	0.3333	195	0.6167	395	0.1667	
11	0.6667	196	0.5000	396	0.0833	
12	0.7500	197	0.3333	397	0.0833	
13	0.5833	198	0.5000	398	0.1667	
14	0.3333	199	0.5833	399	0.1667	
15	0.2500	200	0.5833	400	0.1667	
;	:	:	:			

2 种预测模型进行预测试验。更新权值时,每新 增10 组测试样本进行一次权值更新,C0716 次试 车预测结果如图 3 和图 4 所示,C0725 次试车预 测结果如图 5 和图 6 所示。

由图 3 可以看出,对 C0716 次试车,前 10 组 测试样本没有进行权值更新,所以 2 种预测方式 结果相同。从 1 s 以后开始进行权值更新,更新权 值后的预测精度有明显提高。图 4 为 C0716 次试 车数据预测误差的变化,没有更新权值的离散过 程神经网络预测最大相对误差为 7.82%,平均相 对误差 3.61%。经过权值更新后最大相对误差 为 1.43%,平均相对误差为 0.68%,所以通过在 线更新权值可以使双并联离散过程神经网络的预



图 3 C0716 次试车扬程预测结果





图 4 C0716 次试车预测误差





图 5 C0725 次试车扬程预测结果





化航学

Fig. 6 Predicted error of No. C0725 ground-test

测精度得到较大提高。实际上,离散过程神经过 程短期预测是比较精确的,但是随着测量数据的 不断更新,系统信息的不断变化,预测误差会不断 累积,离线模型的预测精度也会有所下降。通过 极限学习算法对网络权值进行调整,可以有效地 利用更新数据信息,进一步提高网络的预测精度。

图 5 和图 6 分别为 C0725 次试车的预测结果 和预测误差示意图。由于发动机在 5.6 s 进行了 工况微调,氢涡轮泵扬程有所下降,由图5可知有 权值跟新和无权值跟新的预测模型都能够较为准 确地预测到发动机的状态变化,但是无权值更新 的预测模型在工况微调后预测精度有明显下降。 结合图6可知,进行权值更新后预测的平均相对 误差为 0.86%, 最大相对误差为 1.55%, 无权值 更新模型预测的平均相对误差为 5.23%,最大相 对误差为 8.79%。可见经过权值更新后的过程 神经网络能够保持较高的预测精度,并能够有效 地提高过程神经网络的抗干扰能力,增强过程神 经网络的适应性。液体火箭发动机在实际工作中 受各种因素影响,其工作状态复杂多变,当预测时 间较长时,固定权值的过程神经网络很难保持良 好的预测效果。为此,对网络隐层到输出层的权 值进行更新,进一步增强网络的外推能力,使网络 在长期预测时仍具有较高的精度。

# 4 结 论

液体火箭发动机结构复杂,其工作状态受 多种因素影响且随时间变化,难以建立准确的 数学模型来预测其状态变化。为此,本文提出 一种基于极限学习算法的离散过程神经网络模 型来解决发动机状态预测问题。该模型具有如 下特点:

 1)预测模型是基于卷积和时间聚合算子与 双并联前馈网络结构建立的过程神经网络,可以



2016 年

直接处理离散采集数据并具有较快的收敛速度和 泛化能力。

2)采用极限学习算法,在更新数据样本的基础上对网络隐层到输出层的权值进行更新,进一步提高了模型的预测精度和适应能力。

实验研究表明,该方法较无权值更新的过 程神经网络模型具有更高的预测精度和适应能 力,可以有效地解决液体火箭发动机状态预测 问题。但是,对于不同性质的监测参数时间序 列,本方法在更新样本的选择策略以及权值更 新机制等问题上还需进一步通过实验进行分析 研究。

#### 参考文献 (References)

- [1]彭宇,刘大同,彭喜元.故障预测与健康管理技术综述[J]. 电子测量与仪器学报,2010,24(1):1-9.
  PENG Y, LIU D T, PENG X Y. A review: Prognostics and health management[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument,2010, 24(1):1-9(in Chinese)
- [2] 田路,张炜,杨正伟. Elman 型神经网络在液体火箭发动机 故障预测中的应用[J]. 弹箭与制导学报,2009,29(1): 191-194.

TIAN L,ZHANG W,YANG Z W. Application of Elman neural network on liquid rocket engine fault prediction [J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2009, 29(1):191-194(in Chinese).

- [3] 陈世立,陈新民.改进 BP 神经网络在冲压发动机性能预测中的应用[J].导弹与航天运载技术,2007(3):45-49.
   CHEN S L, CHEN X M. Improved BP neural network and its application in performance predicting of ramjet[J]. Missile and Space Vehcile,2007(3):45-49(in Chinese).
- [4] 王晔,段志信.基于 Matlab 和 BP 神经网络的固体火箭发动机比冲性能的预测[J].内蒙古科技与经济,2007(8): 73-74.

WANG Y, DUAN Z X. Solid propellant rocket engine specific impulse performance predicting based on Matlab and BP neural network [J]. Inner Mongolia Science Technology & Economy, 2007(8):73-74(in Chinese).

- [5] 田干,张炜,杨正伟,等. SVM 方法在火箭发动机故障预测中的应用研究[J]. 机械科学与技术,2010,29(1):63-67. TIAN G,ZHANG W,YANG Z W, et al. Study on SVM methods of liquid rocket engine fault prediction[J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering,2010,29(1):63-67 (in Chinese).
- [6]钟诗胜,李洋.基于小波过程神经网络的飞机发动机状态 监视[J].航空学报,2007,28(1):68-71.
  ZHONG S S,LI Y. Condition monitoring of aeroengine based on wavelet process neural networks[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2007,28(1):68-71(in Chinese).
- [7]钟仪华,李榕,张志银,等.基于主成分分析的离散过程神经网络水淹层动态预测方法[J].测井技术,2010,34(5):432-437.

ZHONG Y H, LI R, ZHANG Z Y, et al. Dynamic recognition method for water-flooded layer with discrete process neural network based on the principal component analysis[J]. Well Logging Technology, 2010, 34(5):432-437 (in Chinese).

 [8]金向阳,林琳,钟诗胜,等. 航空发动机振动趋势预测的过程神经网络法[J].振动、测试与诊断,2011,31(3): 331-336.

JIN X Y, LIN L, ZHONG S S, et al. Aeroengine vibration tendency prediction based on process neural network [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2011, 31(3):331-336(in Chinese).

[9] 宫唤春.基于双隐层径向基过程神经网络的汽轮机排汽焓 在线预测[J].热力发电,2014,43(7):32-36. GONG H C. Double hidden layer RBF process neural network

based online prediction of steam turbine exhaust enthalpy [J]. Thermal Power Generation, 2014, 43(7); 32-36(in Chinese).

[10] 刘菲菲,彭荻,贺彦林,等.基于极限学习的过程神经网络研究及化工应用[J].上海交通大学学报,2014,48(7): 977-981.

LIU F F, PENG D, HE Y L, et al. Research and chemical application of extreme learning based process neural network [J]. Joural of Shanghai Jiao Tong University, 2014,48(7):977-981 (in Chinese).

- [11] 魏鹏飞,吴建军,刘洪刚.液体火箭发动机一种通用模块化 仿真方法[J].推进技术,2005,26(2):147-150.
  WEI P F, WU J J, LIU H G. Investigation of a general model simulation method for liquid propellant rocket engine[J]. Journal of Propulsion Technology, 2005,26(2):147-150(in Chinese).
- [12] 王建波,于达仁,王广雄.液体火箭发动机泄漏故障实时仿 真[J].推进技术,1999,20(5):1-5.
  WANG J B, YU D R, WANG X. Real-time simulation of leak fault of liquid rocket engine[J]. Journal of Propulsion Technology,1999,20(5):1-5(in Chinese).
- [13] 吴建军,张育林,陈启智.液体火箭发动机实时故障仿真系统实现[J].推进技术,1997,18(1):26-30.
  WUJJ,ZHANGYL,CHNEQZ.The real-time fault simulation system for liquid propellant rocket engines[J]. Journal of Propulsion Technology, 1997,18(1):26-30(in Chinese).
- [14] 钟诗胜,丁刚,付旭云. 过程神经网络模型及其工程应用
  [M].北京:国防工业出版社, 2014:119-121.
  ZHONG S S, DING G, FU X Y. Process neural network models and its engineering applications [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014:119-121 (in Chinese).
- [15] HAGAN M T, MENHAJ M B. Training feedforward networks with the Marquardt algorithm [J]. IEEE Transactions on Neutral Networks, 1994, 5(6):989-993.
- [16] HUANG G B, DING X J. Optimization method based on extreme learning machine for classification [J]. Neurocomputing, 2010, 74(1):155-163.
- [17] LIANG N Y, HUANG G B, SARATCHANDRAN P, et al. A fast and accurate online sequential learning algorithm for feedforward networks[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2006,17(6):1411-1423.
- [18] ZHANG R, LAN Y, HUANG G B. Universal approximation of



1681

extreme learning machine with adaptive growth of hidden nodes [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2012,23(2): 365-371.

- [19] 谢光军. 液体火箭发动机涡轮泵实时故障检测技术及系统研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2006:1-3.
   XIE G J. Research on real-time fault detection technology and system for liquid rocket engine turbopump[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2006:1-3(in Chinese).
- [20] 夏鲁瑞.液体火箭发动机涡轮泵健康监控关键技术及系统研究[D].长沙:国防科学技术大学,2010:1-3.
  XIA L R. Research on key technology and system for turbopump health monitoring of liquid rocket engine[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2010:1-3 (in Chinese).

#### 作者简介:

**聂饶** 男,博士研究生。主要研究方向:火箭发动机健康监控。 E-mail: nieyao121@163.com

程玉强 男,博士,副研究员。主要研究方向:火箭发动机健康 监控、液体火箭发动机减损控制。 Tel.:0731-84575198 E-mail:393239162@qq.com

吴建军 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:火箭及
 其组合推进技术、火箭发动机健康监控。
 Tel.: 0731-84575198
 E-mail: jjwu@nudt.edu.cn

# Condition prediction of liquid propellant rocket engine based on process neural networks

#### NIE Yao, CHENG Yuqiang, WU Jianjun\*

(College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410071, China)

Abstract: Aimed at the problem of liquid propellant rocket engine condition prediction, a double parallel feedforward discrete process neural network (DPFDPNN) model based on extreme learning (EL) algorithm is proposed. The discrete process neural network (DPNN), which was trained via off-line data, is firstly adopted to make prediction of liquid propellant rocket engine condition. In order to improve the accuracy and efficiency of the DPNN for condition prediction, the weights connecting the hidden layer and output layer are then direct-ly updated by the EL algorithm based on recursive algorithm with the real data stream. The corresponding computational steps are given and the DPNN with weights update is compared with the DPNN without weights update by predicting the lift of oxygen turbo pump. The result shows good accuracy and adaptibility of the DPNN with weights update and this work provides an effective way to solve the problem of liquid propellant rocket engine condition prediction.

Key words: liquid propellant rocket engine; condition prediction; discrete process neural network; extreme learning algorithm; recursive algorithm

CFS-AN

Received: 2015-08-10; Accepted: 2015-12-09; Published online: 2016-01-12 15:20 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160112.1520.001.html Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51206181,51506219)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 0731-84575198 E-mail: jjwu@ nudt. edu. cn



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0523

# 极小化相位误差加权间断有限元辛方法



朱帅<sup>1</sup>,周钢<sup>2</sup>,刘晓梅<sup>3</sup>,翁史烈<sup>1,\*</sup> (1.上海交通大学 机械与动力工程学院,上海 200240; 2.上海交通大学 数学系,上海 200240; 3.上海第二工业大学 理学院,上海 201209)

摘 要:对于线性 Hamilton 系统,辛差分方法可以保持系统的辛结构,有限元方法可 以保证系统的辛性质并具有能量守恒特性。但辛差分方法和有限元方法时域上仍然存在相位 误差,使得计算的精度不是很理想。提出极小化相位误差加权间断有限元辛方法(WDG-PF), 该方法是辛方法,同时,对 Hamilton 系统的求解具有极小的相位误差。数值显示该方法可以 保证 Hamilton 系统的能量守恒性。WDG-PF方法解决了时间有限元方法(TFE)存在的相位漂 移现象,同时指出间断有限元方法可以通过加权处理达到保辛要求。WDG-PF方法相较于针 对相位误差设计的计算格式分数步对称辛算法(FSJS)、辛 Runge-Kutta-Nystrom(RKN)格式以 及辛分块 Runge-Kutta(SPRK)等方法,WDG-PF显著地减少相位误差,和显著提高 Hamilton 系 统能量精度的优点。相位误差和能量误差几乎达到计算机精度。同时单元内部具有超收敛现 象。特别针对高低混频 Hamilton 系统,传统方法很难在固定的步长下同时实现对高频和低频 信号的精确仿真,WDG-PF方法则可以在大步长下同时实现对低频信号和高频信号的高精度 仿真。数值显示,WDG-PF方法切实有效。

**关 键 词:** Hamilton 系统; 间断有限元方法; 相位误差; 辛算法; 保能量 **中图分类号:** 0241; 0302

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1682-09

辛结构是 Hamilton 动力系统的重要性质,数 值方法应当尽可能地保持 Hamilton 系统固有特 性。文献[1-3]系统地提出 Hamilton 的辛几何算 法,以及构造诸多类型的辛几何算法:生成函数 法、辛 RK 等。现有的辛几何算法可以保证系统 的辛结构,因此具有较好的数值稳定性以及较好 的长时间跟踪能力。尽管现有辛算法不存在数值 的耗散,但是,这类方法仍然具有较大的相位误 差。文献[4-6]对辛差分方法存在的数值误差存 在的相位误差给出分析和矫正方案。文献[7]系 统地分析了几种常见的保结构方法(平均向量场 法、对角 Padé 逼近、生成函数法)的相位误差及修 正给出详尽的分析,然而,基于相位误差分析的辛 算法较少讨论 Hamilton 系统的另外一个很重要 特性:保能量。

近年来,辛方法的相位漂移现象越来越引起 国内外学者关注,辛 Runge-Kutta-Nystrom(RKN) 格式方法<sup>[8-9]</sup>和辛分块 Runge-Kutta(SPRK)方 法<sup>[10-12]</sup>,这类算法通过研究构造算法的泰勒展开 阶数研究算法的相位误差。从而推导出很多相位 误差较小的计算格式,这类方法需要求解代数方 程组,得到优化的参数,从而满足相位误差最小的 条件,文章显示,这类参数相对比较复杂。向前 Euler方法的相位误差为正,而向后 Euler方法相

**引用格式:**朱帅,周钢,刘晓梅,等.极小化相位误差加权间断有限元辛方法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1682-1690. ZHUS, ZHOUG, LIUX M, et al. Symplectic weighted discontinuous Galerkin method with minimal phase-lag[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1682-1690 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-10; 录用日期: 2015-11-13; 网络出版时间: 2015-12-17 10:41

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151217.1041.010.html

基金项目:国家自然科学基金(50876066);上海高校青年教师培养资助计划(ZZZZEGD15007);上海第二工业大学校基金 (EGD15XQD14);上海第二工业大学应用数学重点学科(XXKZD1304)

<sup>\*</sup> 通讯作者:E-mail:slweng@ sjtu. edu. cn

位误差为负分数步对称辛算法(FSJS)方法<sup>[13]</sup>利 用这一特性,提出分数步计算方案,即在每个计算 单元内,分别使用数次向前 Euler 和向后 Euler 方 法,极大地减小相位误差,但是每一步计算过程中 都要计算分数步数步,从而增加了计算量。

文献[14-17]利用时间有限元方法解 Hamilton 系统,该方法显示对线性 Hamilton 系统连续 有限元方法可以保证 Hamilton 系统的辛结构以 及 Hamilton 函数的守恒。文献[18]提出平均间 断有限元方法可以保证 Hamilton 系统的动量守 恒,且平均间断有限元方法不保辛。对于 Hamilton 系统,优异的算法需要保持系统辛结构、系统 所固有的守恒规律以及具有较小的相位误差。

间断有限元方法<sup>[19]</sup>求解时间常微分方程问题,由于其有较好的A稳定性以及较高的计算精度,近年来,得到了广泛的应用,间断有限元方法求解在单元节点是间断的。这给后续计算带来很多处理方法。

利用间断有限元方法在节点间断,相位误差 为零的计算格式——极小化相位误差加权间断有 限元辛方法(WDG-PF)。该方法在极小化相位误 差的前提下,可以保证 Hamilton 系统的辛结构。 相位误差和能量误差几乎达到计算机精度。对于 高低混频系统,传统计算方法很难做到在较大步 长,同时实现对高低频信号的精确仿真,本文的方 法可以对这样的混频系统精确地计算,数值实验 显示,在满足保辛和保能量的前提下,本文的方法 高频和低频信号计算误差都达到计算机精度。

# 1 Hamilton 系统及相位误差

考虑如下 Hamilton 正则方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = \omega y \\ \dot{y} = -\omega x \end{cases}$$

式中: $\omega$  为系统的频率。给定初始条件  $x(0) = x_0, y(0) = y_0$ 。

(1)

方程式(1)对应的 Hamilton 函数:

$$H(\mathbf{Z}) = \frac{1}{2} \mathbf{Z}' \mathbf{C} \mathbf{Z}$$

$$\vec{\mathrm{x}} \div : \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \omega & 0 \\ 0 & \omega \end{bmatrix} \circ$$

$$\vec{\mathrm{x}}(1) \overrightarrow{\mathrm{n}} \overrightarrow{\mathrm{U}} \cancel{\mathrm{L}} \cancel{\mathrm{b}}$$

$$\frac{\mathrm{d} \mathbf{Z}}{\mathrm{d} t} = \mathbf{J}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{Z}$$

$$\vec{\mathrm{x}} \div : \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \circ$$

$$(2)$$

方程式(1)对应的解析解为

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \frac{1}{\omega}\sin(\omega t) \\ -\omega\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

用辛差分方法(如辛 Runge-Kutta, Euler 中 点)求解方程式(2)的一般递推公式为

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \mathbf{Z}_{k}$$
(3)

为了分析式(3)的幅值和相位精度,需要求 解 Jacobi 矩阵  $T = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$ 的特征值 $\lambda_{1,2}$ 和特 征向量矩阵  $\boldsymbol{\Phi}, \Delta$ 别为  $\lambda_{1,2} = \Gamma_{11} \mp ih\omega \Gamma_{12} = e^{\mp i\theta}$   $\boldsymbol{\theta} = \arccos \Gamma_{11}$   $\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -i\omega & i\omega \end{bmatrix}$   $\boldsymbol{\Phi}^{-1} = \frac{1}{2i\omega} \begin{bmatrix} i\omega & -1 \\ i\omega & 1 \end{bmatrix}$ 其中:  $i = \sqrt{-1}$ 。 则 Jacobi 矩阵  $T = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$ 可以写成  $\begin{bmatrix} \cos \theta & \frac{1}{\omega} \sin \theta \\ -\omega \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ 从而可得式(3)的相位误差为  $\delta \theta = \omega h - \arccos\left(\frac{\operatorname{trace}(T)}{2\sqrt{|T|}}\right)$ (4)

式中:θ为单步相位角;Δθ为单步相位误差。

# 2 加权间断有限元方法

对式(2) 采用加权间断有限元方法,将时间 域[0, +  $\infty$ ) 剖分: 0 =  $t_0 < t_1 < \cdots < t_{N-1} < t_N < \cdots$ , 记剖分单元[ $t_j, t_{j+1}$ ] =  $I_j, j \in [0, N]_{\odot}$ 

~定义1 m(m≥0)次间断有限元空间

 $S^{h} = \{ \mathbf{Z} | _{i_{j}} \in m$  次多项式,  $\mathbf{Z} \in t_{j}$  和  $t_{j+1}$ 处可以不 连续}

$$Z_{j}^{i} = \lim_{s \to 0^{+}} Z(t_{j} + s)$$

$$Z_{-}^{i} = \lim_{s \to 0^{-}} Z(t_{j} + s)$$

$$[Z_{j}] = Z_{j}^{i} - Z_{-}^{j}$$

$$h_{j} = t_{j+1} - t_{j} \quad j \in [0, N]$$

$$\partial f d Z_{0}^{-} = Z_{0} \circ$$

$$\exists \text{ B m f R R \pi 5 \text{ B s m f B R } (2)$$

$$\int_{l_{j}} (Z' - J^{-1}CZ) v dt + [Z_{j}] v_{+}^{j} = 0$$

$$\forall v \in S^{h}; j = 1, 2, \cdots, N - 1; Z_{-}^{0} = Z_{0} \quad (5)$$

$$\text{ B W B M }$$

$$\varphi_{1} = \frac{(\xi - 1)\xi}{2}$$



2016 年

$$\begin{split} \varphi_{2} &= (1 - \xi) (1 + \xi) \\ \varphi_{3} &= \frac{(\xi + 1)\xi}{2} \\ \eta \\ \mathbf{Z}^{j} &= \varphi_{1} \mathbf{Z}_{+}^{j} + \varphi_{2} \mathbf{Z}^{j+\frac{1}{2}} + \varphi_{3} \mathbf{Z}_{-}^{j+1} \qquad (6) \\ \eta \\ \eta \\ \mathbf{B} \\ \mathbf{U} \\$$

$$(M^{2}h^{2} + 8Mh + 20I) (3M^{2}h^{2} - 12Mh + 20I) Z^{j}_{-}$$
(9)

式中:

 $\boldsymbol{M} = \boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{C} = -\boldsymbol{\omega}\boldsymbol{J}$ 

计算过程如图1所示。



图1 计算过程

Fig. 1 Computational procedure

由式(8)和式(9)可知,每次计算在节点 $t_{j+1}$ 处存在两个计算值,即改点的左右极限值 $\mathbf{Z}_{j+1}^{-}$ 和 $\mathbf{Z}_{j+1}^{+}$ 。

间断有限元在节点的灵活性,给后续设计计 算格式带来灵活性。

现引入参变量 α,使得

 $\mathbf{Z}^{j+1} = \alpha \, \mathbf{Z}_{-}^{j+1} + (1 - \alpha) \, \mathbf{Z}_{+}^{j+1} \tag{10}$ 

文献[20]也用过类似的数值技巧,不同的是 本文所引入的参变量 α,"一次计算,终身使用"。 即对于给定的 Hamilton 以及给定的单元长度,只 需计算第一个单元极小化相位误差所需的参变量 α,后续单元计算,完全使用相同参变量数值。

# 3 极小化相位误差

一次加权间断有限元方法求解方程式(2), 得式(11),如下:

$$\mathbf{Z}^{j+1} = (\mathbf{M}^{2}h^{2} - 4\mathbf{M}h - 6\mathbf{I})^{-1} [2\alpha(3\mathbf{I} + \mathbf{M}h) + 4(1 - \alpha)(\mathbf{M}^{2}h^{2} - 4\mathbf{M}h - 6\mathbf{I})^{-1} \cdot (3\mathbf{I} - 2\mathbf{M}h)(3\mathbf{I} + \mathbf{M}h)] \mathbf{Z}^{j}$$
(11)

记

$$T = M^{2}h^{2} - 4Mh - 6I)^{-1} [2\alpha(3I + Mh) + 4(1 - \alpha)(M^{2}h^{2} - 4Mh - 6I)^{-1} \cdot (3I - 2Mh)(3I - Mh)]$$

其中 Jacobi 矩阵 **T** 的性质影响计算的幅值和 相位误差。文献[4-7,13-14]给出传递矩阵对相 位误差的影响。对于线性 Hamilton 系统,单步的 相位误差可以通过式(4)求解。

# 定理1 若

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{A - (2\sqrt{2}\sqrt{E + F} + D)}{B + C} \end{aligned} (12) \\ &= 0 \\$$

同理,可得二次加权间断有限元方法相位误 差为零时的最优加权系数 α<sub>ορι</sub>(见图 2)。



<u>北航学报</u> 赠 阅

1685

从图 2 可以看出,不同的  $h_{x}\omega$ ,对应唯一最优的权重 $\alpha_{opt}$ 。

这样的权重 α,仅需在第一个单元中计算一 次,后续单元利用第一个单元计算所得权重 α, 进行迭代。这样就得到极小化相位误差的传递 矩阵

$$T_{\alpha} = 2 \alpha_{opt} (3I + Mh) (M^{2}h^{2} - 4Mh - 6I)^{-1} + 4(1 - \alpha_{opt}) (M^{2}h^{2} - 4Mh - 6I)^{-2} \cdot (3I - 2Mh) (3I + Mh)$$

对于 Hamilton 系统,长时间的仿真要求传 递矩阵是辛矩阵,从而可以很好地控制幅值误 差。可以验证极小化相位误差的传递矩阵*T*。 不是辛矩阵。仍需要对极小化相位误差的传 递矩阵进行处理,使得算法可以很好地控制 幅值。

**引理**<sup>[2]</sup> 矩阵 *A* 是辛矩阵的充要条件为 *A* '*JA* = *J* 

**定理2** 若 2 × 2 矩阵  $A = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}$ 的行列式,

|A|=1则A是辛矩阵。

证明 若 | A | =1 即 ad -bc =1 则

$$A'JA = \begin{bmatrix} 0 & ad - bc \\ -ad + bc & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = J$$

即 A 是辛矩阵。

对极小化相位误差的传递矩阵**T**<sub>a</sub>进行如下 处理:

$$T'_{\alpha_{\rm sym}} = \frac{T_{\alpha}}{\sqrt{|T_{\alpha}|}}$$
(13)

因为 $T_{\alpha}$ 是2×2的矩阵,所以 $\left|\frac{T_{\alpha}}{\sqrt{|T_{\alpha}|}}\right|=1_{\circ}$ 

**定理3** 对极小化相位误差的矩阵 $T_{\alpha}$ 进行如式(8)的处理得到的矩阵 $T_{\alpha,sym}$ 是辛矩阵。

证明

$$T'_{\alpha_{sym}}JT_{\alpha_{sym}} = \begin{bmatrix} 0 & \left| \frac{T_{\alpha}}{\sqrt{|T_{\alpha}|}} \right| \\ - \left| \frac{T_{\alpha}}{\sqrt{|T_{\alpha}|}} \right| & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

**定理4** 极小化相位误差的传递矩阵 $T_{\alpha}$ 和处 理后的传递矩阵 $T_{\alpha}$  sym具有相同的相位误差。

**证明** 若极小化相位误差的 Jacobi 矩阵**T**<sub>a</sub>的 特征值可以写成

$$\lambda_{1,2} = a \pm bi = \sqrt{a^2 + b^2} (\cos \theta \pm i \sin \theta)$$
  
其中:b≠0;单步相位角 θ 定义为  
θ = arctan(b/a)

则由式(8)可得 $T_{\alpha_{sym}}$ 的特征值为

$$A'_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{|T_{\alpha}|}} a \pm bi = \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{\sqrt{|T_{\alpha}|}} (\cos \theta' \pm i \sin \theta')$$
  
单步相位角为

 $\theta' = \arctan(b/a)$ 

即 $\theta = \theta'$ ,所以 $T_{\alpha}$ 和 $T_{\alpha_{a,sym}}$ 具有相同的相位误差。即对极小化相位误差的矩阵 $T_{\alpha}$ 进行式(13)的变换,得到新的 Jacobi 矩阵 $T_{\alpha_{a,sym}}$ 同样具有极小的相位误差。

由定理 2~4 可得: 传递矩阵 **T**<sub>a.sym</sub> 可以使得 计算的相位误差极小, 同时满足保辛性要求。

# 4 数值算例

### 4.1 椭圆型 Hamilton 系统

考察  $H = \frac{1}{2}(p^2 + 4q^2)$ , 对应的正则方程为 q' = -4q;q' = p,初始条件为p(0) = 0;q(0) = 0.6, 精确解为 $p(t) = -1.2\sin(2t);q(0) = 0.6\cos(2t)$ , 计算时间域为[0,100]s,单元长度 h = 0.5,权重  $\alpha = 1.001713981613355446831061787$ 。

为了更好地表现 WDG-PF 方法的保结构特性,相图是计算了[0,10000]s内辛结构的守恒规律,相图如图 3 所示。从图 3 可以直观看出长时间计算,WDG-PF 方法可以很好地保持 Hamilton系统的辛结构,不会出现数值耗散,具体数值结果如表1所示。



Fig. 3 Phase portrait

对于周期系统,相位误差也会出现周期现象, 所以在比较算法精确性方面,因此较在[0,100]s 时间域内,比较不同算法数值解在时域上的误差 绝对值的最大值,如表1所示。

从表1可以看出,WDG-PF方法和保能量算法(二次连续有限元(TFE2)和平均向量场(AVF))一样可以保证 Hamilton 函数的守恒性。 其中 AVF方法多项式可以写出积分表达式。但



2016 年

是,可以看出本文方法 WDG-PF 可以精确地保证 数值解在时域上的精度,计算误差几乎达到计算 机精度。其中能量指的是 Hamilton 函数  $H = \frac{1}{2}(p^2 + 2q^2)$ 。

#### 表1 WDG-PF 与保能量方法比较

 
 Table 1
 Comparison between WDG-PF and energy conservation methods

会粉	误差	急绝对值的最大值	
参数	WDG-PF	TFE2 <sup>[15]</sup>	AVF <sup>[21]</sup>
p(t)	9.7382 × 10 <sup>-15</sup>	2.3999	2.3660
q(t)	9.6202 × 10 $^{-17}$	0.1461	1.7997
能量	3.3061 $\times$ 10 $^{-38}$	1.3767 $\times$ 10 $^{-14}$	0

表2为几种方法求解 Hamilton 系统时域上的 误差。从表2可以看出本文方法 WDG-PF 方法可 以很好地保证 Hamilton 系统的能量守恒性,同 时,相对于针对减少相位误差所设计的计算格式 分数步对称辛算法(FSJS)、辛 Runge-Kutta-Nystrom 格式(RKN)和 P 辛 Runge-Kutta-Nystrom 格 式(RKN)方法,WDG-PF 方法的相位误差更小, 这是现有专门方法所无法比拟的。

图 4 为一次极小化相位误差加权间断有限元 方法计算单元内部误差分布。

# 表 2 WDG-PF 与其他极小相位误差方法比较 Table 2 Comparison between WDG-PF and other minimal phase error methods

会粉	极小相位误差						
参致	WDG-PF	FSJS <sup>[13]</sup>	SPRK <sup>[10]</sup>	RKN <sup>[8]</sup>			
p(t)	9.7382 × 10 <sup>-15</sup>	0.1859	0.0072	0.8988			
q(t)	9.6202 × 10 $^{-17}$	0.1084	0.0121	0.0030			
能量	3.3061 $\times$ 10 <sup>-38</sup>	0.0549	0.0263	1.3493			



图 4 一次加权间断元方法在前 4 个単元內箭 误差图(*h*=0.1)



从图 4 可以看出一次极小化相位误差加权间 断有限元方法在单元节点误差极小(几乎为零), 在单元内部误差较大。

# 4.2 高低混频 Hamilton 系统

Hamilton 函数:

$$H(p_{1},q_{1},p_{2},q_{2}) = \frac{1}{2} \left( 50p_{1}^{2} + \frac{1}{50}p_{2}^{2} + 200q_{1}^{2} + \frac{4}{50}q_{2}^{2} \right)$$
  
EDJ方程组为  

$$\begin{cases} p_{1}' = -200q_{1} \\ p_{2}' = -4/50q_{2} \\ q_{1}' = 50p_{1} \\ q_{2}' = 1/50p_{2} \end{cases}$$
  
初值:  

$$\begin{cases} p_{1}(0) = 2 \\ p_{2}(0) = 2 \\ q_{1}(0) = 0 \\ q_{2}(0) = 0 \end{cases}$$
  
解析解为  

$$\begin{cases} p_{1} = 2\cos(100t) \\ q_{1} = \sin(100t) \\ p_{2} = 2\cos\left(\frac{t}{25}\right) \\ q_{2} = \sin\left(\frac{t}{25}\right) \end{cases}$$

分别用 WDG-PF(h = 0.02), TFE1<sup>[15]</sup>(h = 0.0001)、FSJS<sup>[13]</sup>(h = 0.01) SPRK<sup>[10]</sup>(h = 0.001)方法,计算区域为[0,600]s。

图 5 (a) 和图 5 (b) 为高频信号 $p_1(t)$ 、  $q_1(t)$ 计算情况;图 5 (c) 和图 5 (d) 为低频信号  $p_2(t)$ 、 $q_2(t)$ 计算情况。从图中可以看出对于 传统方法 TFE、FSJS 和 SP 辛 RKN 采用较小的 步长,可以实现低频信号的精度很高,但很难 在较大步长下实现对高低频信号的同时精确 仿真。而 WDG-PF 方法因为极小化相位误差, 使得算法可以在大步长下对高低混频系统的 精确仿真。

表 3 中是 Hamilton 函数  $H = (p_1, q_1, p_2, q_2) = \frac{1}{2} \left( 50p_1^2 + \frac{1}{50}p_2^2 + 200q_1^2 + \frac{4}{50}q_2^2 \right)$ ,在误差是分别在时间 200 s, 400 s, 600 s 时的数值。看出 WDG-PF 和保能量的时间有限方法一样可以保证 Hamilton 系统的能量守恒。

有限元或间断元在单元内部存在超收敛 现象。







Fig. 5 Errors of  $p_1, q_1, p_2$  and  $q_2$  solved by different methods

表 3 不同数值方法的能量误差 Table 3 Energy error of different numerical methods

方法	能量(误差)			
	t = 200  s	$t=400~{\rm s}$	t = 600  s	
WDG-PF	$1.919 \times 10^{-12}$	$4.019 \times 10^{-12}$	5.983 × 10 <sup>-12</sup>	
TFE1 [ 15 ]	9.164 $\times 10^{-11}$	$1.213\times10$ $^{-10}$	$2.7 \times 10^{-10}$	
FSJS <sup>[13]</sup>	0.143	0.01944	0.08556	
SPRK <sup>[10]</sup>	$6.998 \times 10^{-5}$	$4.388 \times 10^{-5}$	$4.294 \times 10^{-5}$	

图 6 和图 7 为高频信号 *p*<sub>1</sub> 分别用 4 次加权 间断有限元方法和 3 次加权间断有限元方法在前 4 个单元的误差分布情况。从图 6 和图 7 可看 出,极小化相位误差的加权间断在 Gauss-Lobatto 点附近有超收敛现象。

图 8 和图 9 为高频信号极小化相位误差加权 间断有限元方法一阶导数 *p*<sub>1</sub>的误差分布情况,可 以看出算法在单元内部 Radau 点附近一阶导数计 算精度较高。



图 6 4 次 WDG-PF 在前 4 个单元内部 误差情况



从高低混频 Hamilton 系统算例可以看出本 文的方法 WDG-PF,可以保证系统的 Hamilton 函 数守恒以及保证系统的辛结构。不需要非常小的



计算步长就可以极好地仿真高频和低频信号,即高 低频信号的相位误差均极小,同时单元内部存在超 收敛现象,这个优良的特性是其他方法所没有的。



#### 误差情况







Fig. 8 Derivative error distribution for four-order WDG-PF in first four elements





Fig. 9 Derivative error distribution for third-order WDG-PF in first four elements

# 5 结 论

极小化相位误差加权间断有限元辛方法具有 如下优越性:

 对于给定的 Hamilton 系统和单元长度,使 得相位误差极小且保辛,权重 α"一次计算,终身 使用"。

 2)可以解决间断有限元方法不能保证 Hamilton 系统辛结构的缺点,具有极小的相位误差和 极高精度的保能量特性,几乎达到计算机精度。

3) 这种加权间断有限单元有超收敛点。

4)特别针对高低混频 Hamilton 系统或者刚 性问题,WDG-PF 方法可以在大步长下同时实现 对高频和低频信号的准确仿真。

#### 参考文献 (References)

- FENG K. Difference schemes for Hamiltonian formalism and symplectic geometry [J]. Journal of Computational Mathematics, 1986,4(3):279-289.
- [2] FENG K. QIN M. Symplectic geometric algorithms for Hamiltonian systems [M]. Heidelberg: Springer, 2010;279-289.
- [ 3 ] CALVO M P. Numerical Hamiltonian problems [ M ]. London: CRC Press, 1994:315-356.
- [4] BRUSA L, NIGRO L. A one-step method for direct integration of structural dynamic equations [J]. International Journal for Numerical Methods in Engineering, 1980, 15(5):685-699.
- [5] 邢誉峰,杨蓉. 单步辛算法的相位误差分析及修正[J]. 力 学学报,2007,39(5):668-671.
  XING Y F,YANG R. Phase errors and their correction in symplectic implicit single-step algorithm [J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics,2007,39(5):668-671(in Chinese).
- [6] 邢誉峰,冯伟. 李级数算法和显式辛算法的相位分析[J]. 计算力学学报,2009,26(2):167-171.

XING Y F, FENG W. Phase analysis of Lie series algorithm and explicit symplectic algorithm [J]. Chinese Journal of Computational Mechanics, 2009, 26(2):167-171(in Chinese).

[7] 陈璐,王雨顺.保结构算法的相位误差分析及其修正[J]. 计算数学,2014,36(3):271-290.

CHEN L, WANG Y S. Phase error analysis and correction of structure preserving algorithms[J]. Mathematica Numerica Sinica,2014,36(3):271-290(in Chinese).

- [8] VYVER H V D. A symplectic Runge-Kutta-Nystrom method with minimal phase-lag [J]. Physics Letters A,2007,367(1): 16-24.
- [9] MONOVASILIS T, KALOGIRATOU Z, SIMOS T E. Exponentially fitted symplectic runge-Kutta-Nyström methods [J]. Applied Mathematics & Information Sciences, 2013,7(1):81-85.
- [10] MONOVASILIS T, KALOGIRATOU Z, SIMOS T E. Symplectic Partitioned Runge-Kutta methods with minimal phase-lag[J]. Computer Physics Communications, 2010, 181(7):1251-1254.



1689

- [11] SIMOS T E. A two-step method with vanished phase-lag and its first two derivatives for the numerical solution of the Schrödinger equation [J]. Journal of Mathematical Chemistry, 2011,49(10):2486-2518.
- [12] MONOVASILIS T, KALOGIRATOU Z, SIMOS T E. Two new phase-fitted symplectic partitioned Runge-Kutta methods [J]. International Journal of Modern Physics C, 2011, 22 (12): 1343-1355.
- [13] 刘晓梅,周钢,王永泓,等. 辛算法的纠飘研究[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(1):22-26.
  LIU X M,ZHOU G,WANG Y H, et al. Rectifying drifts of symplectic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013,39(1):22-26(in Chinese).
- [14] TANG W, SUN Y. Time finite element methods: A unified framework for numerical discretizations of ODEs [J]. Applied Mathematics & Computation, 2012, 219(4):2158-2179.
- [15] 汤琼,陈传森. Hamilton 系统的连续有限元法[J].应用数学和力学.2007.28(8):958-966
   TANG Q, CHEN C M. Continuous finite element methods of

Hamiltonian systems[J]. Applied Mathematics and Mechanics, 2007,28(8):958-966(in Chinese).

[16] 陈传森,汤琼. Hamilton 系统的有限元研究[J].数学物理学报:2011,31A(1):18-33.

CHEN C M, TANG Q. Study of finite element for Hamiltonian systems [J]. Acta Mathematica Scientia, 2011, 31A(1): 18-33 (in Chinese).

[17] HU S F, CHEN C M. Runge-Kutta method finite element meth-

od and regular algorithms for Hamiltonian system [J]. Applied Mathematics & Mechanics: English Edition, 2013, 34 (6): 747-760.

- [18] LI C H, CHEN C M. Ultraconvergence for averaging discontinuous finite elements and its applications in Hamiltonian system [J]. Applied Mathematics & Mechanics: English Edition, 2011,32(7):943-956.
- [19] DELFOUR M, HAGER W, TROCHU F. Discontinuous Galerkin methods for ordinary differential equations [J]. Mathematics of Computation, 1981, 36 (154):455-473.
- [20] WANG D, XIAO A, LI X. Parametric symplectic partitioned Runge-Kutta methods with energy-preserving properties for Hamiltonian systems [J]. Computer Physics Communications, 2013,184(2):303-310.
- [21] QUISPEL G R W, MCLAREN D I. A new class of energy-preserving numerical integration methods [J]. Journal of Physics A Mathematical & Theoretical, 2008, 41(4):75-97.

#### 作者简介:

**朱帅** 男,博士研究生。主要研究方向:计算流体力学、结构 力学、辛方法、有限元方法。

E-mail: zhushuaisjtu@ qq. com, zhushuai@ sjtu. edu. cn

**翁史烈** 男,博士,院士,博士生导师。主要研究方向:燃气轮 机总体设计、燃气轮机动态控制。 E-mail: slweng@ sjtu. edu. cn

第8期

2016年

ZHU Shuai<sup>1</sup>, ZHOU Gang<sup>2</sup>, LIU Xiaomei<sup>3</sup>, WENG Shilie<sup>1,\*</sup>

(1. School of Mechanical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Department of Mathematics, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

3. Department of Mathematics, Shanghai Second Polytechnic University, Shanghai 201209, China)

Abstract: Symplectic finite difference method (FDM) can keep the symplectic structure, and finite element method (FEM) can keep the symplectic structure as well as energy conservation for linear Hamiltonian systems. However, symplectic FDM and FEM still have phase errors for the numerical solution, so, the computational accuracy is not very well in time domain analysis. Symplectic weighted discontinuous Galerkin method with minimal phase-lag (WDG-PF) is proposed for Hamiltonian systems. This method is symplectic and can highly decrease the phase error, compared to traditional method for Hamiltonian systems. Meanwhile, WDG-PF can keep the conservation of energy as well as the symplectic structure of Hamiltonian systems. WDG-PF can solve the phase-lag problem of continuous Galerkin method, and WDG is symplectic by the technique of weight. Compared to symmetric symplectic (FSJS) algorithm, Runge-Kutta-Nystrom (SRKN) and symplectic partitioned Runge-Kutta (SPRK) methods which are aimed at increasing the accuracy of phase error, WDG-PF ismuch more accurate and increase the energy accuracy of Hamiltonian systems, tremedously. The phase error and Hamiltonian function error almost achieve the accuracy of computer. WDG-PF has the ultraconvergence point in each element. Especially, for the systems with high and low frequency signals, and seldom has a method can simulate the high and low frequency signals with a fixed time step, WDG-PF can effectively simulate the high and low frequency signals with large time step. The numerical experiments show its validity.

Key words: Hamiltonian systems; discontinuous Galerkin method; phase error; symplectic algorithm; energy-preserving

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151217.1041.010.html

Received: 2015-08-10; Accepted: 2015-11-13; Published online: 2015-12-17 10:41

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (50876066); Shanghai University Youth Teacher Training Program (ZZZZEGD15007); Shanghai Second Polytechnic University Fund Project (EGD15XQD14); Shanghai Second Polytechnic University Applied Mathematics Key Discipline (XXKZD1304)

<sup>\*</sup> Corresponding author. E-mail: slweng@ sjtu. edu. cn



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0493

# 基于机器学习的管材数控弯曲质量预测



葛宇龙,李晓星\*,郎利辉,程鹏志

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院,北京100083)

摘 要:在管材数控(NC)弯曲过程中,可能出现起皱、过度减薄的质量缺陷,同时会不可避免地发生回弹,都将严重影响成形质量。为了对数控弯曲成形质量进行预测,提出了使用有限元模拟与机器学习相结合的方法,并建立了快速的成形质量预测方法。首先,建立了有效的管材数控弯曲的参数化有限元模型,在工艺参数取值范围中随机选择进行大量的模拟实验作为样本,完成学习数据的挖掘。随后,基于径向基函数(RBF)神经网络建立壁厚减薄与回弹程度的预测模型并使用支持向量机(SVM)建立管材起皱的预测模型。最后,使用模型对新的实例进行预测,并利用模拟与数控弯曲实验对预测模型进行验证。该方法可以对大直径薄壁管材数控弯曲质量进行有效的预测,提高弯曲管件零件设计效率。

关键 词:管材数控(NC)弯曲;起皱;回弹;壁厚减薄;径向基神经网络;支持向量机(SVM)

中图分类号: V260.5; TG386.43

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1691-07

管材数控(Numerical Controlled,NC)弯曲技 术能够实现金属管材塑性弯曲成形过程高精度、 高效率、高技术化和对产品轻量化的要求,广泛应 用于航空航天、汽车和船舶等工业生产中。数控 弯曲过程在材料性能、模具接触和工艺参数等因 素的共同作用下,构成了一个复杂的非线性系统, 同时产生回弹、起皱和减薄等影响成形质量的缺 陷。对这些缺陷的预测和控制成为管材数控弯曲 成形技术中需要解决的问题<sup>[1]</sup>。

为了对以上缺陷进行预测,相关学者们进行了 大量研究。林艳等<sup>[2]</sup>结合起皱能量准则和有限元 方法提出了预测起皱的方法,认为影响薄壁管数 控弯曲成形过程起皱发生的主要因素是弯曲半径、 相对管径、芯棒伸长量和摩擦因素。Li等<sup>[3-5]</sup>利用 ABAQUS 有限元软件研究了管胚与模具之间的接 触对多种缺陷尤其是起皱产生的影响。Zhan等<sup>[6]</sup> 使用有限元方法对弯曲回弹的机理和规律进行了 分析,认为回弹与弯曲角度的关系分为双线性和线 性2个部分,并得到了回弹的回归公式。同时研究 认为强度系数越大、硬化指数越小,回弹越大。 Jiang等<sup>[7]</sup>使用多因素分析方法,认为回弹角度与 弯曲角度、屈服强度和强度系数正相关,而与弹性 模量、硬化指数和各向异性系数负相关。

到目前为止,预测数控弯管质量的研究大多 (Q针对定性分析,很难在实际工艺中采用。可靠 和快速的弯曲质量预测方法在工业界的应用具有 重要价值。机器学习方法具有对非线性系统进行 模式识别与函数拟合的能力,提供了较为完备的 理论支撑<sup>[89]</sup>,因此本研究建立了基于机器学习 和有限元相结合的大直径管材数控弯曲质量预测 方法,充分考虑材料性能、几何参数和多种工艺参 数对成形质量的影响。

**引用格式**: 葛宇龙,李晓星,郎利辉,等. 基于机器学习的管材数控弯曲质量预测[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1691-1697. GE Y L, LI X X, LANG L H, et al. Tube numerical controlled bending quality prediction based on machine learning [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1691-1697 (in Chinese).

收稿日期: 2015-07-22; 录用日期: 2015-09-11; 网络出版时间: 2015-11-16 15:55

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1555.012.html

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82338968 E-mail: li.xiaoxing@ buaa.edu.cn

# 1 数控弯管工艺分析与模型

管材数控弯曲是一种数字化精确控制的旋转 绕弯法,图1为管材数控弯曲成形工艺原理。管材 跟随夹紧模、弯曲模和镶块围绕弯曲模轴心旋转并 发生变形。防皱模在弯曲过程提供压紧力,以防止 管材直线段翘起。同时向前进给,利用摩擦力推动 管胚补料。芯轴和芯球从管胚内部支持管壁,以防 止截面畸变。防皱模位于弯曲模与管胚之间填补 空隙,从外侧支撑管胚以防止此区域起皱。



图 1 管材数控弯曲成形工艺原理 Fig. 1 Principle of tube numerical controlled bending forming process

成形过程中,管材在外力矩 M 作用下发生弯 曲,变形区的应力-应变状态如图 2 所示。当变形 程度较小时,变形区仅存在轴向应力  $\sigma_{\theta}$ 。随着弯 曲变形程度的增大,管材厚向应力  $\sigma_i$ 与周向应力  $\sigma_D$ 增加,逐渐形成三向应力状态。变形区外侧承 受切向拉伸产生的双向拉应力,内弧面承受三向 压应力。假设过程中管胚直径不发生变化,即  $\varepsilon_D = 0$ ,变形可简化为平面应变状态。根据塑性 变形体积不变原理,厚向应变与轴向应变大小相 等,方向相反,即  $\varepsilon_i = -\varepsilon_{\theta}$ 。因此,弯曲变形区的 外侧将发生减薄的现象,内侧管壁将发生增厚,甚 至可能发生起皱。当相对弯曲半径(弯曲半径与 管材直径的比值 R/D)较小时,将增大管材发生 起皱的可能性。

成形完成后模具卸载,外力矩消失,变形过程 中的弹性应变释放,管材会不可避免地发生回弹。 此时,弯曲半径与弯曲角度 ψ 都将发生变化。根 据胡克定律,得到回弹后的半径  $R_{sp}$ 与角度  $\psi_{sp}$ 关 系式为

$$R\psi = R_{\rm sp}\psi_{\rm sp}$$

$$\frac{1}{R} - \frac{1}{R_{\rm sp}} = \frac{M}{EI}$$
(1)

式中: E 和 I 分别为弹性模量与管材截面的弯曲 模量。

根据以上的分析,本文使用 ABAQUS/Explicit 的动力显式有限元算法建立管材数控弯曲过程的 数值仿真模型。由于管材厚度与外径的比值较 小,管材具有壳体的结构特征。因此,管胚的单元 类型采用减缩积分和沙漏控制的4节点有限应变 双曲薄壳单元(S4R)。而模具则使用离散刚体, 以便参与管材与模具间的接触的分析。管材与模 具间的接触约束条件采用罚函数约束算法实现以 保证变形体表面的节点不穿透刚性的表面,而接 触界面的摩擦使用库仑模型描述:

$$= \mu F_{n} \tag{2}$$

式中:µ为管胚与各模具间的摩擦系数;F<sub>n</sub>为接触 界面的法相压力。管材的材料模型使用服从 Mises 屈服准则的各向同性硬化弹塑性材料模型,同时使 用 Krupkowski-Swift 模型描述材料的流动硬化:

 $\frac{\overline{\sigma}}{\sigma} = K(\varepsilon_0 + \overline{\varepsilon})^n$ (3) 式中:K 为强度系数; $\varepsilon_0$  为初始应变;n 为硬化指 数; $\overline{\sigma}$ 和 $\overline{\varepsilon}$ 分别为应力和应变。

图 3 为管材数控弯曲工艺有限元模型。由于 回弹过程不存在复杂的接触条件,可以认为回弹过 程不是严重非线性过程。因此采用 ABAQUS/ Standard 模块计算,既避免了算法出现不收敛的情 况,也可以提高计算的效率。将成形计算的模型导 入 ABAQUS/Standard 模块中,删除管胚模型之外 所有模具零件、载荷和边界条件。在管胚直线段的 管段添加固定约束,使得回弹以其为基准。



t<sub>min</sub>一成形后的管材外壁最薄处的壁厚;t<sub>max</sub>一成形后的管材内壁 最厚处的壁厚;A一成形后的管材外壁最薄处的位置;B一成形 后的管材内壁最厚处的位置。

图 2 管材成形及回弹时的应力-应变状态

Fig. 2 Stress-strain state of tube forming and spring-back





图 3 管材数控弯曲工艺有限元模型 Fig. 3 Finite element model of tube numerical controlled bending process

# 2 起皱、减薄和回弹的预测方法

为了衡量管材数控弯曲质量,定义质量标准 参数:成形最大减薄率 $I_t = (t_0 - t_{min})/t_0$ ,用来表 示管材减薄程度, $t_0$  为初始的管材壁厚<sup>[10]</sup>。最大 起皱因子  $T/U_{min}$ ,用来描述管材成形后起皱程度 的参数, $U_{min}$ 为管件受压区域的最小起皱能,T 为 外力所作的功。当 $T/U_{min} > 1$ 认为管材已经起 皱<sup>[11]</sup>。管材在成形后的回弹一般使用回弹角度  $\Delta \psi = \psi - \psi_{sp}$ 来衡量。

管材数控弯曲的成形质量主要由 3 个方面因 素决定:①管材材料性能,主要包括弹性模量 E、 泊松比  $\nu$ 、强度系数 K、初始应变  $\varepsilon_0$  和硬化指数 n等;②弯管的几何形状,主要包括弯曲角度  $\psi$ 、弯 曲半径 R 和管壁厚度 t;③工艺参数,主要包括模 具与管胚之间的间隙  $g_a$ 和摩擦系数  $\mu$ 、芯轴伸出 量 e、芯球个数 m、芯球厚度 d 和助推参数 w 等。 因此最大减薄率、最大起皱因子和最终成形角度 可以分别表示为

 $\begin{cases} I_{t} = T(E, \nu, K, \varepsilon_{0}, n, \psi, D, R, t, g_{a}, \mu, e, m, d, w) \\ I_{u} = U(E, \nu, K, \varepsilon_{0}, n, \psi, D, R, t, g_{a}, \mu, e, m, d, w) \\ \psi_{sp} = \psi(E, \nu, K, \varepsilon_{0}, n, \psi, D, R, t, g_{a}, \mu, e, m, d, w) \end{cases}$ (4)

由定义可以知道,在这3个函数中,最大减薄 率与最终成形角度是连续函数,而最大起皱因子 是二值函数。因此需要使用不同的方法,对成形 质量进行预测。

本文为了预测最大减薄率与最终成形角度,选 择使用径向基函数(Radial Basis Function, RBF)神 经网络<sup>[12-13]</sup>,如图 4 所示。它是一种 3 层的前向神 经网络,其中第 1 层为输入层,第 2 层为以 RBF 为 变换函数的隐藏层,而第 3 层为输出层。输入层与 隐藏层之间是权值为 1 的线性连接,而输出层是对 隐藏层激活输出进行线性调节。其基本思想是利 用 RBF 对输入进行变换,将低维的数据转换到高 维空间中,使得不可分的问题在高维线性可分。 RBF 神经网络结构简单,能够逼近任意非线性函数,因此适用于预测连续的成形质量。

采用高斯函数作为激活函数建立 RBF 神经 网络:

$$R(\boldsymbol{x}_{p} - \boldsymbol{c}_{i}) = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^{2}}\|\boldsymbol{x}_{p} - \boldsymbol{c}_{i}\|^{2}\right)$$
(5)

式中: $\|\cdot\|$ 为欧式范数; $x_p = (x_1^p, x_2^p \cdots, x_m^r)$ 为样本 p个输入; $c_i$ 为网络隐藏层节点高斯函数的中心;  $\sigma$ 为高斯函数的方差。因此,RBF 神经网络的输 出可以表示为

$$\mathbf{y}_{j} = \sum_{i=1}^{h} \mathbf{w}_{ij} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^{2}} \|\mathbf{x}_{p} - \mathbf{c}_{i}\|^{2}\right) \quad j = 1, 2, \cdots, n_{p}$$
(6)

式中: $w_{ij}$ 为第 i 个隐藏层与第 j 个输出的线性连接权重;h 为网络隐藏层节点数; $n_p$  为输出层节点数。

最大起皱因子则采用二分类支持向量机 (Support Vector Machine, SVM)进行预测<sup>[14-15]</sup>,如 图 5 所示。SVM 网络具有完善的统计学习理论基 础,其主要思想是建立一个超平面作为分类的决 策面,使得分类之间的距离最大,是实际风险最小 化的实现。











Fig. 5 Binary classification with SVM

假设样本集 $\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_p, y_p), \dots, (x_N, y_N)\}$ 是线性可分的 2 类问题, N 为样本个数,  $(x_N, y_N)$ 为 m 维的输入向量,  $y \in (-1, +1)$ 为分类 号,则该输入空间的分类判别的超平面函数应为  $y = w^T x + b$  (7) 式中:w 为 m 维的线性变换向量; b 为线性偏置向 量。如果该超平面可以对样本集中所有样本进行 正确分类并具有间隔,则该平面需要满足:

$$\mathbf{y}_{p} = (\mathbf{w}^{\mathrm{T}} \mathbf{x}_{p} + \mathbf{b}) \ge 1$$

$$p = 1, 2, \cdots, N$$
(8)

并得到分类间的间隔 M = 2/||w||。因此,寻找最佳超平面的问题可以表示为

$$\min f(w) = \frac{1}{2} \|w\|^2 = \frac{1}{2} w^{\mathrm{T}} w$$
(9)

满足  $y_p(w^T x_p + b) > 1$ 。这个约束的最优化问题可以使用 Lagrange 方法转化为

 $\mathbf{y} = \operatorname{sgn}(\mathbf{w}^{*\mathrm{T}}\mathbf{x} + \mathbf{b}^{*})$ (12)

对于本文中的线性不可分情况,SVM 将输入向量映射到高维的特征向量空间,并在高维空间构建超平面,即将线性  $K(x_p, x_q) = x_p^T x_q$ 利用非线性核函数代替。本文中选择 RBF 为

 $K(\boldsymbol{x}_{p}, \boldsymbol{x}_{q}) = \exp(-\gamma \|\boldsymbol{x}_{p} - \boldsymbol{x}_{q}\|^{2}) \quad \gamma > 0 \quad (13)$ 

本文的研究重点主要包括材料性能参数和弯 曲几何关系与成形质量的关系,因此在建立有限 元模型并进行模拟时,摩擦系数为固定值,如表1 所示。表2为本文主要研究参数的取值范围,包 括几何参数、材料参数和弯曲角度等。同时,其他 的主要工艺参数可以通过管材几何尺寸定义,如 表3所示。对于预测模型发生起皱的情况,将不 再考虑减薄与回弹。图6为管材数控弯曲质量 预测方法的流程图。

表 1 各接触表面间的摩擦系数

#### Table 1 Friction coefficients between blank and tools

接触表面	μ	接触表面	μ
管胚与夹紧模	0.70	管胚与镶块	0.30
管胚与防皱模	0.05	管胚与芯轴	0.05
管胚与助推模	0.30	管胚与芯球	0.05
管胚与弯曲模	0.30	芯轴与芯球	0.08

表 2 主要研究参数的取值范围

#### Table 2 Spans of main research parameters

参数名称	范围	参数名称	范围
管材外径/mm	$70 \sim 100$	弹性模量/GPa	170 ~ 220
管壁厚度/mm	1~3	强度系数	750 ~ 850
弯曲半径/mm	$140\sim 200$	初始应变	0.02 ~ 0.10
弯曲角度/(°)	5~90	硬化系数	0.0~0.27

表 3 主要工艺参数取值

Table 3 Spans of main processing parameters

参数名称	取值	参数名称	取值
管模间隙/mm	0.5	芯轴伸出量	$\sqrt{2(R+D/2)g_{a}-g_{a}^{2}}$
芯球数	5	助推系数	1.0
芯球厚度	0.5D	芯球间距	0.5d



Fig. 6 Flowchart of bending tube quality prediction



# 3 实验结果与讨论

#### 3.1 实验数据处理

预测数据来源于 200 组有限元模拟实验。首 先将其中的 70% 作为训练集,30% 作为测试集,使 用训练集建立了 SVM 起皱分量模型并使用测试集 进行了预测验证。随后选择实验中没有出现起皱 的 145 组模型按照同样的比例划分,用以训练预测 减薄与回弹的 RBF 神经网络。

为了消除不同维数据的输入输出数量级的差 异对网络预测产生的较大影响,需要对数据进行 归一化,即将所有数据都转化为[0,1]区间之中 的数。本文中采用"最大最小"归一化方法,对每 一维中的数据进行如下计算:

 $x_p^m = (x_p^m - x_{\min}^m) / (x_{\max}^m - x_{\min}^m)$  (14) 式中: $x_p^m$  为样本 p 在 m 维的值; $x_{\max}^m$ 和  $x_{\min}^m$ 分别为 所有样本中这一维上最大和最小值; $\overline{x_p^m}$ 为归一化 后的值。在通过网络进行预测后需要对输出进行 反归一化,得到预测结果。

对输入变量进行主成分分析(Principal Component Analysis, PCA)。PCA 是一种对数据进行简 化的常用方法,目的是将复杂的模型降维,发现其 中数据之间的关联,并且去除可能导致解空间不 稳定或不连贯的噪声。图7所示为起皱预测模型 中各变量的成分分析,分布比较均匀,即各因素均 对起皱有一定影响。





#### 3.2 起皱的预测模型

在起皱预测模型的建立过程中,可以利用 交叉验证的方法对 SVM 的参数 g 和 c 进行优化, 得到最佳预测模型,预测的准确度达到 95% 以上,如图 8 所示。最佳参数 c = 147.0334,g = 0.020617,准确率为 96.296 3%。





#### 3.3 减薄率与回弹的预测模型

基于 RBF 神经网络的最大减薄率与回弹角 度的实验值与预测值的比较如图 9 所示。预测值 与实验值的差距基本保持在 10% 以内,可以认为 预测模型能够较为准确地反映各个参数与减薄的 函数关系。



图 9 最大剪薄率和回弹角度的预测值与实验值比较 Fig. 9 Comparison between predicted and experimental values of maximum thinning ratio and spring-back angle

## 4 结 论

本文结合径向基函数神经网络与支持向量机 提出了对管材数控弯曲的成形质量进行预测的方 法。经实验验证表明:



2016年

1)使用 SVM 可以准确预测管材弯曲内侧起 皱,使用交叉验证的方法优化网络参数可以有效 提高预测的准确性,预测准确率达到 95% 以上。

 RBF 神经网络可以较为准确地预测弯曲 外壁的减薄与回弹角度。预测与实验的差距在 10%以内。

该方法对于管材数控弯曲工艺的制定可以起 到良好的指导作用。

#### 参考文献 (References)

- TANG N C. Plastic-deformation analysis in tube bending [J]. Internal Journal Pressure Vessels and Piping, 2000, 77 (12): 751-759.
- [2]林艳,杨合,李恒,等. 薄壁管数控弯曲过程中失稳起皱的 主要影响因素[J]. 航空学报,2003,24(5):456-461.
  LIN Y,YANG H,LI H, et al. Influences of forming parameters on wrinkling in NC thin-walled tube bending [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2003,24(5):456-461(in Chinese).
- [3] LI H, YANG H, ZHAN M, et al. The interactive effects of wrinkling and other defects in thin-walled tube NC bending process
   [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2007, 187-188:502-507.
- [4] LI H, YANG H, ZHAN M, et al. Role of mandrel in NC precision bending process of thin-walled tube [J]. International Journal of Machine Tools & Manufacture, 2007, 47(7-8):1164-1175.
- [5] LI H, YANG H, ZHAN M. A study on plastic wrinkling in thinwalled tube bending via an energy-based wrinkling prediction model [J]. Modelling and Simulation in Materials Science and Engineering, 2009, 17(3):035007.
- [6] ZHAN M, YANG H, HUANG L, et al. Springback analysis of numerical control bending of thin-walled tube using numericalanalytic method [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2006, 177(1-3):197-201.
- [7] JIANG Z Q, YANG H, ZHAN M, et al. Coupling effects of material properties and the bending angle on the springback angle of a titanium alloy tube during numerically controlled bending.

[J]. Materials & Design, 2010, 31(4):2001-2010.

- [8] SHARAD G, NANDEDKAR V M. Springback in sheet metal u bending-fea and neural network approach [J]. Procedia Materials Science, 2014, 6:835-839.
- [9] PANDEY A K, DUBEY A K. Fuzzy expert system for prediction of kerf qualities in pulsed laser cutting of titanium alloy sheet [J]. Machining Science and Technology, 2013, 17(4):545-574.
- [10] YAN J, YANG H, ZHAN M, et al. Forming limits under multiindex constraints in NC bending of aluminum alloy thin-walled tubes with large diameters [J]. Science China Technological Sciences, 2010, 53 (2): 326-342.
- [11] HE Y, JING Y, MEI Z, et al. 3D numerical study on wrinkling characteristics in NC bending of aluminum alloy thin-walled tubes with large diameters under multi-die constraints [J].
   Computational Materials Science, 2009, 45 (4):1052-1067.
- [12] PARK J, SANDBERG I W. Universal approximation using radial-basis-function networks [J]. Neural Computation, 1991, 3 (2):246-257.
- [13] KAMI A, DARIANI B M. Prediction of wrinkling in thin-walled tube push-bending process using artificial neural network and finite element method [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B; Journal of Engineering Manufacture, 2011, 225(10):1801-1812.
- [14] LI Y. LIBSVM-FarutoUltimate Version: A Toolbox with Implements for Support Vector Machines Based on Libsvm [EB/ OL]. 2009. [2014-8-31]. https://github.com/faruto/Libsvm-FarutoUltimate-Version.
- [15] CHANG C C, LIN C J. Libsvm : A library for support vector machines [J]. ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology, 2011, 2(3):27.

#### 作者简介:

**葛宇龙** 男,博士研究生。主要研究方向:数字化板料成形 技术。

E-mail: AaronGe@ buaa. edu. cn

**李晓星** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:数字化 板料成形技术。

Tel.: 010-82338968

E-mail: li. xiaoxing@ buaa. edu. cn



# Tube numerical controlled bending quality prediction based on machine learning

GE Yulong, LI Xiaoxing\*, LANG Lihui, CHENG Pengzhi

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Wrinkle and over thinning, as well as inevitable spring-back, may occur along with the tube numerical controlled (NC) bending process, which have strong impacts on forming quality. As the bending processing is a complex non-linear system, it is hard to compute the result theoretically. Besides, finite element simulation is a time-consuming method for industry. To predict the forming quality of the NC bending, a rapid method based on the machine learning method and finite element modeling is raised. To apply the method, the first step is to build the finite element model of tube bending and make simulations whose process parameters are selected randomly as samples. After extracting experimental data, a radius basis function (RBF) neural network and a support vector machine (SVM) are built to predict thinning, spring-back and wrinkle separately. New instances are taken to verify the prediction method. The results show that the machine learning method can reliably predict the large diameter thin-walled tube NC bending quality and improve the efficiency of part forming process design.

Key words: tube numerical controlled (NC) bending; wrinkle; spring-back; wall thinning; radial basis neural network; support vector machine (SVM)

Received: 2015-07-22; Accepted: 2015-09-11; Published online: 2015-11-16 15:55 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1555.012.html

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82338968 E-mail: li.xiaoxing@ buaa.edu.cn


http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0494

# 基于 ST-SRCKF 的超高速强机动目标跟踪算法



方君1,戴邵武2,\*,许文明3,邹杰4,王永庭4

(1. 海军航空工程学院研究生管理大队,烟台 264001; 2. 海军航空工程学院 控制工程系,烟台 264001;3. 南华大学 网络信息中心,衡阳 421001; 4. 中国航空工业集团光电控制技术重点实验室,洛阳 471009)

摘 要:针对超高速强机动目标运动模型难以准确建立且观测数据易出现不良量测 而导致滤波发散的问题,提出一种适用于超高速强机动目标的跟踪算法。该算法根据正交性 原理推导了一种新的强跟踪平方根容积卡尔曼滤波(ST-SRCKF)结构,并引入多重渐消因子, 渐消因子求解方法和作用位置均不同于已有的 ST-SRCKF。根据新息的统计学特性,即新息 协方差矩阵的迹服从卡方分布,建立了一种改进的 CS-Jerk 模型,该模型对目标机动的描述更 准确,它与改进 ST-SRCKF 算法的结合实现了对超高速强机动目标的高精度跟踪。仿真结果 表明,改进算法对超高速强机动目标的跟踪性能更佳。

关 键 词:强机动目标跟踪;平方根容积卡尔曼滤波(SRCKF);强跟踪滤波(STF); 多重渐消因子;CS-Jerk 模型

中图分类号: TN953

文献标识码:A

文章编号: 1001-5965(2016)08-1698-11

一直以来,机动目标跟踪都是目标跟踪领域 的难点问题,被学者们广泛关注。近年来又出现 了一类新概念机动目标,以美军多次测试的高超 声速飞行器 AHW 为例<sup>[1-2]</sup>,在 2011 年的首次试 验中,该飞行器在35 min 内飞行了6000 km,而美 军在2010年测试的"一体化高超声速飞行器" HTV-2,虽然试验失败,但 HTV-2 在空中成功进行 了数次机动,速度甚至达到了20Ma。这一类目标 在运动过程中具有超高速、大范围机动的特 点<sup>[3]</sup>,而且随着材料科学和高超声速武器控制技 术的发展[4-6],目标可承受的机动过载范围会更 大,将具有强机动的特点。与一般的机动目标相 比,超高速强机动目标在飞行过程中的机动具有 突发性和复杂性,目标的运动会出现匀速、加速、 转弯甚至加加速等多种状态,现有的跟踪算法难 以满足要求。要保证对目标的精确跟踪,需要解

决好2个核心问题,即滤波算法的选择和目标运动模型的建立<sup>[7]</sup>。

在目标跟踪的实际过程中,量测数据是由雷 达在极坐标下观测得到,而系统模型是在直角坐 标系下建立的,二者需要进行非线性转换。针对 非线性估计问题,学者们提出了扩展卡尔曼滤波 (Extend Kalman Filter,EKF)、基于无迹变换(Unscented Transformation,UT)的不敏卡尔曼滤波 (Unscented Kalman Filter,UKF)等多种非线性滤 波方法,但这些滤波方法自身都存在一些缺陷。 2009年,Arasaratnam和 Haykin<sup>[8]</sup>首次提出基于 Cubature变换的容积卡尔曼滤波(Cubature Kalman filter,CKF),CKF 是一种基于对非线性概率 密度函数进行近似的高斯滤波算法,无需对非线 性模型线性化,比 EKF、UKF 具有更好的非线性 逼近能力;孙枫和唐李军<sup>[9]</sup>经过证明指出当系统

收稿日期: 2015-07-22; 录用日期: 2015-09-25; 网络出版时间: 2015-11-16 15:00

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1500.005.html

**基金项目**:国家自然科学基金(61203168);航空科学基金(20135184007)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 0535-6635491 E-mail: daiswhy@163.com

**引用格式:**方君,戴邵武,许文明,等.基于ST-SRCKF 的超高速强机动目标跟踪算法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8): 1698-1708. FANG J, DAIS W, XU W M, et al. Highly maneuvering hypervelocity-target tracking algorithm based on ST-SRCKF [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8): 1698-1708 (in Chinese).

1699

(3)

维数 n > 3 时,CKF 比 UKF 的滤波精度更高;对强 非线性问题,CKF 克服了 EKF 和 UKF 的应用局 限性,数值稳定性更强<sup>[10]</sup>;从滤波器结构来看, CKF 无需设置滤波参数,而 UKF 需要合理选择滤 波参数<sup>[11]</sup>;为了提高 CKF 的滤波性能,Arasaratnam 等<sup>[12]</sup>又进一步提出了平方根容积卡尔曼滤 波(Square Root Cubature Kalman Filter,SRCKF)。 但是当系统模型不准确或状态突变导致出现不良 量测时,CKF 和 SRCKF 的滤波性能都可能恶化。

考虑上述问题,学者们将强跟踪滤波(Strong Tracking Filter,STF)的思想与容积卡尔曼滤波相 结合,董鑫等<sup>[13]</sup>提出ST-CKF算法用于解决非线 性故障诊断问题;徐树生等<sup>[14-15]</sup>给出ST-SRCKF 并应用到动力定位系统中,但这些强跟踪算法引 入的均是单一的渐消因子,难以对系统状态的每 个变量都准确估计。此外,为了对超高速强机动 目标的机动过程准确建模,学者们先后提出了 Jerk 模型、CS-Jerk 模型及其改进方法<sup>[7,16-18]</sup>,然 而这些模型仍存在自适应性不足的问题。

本文针对超高速强机动目标运动模型难以准 确建立以及超高速强机动运动阶段量测噪声增大 的问题,选择 ST-SRCKF 算法进行滤波,并在文献 [15]的 ST-SRCKF 算法中引入多重渐消因子,借 鉴文献[19]中 ST-UKF 的推导过程,分析直接在 状态预测协方差矩阵中引入渐消因子对滤波结果 的不良影响,重新确定了渐消因子的作用位置和 求解方法;其次,针对 CS-Jerk 模型的缺陷进行改 进,根据新息的统计学特性,即新息协方差矩阵的 迹服从卡方分布<sup>[20]</sup>,由卡方检验原理构造活化函 数并得到活化因子,在线更新模型参数,从而实时 调整状态噪声协方差矩阵和滤波增益矩阵,减小 了目标状态估计误差,改进 CS-Jerk 模型与本文 滤波算法的结合实现了对超高速强机动目标的高 精度跟踪,仿真实验验证了本文算法的可行性。

# 1 平方根容积卡尔曼滤波

CKF 算法本质上是一种求积近似高斯滤波, 考虑如下积分:

$$I(f) = \int_{\mathbf{R}^n} f(\mathbf{X}) \exp(-\mathbf{X}^{\mathrm{T}} \mathbf{X}) \,\mathrm{d}\mathbf{X}$$
(1)

式中:*I* 为关于 *f* 的积分;*f* 为关于 *X* 的求积非线 性函数;*X* 为系统的状态向量;*R<sup>n</sup>* 为 *n* 维实向量, *n* 为系统状态的维数。

利用一组 2n 个等权值分布的 Cubature 点  $\{\chi_i, \omega_i\}$  对式(1)实现非线性逼近,即

$$\begin{split} I(f) &= \int_{\mathbb{R}^{n}} f(\mathbf{X}) N(\mathbf{X}; \mathbf{0}, \mathbf{I}_{n}) \, \mathrm{d} \mathbf{X} \approx \sum_{i=1}^{2n} \omega_{i} f(\mathbf{\chi}_{i}) \quad (2) \\ \vec{\mathrm{x}} \oplus : N(\cdot) \end{pmatrix} \mathbf{\Sigma} \vec{\mathrm{x}} \boldsymbol{\mathrm{b}} \mathbf{\mathrm{f}} \mathbf{\mathrm{g}} \mathbf{\mathrm{g}}; \omega_{i} = \frac{1}{2n} \mathcal{H} \mathbf{\chi}_{i} \; \vec{\mathrm{g}} \boldsymbol{\mathrm{b}} \mathbf{\mathrm{b}} \\ \vec{\mathrm{x}} \oplus : N(\cdot) \end{pmatrix} \mathcal{H} \vec{\mathrm{x}} \vec{\mathrm{x}} \boldsymbol{\mathrm{b}} \mathbf{\mathrm{f}} \mathbf{\mathrm{g}} \mathbf{\mathrm{g}}; \omega_{i} = \frac{1}{2n} \mathcal{H} \mathbf{\chi}_{i} \; \vec{\mathrm{g}} \boldsymbol{\mathrm{b}} \mathbf{\mathrm{b}} \\ \vec{\mathrm{x}} \oplus : \mathbf{1}, 2, \cdots, 2n, \mathbf{\chi}_{i} = \sqrt{n} \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}_{i} \; \mathcal{H} \; \text{Cubature } \mathbf{\mathrm{g}} \mathbf{\mathrm{b}} \\ \vec{\mathrm{g}}, \mathbf{\mathrm{g}} = \sqrt{n} \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}_{i} \; \mathcal{H} \; \text{Cubature } \mathbf{\mathrm{g}} \mathbf{\mathrm{b}} \\ \vec{\mathrm{g}}, \mathbf{\mathrm{g}} = \mathbf{1}, \mathbf{\mathrm{g}} = \left\{ \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ -1 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ -1 \end{pmatrix} \right\} \end{split}$$

化航学报

假设式(1)中的状态向量  $X \sim N(X; \hat{X}, P)$ ,令  $P = SS^{T}$ ,得

$$I(f) = \int_{\mathbf{R}^n} f(\mathbf{X}) N(\mathbf{X}; \hat{\mathbf{X}}, \mathbf{P}) \, \mathrm{d}\mathbf{X} \approx \sum_{i=1}^{2n} \omega_i f(\mathbf{S} \boldsymbol{\chi}_i + \hat{\mathbf{X}})$$
(4)

式中: *X* 为 *X* 的估计值; *P* 为 *X* 的协方差阵; *S* 为 *P* 的平方根矩阵。

标准的 CKF 滤波算法见文献[8],然而在 CKF 算法中,滤波器的每一步递推计算都需要进 行矩阵开方,使得误差协方差阵可能会失去对称 性和正定性,造成滤波中断,滤波器数值稳定性变 差。SRCKF 在 CKF 中引入正交三角分解,不需要 对状态协方差矩阵进行开方运算,保证了滤波器 的稳定性,SRCKF 步骤见文献[12]。

# 2 多重渐消因子强跟踪 SRCKF

#### 2.1 多重渐消因子的引入

假设非线性系统描述如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{X}_{k+1} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}_k) + \boldsymbol{w}_k \\ \boldsymbol{Z}_k = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{X}_k) + \boldsymbol{v}_k \end{cases}$$
(5)

式中: $f(\cdot)$ 和 $h(\cdot)$ 分别为系统的非线性状态转移函数和量测函数; $X_k, X_{k+1}$ 分别为k时刻和k+1时刻系统的n维状态向量; $Z_k$ 为k时刻系统的m维量测向量; $w_k$ 为协方差矩阵为 $Q_k$ 的状态噪声; $v_k$ 为协方差矩阵为 $R_k$ 的量测噪声。

通常情况下,系统状态噪声 w<sub>k</sub> 和量测噪声 v<sub>k</sub> 都是零均值的高斯白噪声,滤波器正常工作,且根 据新息(残差)理论可知,滤波输出满足<sup>[21]</sup>:

$$E[(X_{k+1} - \hat{X}_{k+1})(X_{k+1} - \hat{X}_{k+1})^{\mathrm{T}}] = \min$$
(6)  
$$E(d_{k+1+1}d_{k+1}^{\mathrm{T}}) = 0$$

$$k = 0, 1, \dots, j = 1, 2, \dots$$
 (7)

式中:min 为等式左边期望的最小值; $\hat{X}_{k+1}$ 为 k+1时刻的状态估计; $d_{k+1}$ 和  $d_{k+1+j}$ 分别为 k+1和 k+1+j时刻的残差。



式(6)表示滤波输出为最小方差估计,而 式(7)要求不同时刻的残差序列保持正交,对于  $E(d_{k+1+j}d_{k+1}^{T})$ ,文献[19]证明存在定理1:

**定理 1** 在式(5)中,令  $\boldsymbol{\varepsilon}_{k} = \boldsymbol{X}_{k} - \hat{\boldsymbol{X}}_{k}$ ,若  $O(|\boldsymbol{\varepsilon}_{k}|^{2}) << (|\boldsymbol{\varepsilon}_{k}|) 成立,则不同时刻残差序列$ 的协方差为

 $E(\boldsymbol{d}_{k+1+j}\boldsymbol{d}_{k+1}^{\mathrm{T}}) = \boldsymbol{H}_{k+1+j}\boldsymbol{F}_{k+j}(\boldsymbol{F}_{k+j-1} - \boldsymbol{K}_{k+j}\boldsymbol{H}_{k+j}\boldsymbol{F}_{k+j-1}) \cdots (\boldsymbol{F}_{k+1} - \boldsymbol{K}_{k+2}\boldsymbol{H}_{k+2}\boldsymbol{F}_{k+1}) \cdot (\boldsymbol{F}_{k+1} - \boldsymbol{K}_{k+2}\boldsymbol{H}_{k+2}\boldsymbol{F}_{k+1}) E(\boldsymbol{P}_{k+1}|_{k}\boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} - \boldsymbol{K}_{k+1}\boldsymbol{V}_{k+1})$  (8)

式中:  $H_{k+1} = \frac{\partial h_{k+1}}{\partial X_{k+1}} \Big|_{X_{k+1} = \hat{X}_{k+1} \mid k}$  为 k + 1 时刻量测矩

阵, $h_{k+1}$ 为k+1时刻的 $h(\cdot)$ , $\hat{X}_{k+1|k}$ 为状态向量 的一步预测值; $F_{k+1} = \frac{\partial f_{k+1}}{\partial X_{k+1}} \bigg|_{X_{k+1}=\hat{X}_{k+1}|k}$ 为k+1时 刻状态转移矩阵, $f_{k+1}$ 为k+1时刻的 $f(\cdot)$ ;  $V_{k+1} = E(d_{k+1}d_{k+1}^{T})$ 为k+1时刻新息的方差阵。

超高速强机动目标在高速运动或发生突变机 动时,模型准确性更差,传感器的观测精度降低, 量测噪声增大,此时的观测量可看作不良量测,由 定理1可知,当模型不确定性增大或系统出现不 良量测,将造成k+1时刻残差向量协方差阵偏差 过大,又因为k+1时刻的增益矩阵 $K_{k+1}$ 已经确 定,故很难保证式(8)成立,导致不同时刻的残差 向量失去正交性,即式(7)不成立。

为了满足条件式(7),基于 EKF 的 STF 在状态预测协方差矩阵中引入渐消因子,实时在线调整滤波增益矩阵,使不同时刻的滤波残差保持相互正交,抑制了滤波发散和鲁棒性差的问题。ST-SRCKF 算法结合了 STF 和 SRCKF 的优点,其核心思想也是引入渐消因子  $\lambda'_{k+1}$ 修正状态预测协方差矩阵为  $P_{k+11k}$ ,上标(l)表示未引入渐消因子,引入渐消因子后,状态预测协方差矩阵为  $P_{k+11k}$ ,

$$\boldsymbol{P}_{k+1|k}^{(l)} = \sum_{i=1}^{2^{n}} \omega_{i} \boldsymbol{\chi}_{i,k+1|k} \boldsymbol{\chi}_{i,k+1|k}^{\mathrm{T}} - \hat{\boldsymbol{\chi}}_{k+1|k} \hat{\boldsymbol{\chi}}_{k+1|k}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{Q}_{k}$$
(9)

 $P_{k+1|k} = \lambda'_{k+1} (P_{k+1|k}^{(l)} - Q_k) + Q_k \quad (10)$ 式中: $\chi_{i,k+1|k}$ 为 SRCKF 算法中第 *j* 个容积点经函
数 *f*(・)传播后的一步预测值。

与 STF 不同的是, 文献[15]中的 ST-SRCKF 算法精度更高, 且无需计算雅可比矩阵, 但该 ST-SRCKF 算法与之前的 ST-CKF 算法采用的都是单 一渐消因子, 对于低维系统, 一般可以实现状态量 的准确估计, 而对于超高速强机动目标这样的高 维系统,系统状态中的变量多,模型不确定性和不 良量测对不同变量的影响程度也不同,采用单一 的渐消因子难以保证对每个变量都能很好地跟 踪。文献[22]将多重渐消因子引入 ST-UKF,改 善了 ST-UKF 的滤波性能,多重渐消因子实际上 是一种变尺度调节方法,其原理是:考虑到目标机 动对目标状态各分量的影响不同,因此针对各分 量分别设计渐消因子,并由各渐消因子构成渐消 因子矩阵,各状态分量对应不同的调节速率,从而 改善算法的滤波性能。

因此本文在 ST-SRCKF 算法中采用多重渐消因子,对各状态变量分别调整,进而提高 ST-SRCKF 算法的滤波稳定性和滤波精度。

#### 2.2 ST-SRCKF 结构改进

文献[19]根据正交性原理重新推导并提出 了一种改进的 ST-UKF 算法,指出已有的 ST-UKF 算法均如式(11)所示引入渐消因子 λ'<sub>k+1</sub>对状态 预测重新定义,即

$$\boldsymbol{P}_{k+1\mid k} = \boldsymbol{\lambda}'_{k+1} \sum_{i=0}^{2n} \boldsymbol{\omega}_{i}^{c} [\boldsymbol{\chi}_{i,k+1\mid k} -$$

 $\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k} ] [\boldsymbol{\chi}_{i,k+1|k} - \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}]^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{Q}_{k}$ (11) 式中: $\boldsymbol{\omega}_{i}^{c} \boldsymbol{\lambda} \boldsymbol{\chi}_{i|k+1|k}$ 对应的权值,上标 c 为协方差。

文献[19]分析并证明,对于引人渐消因子前 后的残差  $d'_{k+1}$ 和  $d_{k+1}$ ,当按照式(11)在  $P_{k+11k}$ 中 引入渐消因子  $\lambda'_{k+1}$ ,若滤波器使用  $d'_{k+1}$ 得到系统 状态估计,则不能确保式(6)成立;若使用  $d_{k+1}$ 得 到系统状态估计,则不能确保式(7)成立。改进 的 ST-UKF 算法未使用渐消因子修正状态预测协 方差矩阵,而是引入渐消因子重新定义量测预测 协方差矩阵  $P_{ZZ,k+1}$ 和互协方差矩阵  $P_{XZ,k+1}$ 。借 鉴这一思想,因式(10)与式(11)结构相同,故同 样可以证明,若按照式(10)在 SRCKF 算法中引 入渐消因子,则很难保证强 STF 算法的 2 个条件 (式(6)和式(7))均成立。经上述讨论,针对非 线性系统式(5),本文提出改进的 ST-SRCKF 算 法,其步骤如下:

初始化:给定 X 的初始值为  $X_1$ ,初始预测值 和协方差矩阵分别为  $\hat{X}_1 = E[X_1]$ 和  $P_1 = cov(X_1)$ ,对初始滤波协方差矩阵进行分解, 即 $P_1 = S_1 S_1^{T}$ 。

时间更新:

1) 计算容积点(*i*=1,2,…,2*n*)

$$\boldsymbol{\xi}_{i,k} = \boldsymbol{S}_k \boldsymbol{\chi}_i + \hat{\boldsymbol{X}}_k \tag{12}$$

2) 计算经非线性函数传播后的容积点  $\xi_{i,k+1|k} = f(\xi_{i,k})$  (13)

3) 计算状态一步预测值 
$$\hat{X}_{k+1|k}$$
 (14)

 4) 状态误差方差矩阵平方根的一步预测为

  $S_{k+1|k} = \operatorname{Tria}([\xi_{k+1|k} S_{q}])$ 
 (15)

 式中:Tria(·) 为矩阵正交三角分解;  $S_{q}$  为状态

 噪声协方差矩阵的平方根;  $\xi_{k+1|k}$ 
 (16)

 :
  $\xi_{2,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 (16)
 :

 :
  $\xi_{2,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,n,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,n,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,n,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
  $\xi_{2,n,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
 :

 :
  $\xi_{2,n,k+1|k} - \hat{X}_{k+1|k}$ 

 :
 :
 (16)

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :
 :

 :
 :

6)根据2.3节(式(30)~式(40))可得多重
 渐消因子矩阵 λ<sub>k+1</sub>,并分别计算引入渐消因子后
 的 P<sub>zz,k+1</sub>和 P<sub>xz,k+1</sub>,即

 $\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z},k+1} = \boldsymbol{\lambda}_{k+1} \left( \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z},k+1}^{(l)} - \boldsymbol{R}_{k} \right) + \boldsymbol{R}_{k}$ (25)  $\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{X}\boldsymbol{Z},k+1} = \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{X}\boldsymbol{Z},k+1}^{(l)} \boldsymbol{\lambda}_{k+1}$ (26)

$$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{X}\boldsymbol{Z},k+1} = \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{X}\boldsymbol{Z},k+1}\boldsymbol{\lambda}_{k+1}$$

式中:矩阵  $\lambda_{k+1}$ 为与  $P_{ZZ,k+1}^{(l)}$ 同维的对角阵。

7) 计算卡尔曼滤波增益,即

$$\begin{split} \boldsymbol{K}_{k+1} &= \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{X}\boldsymbol{Z},k+1} \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z},k+1}^{-1} & (27) \\ & 8) 狀 \dots \end{pmatrix} \\ \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1} &= \hat{\boldsymbol{X}}_{k+1 \mid k} + \boldsymbol{K}_{k+1} (\boldsymbol{Z}_{k+1} - \hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1 \mid k}) & (28) \\ \boldsymbol{S}_{k+1} &= \operatorname{Tria}([\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1 \mid k} - \boldsymbol{K}_{k+1} \hat{\boldsymbol{Z}}_{k+1 \mid k} - \boldsymbol{K}_{k+1} \boldsymbol{S}_{\boldsymbol{R}}]) \\ & (29) \end{split}$$

分析上述算法可知,与文献[15]中 ST-SRCKF相比,本文的算法借鉴了文献[22]中采用 多重渐消因子的 ST-UKF 算法,考虑了目标机动 对目标状态各变量的不同影响,用多重渐消因子 代替 ST-SRCKF 算法中的单一渐消因子;同时,改 进的 ST-SRCKF 没有将渐消因子引入到状态预测 协方差矩阵  $P_{k+1|k}^{(1)}$ 中,而是将其引入到新息协方 差 $P_{ZZ,k+1}^{(1)}$ 和互协方差更新式  $P_{XZ,k+1}^{(1)}$ 中,因此多重 渐消因子矩阵的结构也不同于文献[22]。

#### 2.3 多重渐消因子的确定

根据定理1,ST-SRCKF保持残差序列正交化的充分条件为

$$\boldsymbol{P}_{k+1|k} \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} - \boldsymbol{K}_{k+1} \boldsymbol{V}_{k+1} = \boldsymbol{0}$$
(30)

文献[14]中推导了 SRCKF 中互协方差矩阵 的表达式为

$$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{XZ},k+1} = \boldsymbol{P}_{k+1|k} \boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}}$$
(31)  
则式(30)可以改写为

$$P_{XZ,k+1} - K_{k+1}V_{k+1} = 0$$
 (32)  
又根据式(27)可得

$$K_{k+1}(P_{ZZ,k+1} - V_{k+1}) = 0$$
 (33)  
 $K_{k+1}$ 为非零矩阵,故式(30)成立的充分条件  
可等效为

$$P_{ZZ,k+1} - V_{k+1} = 0$$
(34)

$$V_{k+1} - R_k = \lambda_{k+1} \left( P_{ZZ,k+1}^{(l)} - R_k \right)$$
(35)

$$V_{k+1} = \begin{cases} d_1 d_1^{\mathsf{T}} & k = 0\\ \rho_{\mathsf{V}} V_k + d_{k+1} d_{k+1}^{\mathsf{T}} & k \ge 1\\ \hline 1 + \rho_{\mathsf{V}} & k \ge 1 \end{cases}$$
(36)

式中:0 < ρ<sub>v</sub> ≤1 为遗忘因子,下标 V 为新息的方 差矩阵。

多重渐消因子矩阵  $\lambda_{k+1}$ 的次优解法如下: 令多重渐消因子矩阵

$$\boldsymbol{\lambda}_{k+1} = \operatorname{diag}[\lambda_{1,k+1}, \lambda_{2,k+1}, \cdots, \lambda_{m,k+1}]$$

其中:m 为观测向量维数;λ<sub>i,k+1</sub>为对应每个量测 量的渐消因子,且

$$\lambda_{i,k+1} = \begin{cases} a_i c_{k+1} & a_i c_{k+1} > 1\\ 1 & a_i c_{k+1} \le 1 \end{cases}$$
(37)

式中:*a<sub>i</sub>*为由先验信息确定的常数,当量测量误 差很大或变化很快时,选择较大的*a<sub>i</sub>*,否则*a<sub>i</sub>*可 均取为1;*c<sub>k+1</sub>为待求因子。* 

考虑式(35),令

$$\boldsymbol{N}_{k+1} = \boldsymbol{V}_{k+1} - \boldsymbol{R}_k \tag{38}$$

$$\boldsymbol{M}_{k+1} = \boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z},k+1}^{(l)} - \boldsymbol{R}_{k}$$
(39)

对等式(35)两边矩阵同时求迹,得待求因子 *c*<sub>k+1</sub>的表达式为

$$c_{k+1} = \operatorname{tr}[\boldsymbol{\lambda}_{k+1}] = \frac{\operatorname{tr}[\boldsymbol{N}_{k+1}]}{\sum_{i=1}^{m} a_i \boldsymbol{M}_{ii,k+1}}$$
(40)

式中:tr[·]为矩阵求迹。

将  $c_{k+1}$ 代入式(37),可得多重渐消因子矩阵  $\lambda_{k+1}$ ,由推导过程可知,矩阵  $\lambda_{k+1}$ 与量测向量的维 数相同,且能够更直接地反映量测数据的变化。

# 3 改进的 CS-Jerk 模型

CS-Jerk 模型借鉴"当前"统计模型的结构, 用修正的瑞利分布描述加加速度的统计特性,将 加加速度 *j* 的一步预测值  $\hat{x}_{k+1|k}$ 作为当前时刻 *j* 的均值,从而更准确地估计目标的加加速度,具体 算法见文献[17]。

#### 3.1 CS-Jerk 模型的缺陷

在 CS-Jerk 模型中,目标的机动频率  $\alpha$  和 j 的 最大值  $j_{max}$ 、 $j_{-max}$ 等参数决定了模型的结构,若目 标进行突变的强机动,CS-Jerk 模型将从 2 个方面 制约目标的跟踪精度:

 在目标运动的实际过程中,目标为了实现 战术目的或躲避对方防御系统的跟踪和锁定,需 要进行强机动等运动,其运动状态将发生突变,机 动频率 α 必然是不断变化的,但 CS-Jerk 模型中 机动频率 α 取为固定值,影响目标跟踪精度。

2) CS-Jerk 模型中机动加加速度的最大值  $j_{max}, j_{-max}$ 取为定值,当目标发生机动时,若 $\ddot{x}_{k+1|k}$ 的值不断接近 $j_{max}$ ,加加速度的方差和状态噪声协 方差矩阵 $Q_k$ 减小,使得滤波增益 $K_k$ 偏小,滤波 输出的修正量不足,导致目标跟踪误差增大;相 反,若 $\ddot{x}_{k+1|k}$ 与 $j_{max}$ 差值不断增大,则会引起滤波 增益 $K_k$ 偏大,对滤波输出产生过多的修正量,目 标的跟踪精度同样会降低。

为了克服 CS-Jerk 模型的上述缺陷,需对算法的结构进行改进。

#### 3.2 改进的 CS-Jerk 模型算法

根据 CS-Jerk 模型算法,在直角坐标系中建 立系统的状态方程并离散化,得

$$\boldsymbol{X}_{k+1} = \boldsymbol{F}_{k+1} \boldsymbol{X}_{k} + \boldsymbol{U}_{k} \, \bar{\boldsymbol{j}}_{k} + \boldsymbol{w}_{k} \tag{41}$$

式中: $J_k$ 为加加速度均值; $U_k$ 为输入矩阵 量测方程为

$$\boldsymbol{Z}_{k} = \boldsymbol{H}_{k}\boldsymbol{X}_{k} + \boldsymbol{v}_{k} \tag{42}$$

通常通过观察滤波残差的变化来判断目标的 机动情况, $d_k = Z_k - \hat{Z}_{k|k-1} = Z_k - H_k \hat{X}_{k|k-1}$ 为滤波 残差,当目标没有进行机动时,残差序列 $d_k$ 服从 零均值高斯分布,即 $d_k \sim N(0, P_{zz,k}), P_{zz,k}$ 为其协 方差矩阵;当发生机动时, $d_k \sim N(u, P_{zz,k}), u$ 为 残差的非零均值,因此对残差的均值进行检验即 可判断目标是否发生机动,但事实难以对残差的 均值进行检验。

北航学报

赠 阅

文献[20]指出, 若 n 维随机向量服从零均 值的高斯分布, 则该向量的协方差矩阵亦为随 机矩阵, 且矩阵的迹服从自由度为 n 的 $\chi^2$ 分布。 在目标跟踪的滤波过程中, 滤波残差是 m 维的 随机向量, 当目标未发生机动时, 滤波残差序列 服从零均值的高斯分布, 且残差协方差阵的迹 服从自由度为 m 的 $\chi^2$ 分布, 故可以通过检验残 差协方差矩阵迹的统计学分布来判断目标的机 动情况。

目标的机动通过量测值的变化直接体现出来,量测值的变化又在残差的变化中体现,而残差协方差矩阵的迹 tr[**P**zz,k]反映了残差序列的统计学特性,于是可得活化因子 fk 的计算步骤如下:

1)通过上述分析并由卡方检验原理,可确定 目标机动的判断函数,即

$$\operatorname{tr}[\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}\boldsymbol{Z},k}] \sim \chi^2(m) \tag{43}$$

2)由统计学中的 Neyman-Pearson 定理,可提 出假设检验如下:

 $H_0:tr[P_{ZZ,k}] \leq \varepsilon; H_1:tr[P_{ZZ,k}] > \varepsilon, 取 \varepsilon 为指$ 标来判断目标的机动情况, 当目标未进行机动, $H_0成立; 当目标进行机动, H_1成立。$ 

根据  $P = P \{ tr[P_{zz,k}] \ge \varepsilon | H_0 \} = \rho$ ,可求得指标  $\varepsilon$ 。若给定显著水平  $\rho = 0.01$ ,由  $P = P \{ tr[P_{zz,k}] \ge \varepsilon | H_0 \} = \rho$ ,查卡方分布表可确定  $\varepsilon = 9.21$ ,此时漏警 率  $P \{ tr[P_{zz,k}] < \varepsilon | H_1 \}$ 值最小。

3) 定义归一化残差的平方  $d = d_k^T P_{zz,k}^{-1} d_k \circ$ 

4) 进一步通过活化函数引入活化因子,即

$$\begin{aligned} & \left[ P_{ZZ,k} \right] > \varepsilon \\ & \operatorname{tr} \left[ P_{ZZ,k} \right] \leq \varepsilon \end{aligned}$$
 (44)

为了提高加加速度估计的鲁棒性,采用移动 平均法确定当前时刻机动加加速度的均值,令

 $f_k = \begin{cases} 1 \\ 1 \end{cases}$ 

$$\bar{j}_{k} = \frac{1}{l} \sum_{i=k-l}^{k-1} \bar{j}_{i}$$
(45)

式中:l为步长,通常根据目标的类型取 3~10 之 间的整数; $j_i$ 为 i 时刻机动加加速度的均值,i 的 范围为k - l - k - 1; $j_k$ 为当前时刻前l个时刻加加 速度的平均值,在算法中将它作为当前时刻机动 加加速度的均值。

与 CS-Jerk 模型同理,机动加加速度 *j* 的预测 值方差为

$$\boldsymbol{\sigma}_{j}^{2} = E\left[\left(\hat{j} - \bar{j}_{k}^{2}\right)^{2} \mid \boldsymbol{Z}_{k}\right]$$

$$\tag{46}$$

1702

图 1 为改进的 CS-Jerk 模型算法结构,  $j_{max}$ 、  $j_{-max}$ 为最大机动加加速度的初始值,初始机动频 率为 $\alpha_0$ ,将活化因子 $f_i$ 代入即可对机动频率和  $j_{\text{max}}, j_{-\text{max}}$ 进行实时更新,并根据 j 的修正瑞利分布 假设得到改进算法中i的方差为

 $\sigma_{j}^{2} = \begin{cases} \frac{4 - \pi}{\pi} (f_{k} j_{\max} - \bar{j}_{k})^{2} & \bar{j}_{k} > 0 \\ \frac{4 - \pi}{\pi} (f_{k} j_{\max} + \bar{j}_{k})^{2} & \bar{j}_{k} < 0 \end{cases}$ (47)目标机动频率为 (48)

 $\alpha = f_k \alpha_0$ 



Fig. 1 Structure of modified CS-Jerk model

由图1可知,改进的CS-Jerk 模型通过自适应 调整  $\alpha$  和  $j_{\max}$ ,  $j_{-\max}$ , 使得矩阵  $F_{k+1}$ ,  $U_k$  和  $Q_k$  能够 根据目标的机动情况实时更新,提高了目标的建 模准确度。

将式(47)和式(48)代入文献[17]的 CS-Jerk 模型中,目标状态方程仍为式(41),状态转移矩 阵 $F_{k+1}$ 的表达式为

$$\boldsymbol{F}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 & p_1 \\ 0 & 1 & T & q_1 \\ 0 & 0 & 1 & r_1 \\ 0 & 0 & 0 & s_1 \end{bmatrix}$$
(49)

式中:T 为采样间隔,其余变量定义为  

$$\begin{cases}
p_1 = (2 - 2\alpha T + \alpha^2 T^2 - 2e^{-\alpha T})/(2\alpha^3) \\
q_1 = (e^{-\alpha T} - 1 + \alpha T)/\alpha^2 \\
r_1 = (1 - e^{-\alpha T})/\alpha \\
s = e^{-\alpha T}
\end{cases}$$
(50)

输入控制矩阵 U<sub>k</sub> 表达式为

$$\boldsymbol{U}_{k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\alpha^{2}} \left( 2T - \alpha T + \frac{\alpha^{2} T^{3}}{3} - \frac{2 - 2e^{-\alpha T}}{\alpha} \right) \\ \frac{1}{\alpha} \left( -T + \frac{\alpha T^{2}}{2} + \frac{1 - e^{-\alpha T}}{\alpha} \right) \\ T - \frac{1 - e^{-\alpha T}}{\alpha} \end{bmatrix}$$
(51)

状态噪声协方差  $Q_k$  如式(52)所示,矩阵各 元素表达式与 CS-Jerk 模型相同。

高速强机动	目标跟	踪算	去	赠阅	1703
$\boldsymbol{Q}_{k}=2\alpha\sigma_{j}^{2}$	$\begin{bmatrix} q_{11} \\ q_{21} \\ q_{31} \\ q_{41} \end{bmatrix}$	$egin{array}{c} q_{12} \ q_{22} \ q_{32} \ q_{42} \end{array}$	$\begin{array}{c} q_{13} \\ q_{23} \\ q_{33} \\ q_{43} \end{array}$	$ \begin{array}{c} q_{14} \\ q_{24} \\ q_{34} \\ q_{44} \end{array} \right] $	(52)

#### 仿真验证 4

以单雷达单机动目标为研究对象,系统状态 方程在直角坐标系下建立,量测数据为雷达观测 到的二维极坐标数据。本文所研究的超高速强机 动目标以美军 HTV-2 为实际背景,同时为了验证 算法的可行性,通常都是在更为严苛的环境下进 行仿真实验,因此本文假设目标的最大速度将达 到 20 Ma,最大加速度达到 40 g,最大加加速度达 到 6 g/s,设置仿真条件:仿真时长为 200 s,采样时 间间隔为 T = 1 s, 目标的真实运动轨迹为:

x轴,即高度方向,目标做强机动运动,目标 的初始位置、速度、加速度和加加速度分别为  $10\,000 \,\mathrm{m}_{s} - 300 \,\mathrm{m/s}_{s}^{2} \,\pi 0 \,\mathrm{m/s}^{3}_{\circ} \,0 \sim 20 \,\mathrm{s}$ ,目 标匀速运动,20~30 s、30~40 s 分别做加速度为 150 m/s<sup>2</sup>、-120 m/s<sup>2</sup>的匀加速度运动,40~60 s 匀 速运动,60~80s做加速度为300m/s<sup>2</sup>的匀加速 度运动,80~90s做加加速度为-60m/s<sup>3</sup>的匀加 加速度运动,90~110s之间做20s的匀加速运 动,110~120s做10m/s<sup>3</sup>的匀加加速度运动, 120~140 s匀加速运动,之后 10 s 进行 60 m/s<sup>3</sup> 的 匀加加速度运动,150~160s做匀加速运动, 160~200s保持匀速运动。

y 轴为水平方向,目标初始位置为0m,目标 进行 200 s 速度为 200 m/s 的匀速运动。

假设观测雷达位于坐标原点,k时刻目标状 态向量为 $X_k = \begin{bmatrix} x & \dot{x} & \ddot{x} & y & \dot{y} & \ddot{y} \end{bmatrix}^T$ , 雷 达的量测向量为  $\mathbf{Z}_{k} = [r \ \theta]^{\mathrm{T}}, r_{\mathrm{v}} \theta$  分别为目标斜 距和方位角,系统量测方程为

$$\mathbf{Z}_{k} = \begin{bmatrix} r \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{x^{2} + y^{2}} \\ \arctan(y/x) \end{bmatrix} + \mathbf{v}_{k}$$
(53)

式中: $\boldsymbol{v}_{k} \sim N(0, \boldsymbol{R}_{k}), \boldsymbol{R}_{k} = \text{diag}[\sigma_{r}^{2}, \sigma_{\theta}^{2}]$ 为噪声协 方差矩阵, $\sigma_r = 100 \text{ m}, \sigma_{\theta} = 0.1^{\circ}$ 。

仿真实验中目标的初始状态设定为 X(1)= [10000 - 300 0 0 0 200 0 0]<sup>T</sup>,目标机 动频率的初始值为  $\alpha_0 = 1/20$ ,在 CS-Jerk 模型和 改进 CS-Jerk 模型中 x、y 方向上最大、最小加加速 度初始值分别取为±70 m/s<sup>3</sup>和±0.01 m/s<sup>3</sup>。

在上述条件下完成2个仿真,每个仿真进行 100 次蒙特卡罗实验,仿真1 验证改进 CS-Jerk 模 型对目标跟踪精度的提高作用,仿真2验证本文 ST-SRCKF 算法对滤波性能的改善作用。机动目



标跟踪算法的性能指标主要包括跟踪精度和处理 时间等,而跟踪精度是算法的核心指标<sup>[23]</sup>,所以 提高目标的跟踪精度是本文算法的主要任务,以 目标状态估计值的均方根误差( $E_{\text{RMSE}}$ )、均值误差 ( $E_{\text{ME}}$ )以及 100 次蒙特卡罗仿真的平均耗时作为 统计指标来衡量改进算法的性能。状态估计值的 均方根误差和均值误差分别定义为

$$E_{i,\text{RMSE}}(k) = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{j=1}^{M} (X_{ij,k} - \hat{X}_{ij,k\mid k})^2}$$
(54)

$$E_{\rm ME} = \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{M} \sum_{k=1}^{N} \left( X_{ij,k} - \hat{X}_{ij,k\mid k} \right)$$
(55)

式中: $X_{ij,k}$ 和 $X_{ij,k+k}$ 分别为第j次仿真过程中k时 刻目标状态向量第i个分量的真实值和估计值; M为仿真次数;N为仿真步数。

**仿真1** 分别以 Jerk 模型、CS-Jerk 模型和本 文提出的改进 CS-Jerk 模型建立系统状态方程, 采用文献[15]中 ST-SRCKF 进行滤波,比较3种 模型算法的跟踪结果。图2给出了目标运动真实 轨迹及采用改进 CS-Jerk 模型建模时目标的跟踪 轨迹,图3给出了 *x* 轴方向目标的实际速度和加 速度曲线,*y* 轴方向目标匀速运动,速度和加速度 曲线不必给出。



图4和图5分别为x、y轴方向上,3种不同模型算法目标跟踪的位置、速度的均方根误差,表1 为x、y轴方向上目标状态的平均误差。

图 4 和图 5 表明,在 x 轴方向上,与 Jerk 模型 和 CS-Jerk 模型相比,改进 CS-Jerk 模型算法减小 了对目标位置和速度的跟踪误差,且对 0 ~ 60 s、 160 ~ 200 s 目标弱机动和 60 ~ 160 s 目标强机动, 位置的跟踪误差相差不大,而 3 种算法在 60 ~ 160 s 的速度跟踪误差均高于 0 ~ 60 s、160 ~ 200 s; y 轴方向上目标匀速运动,由于 x 轴方向的耦合 作用,3 种算法在 60 ~ 160 s 位置和速度的跟踪误 差均比其他时刻要高,而改进 CS-Jerk 模型的跟 踪误差显然更低。

表1中数据表明,相比Jerk模型,x轴方向上 改进CS-Jerk模型对位置、速度和加速度估计的 平均误差分别减小35.95%、9.00%和10.97%,y 轴方向上位置、速度和加速度估计的平均误差分 别减小24.18%、70.46%和70.67%;而相比CS-Jerk模型,x轴方向上位置、速度和加速度估计的 平均误差分别减小28.75%、13.79%和9.54%,y 轴方向上位置、速度和加速度估计的平均误差分 别减小24.05%、63.61%和68.19%。从算法的 平均耗时来看,改进CS-Jerk模型耗时最长,但仅 比CS-Jerk模型和Jerk模型分别增加了2.35%和 6.41%,因此以时间为代价换取跟踪精度的提高 是可取的。

可以发现,由于目标在 x 轴方向上做强机动 而在 y 轴方向做弱机动,而改进算法对目标强机 动和弱机动跟踪性能的提高作用不同,所以 y 轴 方向的改善更明显。

仿真2 在仿真1的基础上,根据改进的CS-Jerk 模型对系统建模,采用本文 ST-SRCKF 算法 实现滤波计算,与文献[15]中 ST-SRCKF 算法的 滤波结果进行对比。x、y 轴方向上目标位置和速 度的均方根误差分别如图6 和图7 所示,表2 给 出了目标状态的平均误差。

图 6 和图 7 表明,本文提出的 ST-SRCKF 算 法在保持原有 ST-SRCKF 算法良好的鲁棒性和 数值稳定性的同时,提高了目标状态的估计精 度。表 2 的数据表明,与原有 ST-SRCKF 算法相 比,本文算法对 *x* 轴方向上目标位置、速度和加 速度的估计精度分别提高了 10.76%、8.31% 和 12.96%,对 *y* 轴方向上目标位置、速度和加速 度的估计精度分别提高了 33.39%、25.71% 和 19.42%,同时改进 ST-SRCKF 算法的平均耗时 仅增加了 1.36%。





Fig. 4 Target tracking location and velocity root mean square errors of axis x in simulation one



Fig. 5 Target tracking location and velocity root mean square errors of axis y in simulation one

#### 表1 仿真1各状态分量的平均误差







北航学报



Fig. 7 Target tracking location and velocity root mean square errors of axis y in simulation two

表 2 仿真 2 各状态分量的平均误差

Table 2	Each	state	component	average	error	in	simulation	two
---------	------	-------	-----------	---------	-------	----	------------	-----

笛 汁.	<i>x</i> 方向			<i>y</i> 方向			亚柏邦叶/-
异広	位置/m	速度/(m・s <sup>-1</sup> ) 加	速度/(m・s <sup>-2</sup> )	位置/m	速度/(m・s <sup>-1</sup> )	加速度/(m・s <sup>-2</sup> )	千均杞时/s
本文 ST-SRCKF 算法	42.31	102.41	39.61	36.98	6.01	1.12	0.9658
文献[15]中 ST-SRCKF 算法	47.41	111.69	45.51	55.52	8.09	1.39	0.9528

# 5 结 论

1706

超高速强机动目标的机动运动具有复杂性和 强非线性等特点,对这类目标的跟踪存在两方面 问题:一是目标高速强机动运动阶段易出现不良 量测;二是系统建模的准确度不够,导致目标状态 估计误差较大甚至出现滤波发散。

本文将一种新的强跟踪平方根容积卡尔曼滤 波应用到超高速强机动目标跟踪中:

1) 在 ST-SRCKF 中引入多重渐消因子矩阵 代替单一渐消因子,同时改进滤波器的结构,提高 了原有算法的滤波精度且能够对每个状态变量都 能很好地估计。

2)根据新息理论提出一种自适应 CS-Jerk 模型,使得系统建模准确度更高,这两者的结合 克服了模型不准确和不良量测影响滤波精度和 滤波稳定性的问题,改善了现有算法的跟踪 性能。

3)实验数据表明,本文算法既保证了滤波的 稳定性,又保证了目标的跟踪精度,具有良好的跟 踪性能,从算法的平均耗时来看,这是以牺牲时间 为代价的,但由于平均耗时增加的并不多,且跟踪 精度是主要考虑因素,因此这样的代价是可以允 许的,对于低速弱机动目标则不必采用本文的跟 踪算法。

#### 参考文献 (References)

- [1] 黄长强,国海峰,丁达理.高超声速滑翔飞行器轨迹优化与 制导综述[J]. 宇航学报,2014,35(4):369-379.
  HUANG C Q,GUO H F,DING D L. A survey of trajectory optimization and guidance for hypersonic gliding vehicle[J]. Journal of Astronautics,2014,35(4):369-379(in Chinese).
- [2] 唐志共,许晓斌,杨彦广,等. 高超声速风洞气动力试验技术进展[J]. 航空学报,2015,36(1):86-97.
   TANG Z G, XU X B, YANG Y G, et al. Research progress on hypersonic wind tunnel aerodynamic testing techniques[J]. Acta Aeronautics et Astronautics Sinica, 2015, 36(1):86-97 (in Chinese)
- [3]张翔宇,王国宏,李俊杰,等.临近空间高超声速滑跃式轨迹目标跟踪技术[J].航空学报,2015,36(6):1983-1994.
   ZHANG X Y, WANG G H, LI J J, et al. Tracking of hypersonic sliding target in near-space[J]. Acta Aeronautics et Astronautics Sinica, 2015, 36(6):1983-1994(in Chinese).
- [4] XUB. Robust adaptive neural control of flexible hypersonic flight vehicle with dead-zone input nonlinearity [J]. Nonlinear Dynamics, 2015, 80(3):1509-1520.
- [5] XU B, YANG C G, PAN Y P. Global neural dynamic surface tracking control of strict-feedback systems with application to hypersonic flight vehicle[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(10):2563-2575.
- [6] XU B, WANG D W, SUN F C, et al. Direct neural discrete control of hypersonic flight vehicle [J]. Nonlinear Dynamics, 2012, 70(1):269-278.
- [7] 周政,刘进忙,谭西江.基于 Jerk 输入估计的 MCS 模型及非 线性跟踪算法[J].北京航空航天大学学报,2013,39(10): 1397-1402.

ZHOU Z, LIU J M, TAN X J. MCS model based on Jerk input estimation and nonlinear tracking algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(10): 1397-1402(in Chinese).

- [8] ARASARATNAM I, HAYKIN S. Cubature Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6):1254-1269.
- [9] 孙枫,唐李军. Cubature 卡尔曼滤波与 Unscented 卡尔曼滤 波估计精度比较[J]. 控制与决策,2013,28(2):303-308. SUN F,TANG L J. Estimation precision comparison of Cubature Kalman filter and Unscented Kalman filter[J]. Control and Decision,2013,28(2):303-308(in Chinese).
- [10] 郭志,董春云,蔡远利,等.时变转移概率 IMM-SRCKF 机动目标跟踪算法[J].系统工程与电子技术,2015,37(1): 24-30.

GUO Z, DONG C Y, CAI Y L, et al. Time-varying transition probability based IMM-SRCKF algorithm for maneuvering target tracking[J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37 (1):24-30(in Chinese).

- [11] 王小旭,潘泉,黄鹤,等. 非线性系统确定采样型滤波算法 综述[J]. 控制与决策,2012,27(6):801-812.
  WANG X X, PAN Q, HUANG H, et al. Overview of deterministic sampling filtering algorithms for nonlinear system[J]. Control and Decision,2012,27(6):801-812(in Chinese).
- [12] ARASARATNAM I, HAYKIN S, HURD T R. Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: Theory and simulations
   [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58 (10): 4977-4993.
- [13] 董鑫,欧阳高翔,韩威华,等.强跟踪 CKF 算法及其在非线性系统故障诊断中的应用[J].信息与控制,2014,43(4):451-456.
   DONG X, OUYANG G X, HAN W H, et al. Strong tracking

CKF and its application to fault diagnosis of nonlinear systems [J]. Information and Control, 2014, 43 (4): 451-456 (in Chinese).

- [14] 徐树生,林孝工,赵大威,等.强跟踪 SRCKF 及其在船舶动力定位中的应用[J].仪器仪表学报,2013,34(6):67-73.
  XU S S,LIN X G,ZHAO D W, et al. Strong tracking SRCKF and its application in vessel dynamic positioning[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(6):67-73(in Chinese).
- [15] 徐树生,林孝工,李新飞.强跟踪自适应平方根容积卡尔曼 滤波算法[J].电子学报,2014,42(12):2394-2400.
  XU S S,LIN X G,LI X F. Strong tracking adaptive square-root cubature Kalman filter algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2014,42(12):2394-2400(in Chinese).
- [16] MEHROTRA K, MAHAPATRA P R. A Jerk model for tracking highly maneuvering targets [J]. IEEE Transactions on Aeropace and Electronics Systems, 1997, 33 (4):1094-1105.
- $\left[\,17\,\right]\,$  QIAO X D, WANG B S, LI T. A motion model for tracking

highly maneuvering targets [ J ] . IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2002,6(3):493-499.

- [18] QIAN H M, CHEN L, YANG J W. A nonlinear tracking algorithm of maneuvering target tracking based on MEP-Jerk model [C] // 2011 International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:1673-1677.
- [19] 郭泽,缪玲娟,赵洪松.一种改进的强跟踪 UKF 算法及其在 SINS 大方位失准角初始对准中的应用[J]. 航空学报, 2014,35(1):203-214.
  GUO Z, MIAO L J, ZHAO H S. An improved strong tracking UKF algorithm and its application in SINS initial alignment un-

der large azimuth misalignment angles[J]. Acta Aeronautics et Astronautics Sinica,2014,35(1):203-214(in Chinese).

- [20] GADZHIEV C M. Checking multivariate model fit from the generalized wishart statistic variance [ J ]. Measurement Techniques, 1993, 30(12):103-110.
- [21] 黄伟平,徐毓,王杰.基于改进"当前"统计模型的非线性机 动目标跟踪算法[J]. 控制理论与应用,2011,28(12): 1723-1728.

HUANG W P, XU Y, WANG J. A nonlinear maneuver-tracking algorithm based on modified current statistical model[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(12):1723-1728(in Chinese).

[22] 杜占龙,李小民.基于多渐消因子强跟踪 UKF 和约束 AR 模型的故障估计与预测[J].控制与决策,2014,29(9): 1667-1672.

DU Z L,LI X M. Fault estimation and prediction based on multiple fading factors strong tracking UKF and constrained AR model[J]. Control and Decision, 2014, 29(9):1667-1672(in Chinese).

[23] 何友,修建娟,关欣、雷达数据处理及应用[M].3 版.北京: 电子工业出版社,2013:10.
HE Y,XIU J J,GUAN X. Radar data processing with application [M]. 3rd ed. Beijing: Electronic Industry Publishing House,2013:10(in Chinese).

# 作者简介:

方君 男,硕士研究生。主要研究方向:飞行器综合导航技术。 Tel.: 15389161517

E-mail: 1084564908@ qq. com

**戴邵武** 男,博士,教授。主要研究方向:惯性技术与组合导航。 Tel.: 0535-6635491

E-mail: daiswhy@163.com

**许文明** 男,学士,工程师。主要研究方向:计算机应用及 开发。



FANG Jun<sup>1</sup>, DAI Shaowu<sup>2,\*</sup>, XU Wenming<sup>3</sup>, ZOU Jie<sup>4</sup>, Wang Yongting<sup>4</sup>

(1. Graduate Students' Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

2. Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

3. Information Management Center, Nanhua University, Hengyang 421001, China;

4. Science and Technology on Electron-optic Control Laboratory, AVIC, Luoyang 471009, China)

Abstract: The movement model of highly maneuvering hypervelocity-target is difficult to construct accurately, and the existence of bad measurements in tracking process may lead to filtering divergence. In order to deal with these problems, a tracking algorithm applicable to highly maneuvering hypervelocity-target is proposed. This algorithm derives a new strong tracking square-root cubature Kalman filter (ST-SRCKF) structure from the orthogonality principle, and introduces multiple fading factors. The solution and function position of fading factors are both different from original ST-SRCKF. According to the statistical characteristics of innovation that the trace of innovation covariance matrix is in a chi-square distribution, a modified CS-Jerk model is constructed. The model describes target movement more accurately. When the modified CS-Jerk model is combined with the modified ST-SRCKF, highly maneuvering hypervelocity-target is tracked with high precision. Simulation results show that the modified algorithm has better tracking performance for highly maneuvering hypervelocity-target.

Key words: highly maneuvering target tracking; square-root cubature Kalman filter(SRCKF); strong tracking filter(STF); multiple fading factors; CS-Jerk model

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1500.005.html

\* Corresponding author. Tel.: 0535-6635491 E-mail: daiswhy@163.com

Received: 2015-07-22; Accepted: 2015-09-25; Published online: 2015-11-16 15:00

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61203168); Aeronautical Science Foundation of China (20135184007)



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0519

# 驾驶机器人机械腿动力学建模与仿真分析



刘坤明,徐国艳\*,余贵珍

(北京航空航天大学 交通科学与工程学院,北京100083)

摘 要:为提高驾驶机器人的设计效率,对机器人的机械腿进行了动力学分析与建模,并建立了机器人驾驶车辆的联合仿真模型。机械腿动力学模型由机械结构和伺服电机两部分组成,其仿真模型由 ADAMS 和 MATLAB/Simulink 软件共同建立,在此基础上引入 CarSim软件建立车辆模型,并以 Simulink 为平台建立了基于闭环速度控制的"驾驶机器人-车辆"联合仿真模型。仿真结果表明,驾驶机器人机械腿的动力学模型具有良好的动态响应特性,且所搭建的联合仿真模型能够完成基本的车速跟踪仿真实验,为下一步改进驾驶机器人的机械结构 及控制策略提供了虚拟样机模型。

关键 词:驾驶机器人;车辆;联合仿真;动力学模型;虚拟样机 中图分类号:TP242.6

≫文章编号: 1001-5965(2016)08-1709-06

智能交通系统的不断发展<sup>[1]</sup>,以及汽车道路 试验成本高、效率低和存在较大安全隐患等问题, 使得汽车工业对智能驾驶机器人的需求日益膨 胀。目前国内外研制的驾驶机器人主要用于代替 人类驾驶员完成车辆的室外道路试验,降低试验 风险并提高试验精度和可重复性<sup>[2]</sup>。

文献标识码:A

当今只有少数几个发达国家拥有驾驶机器人 相关技术<sup>[3-5]</sup>,主要包括德国的STÄHLE、 SCHENCK,美国LBECO,英国ABD、Froude Consine、Mira,日本Horiba、Nissan Motor公司等。中 国自行研制的驾驶机器人主要是由东南大学和南 京汽车研究所共同研制的DNC系列驾驶机 器人<sup>[6-8]</sup>。

在驾驶机器人的研制过程中,仿真研究是节 省研究经费、缩短技术研发时间的重要途径<sup>[9]</sup>。 中国的马永辉和牛志刚<sup>[10]</sup>运用 ADAMS 软件实 现了对驾驶机器人离合机械腿的动力学仿真,但 并未涉及机械腿的驱动电机控制。姜浩等<sup>[11]</sup>在 MATLAB环境中实现了对驾驶机器人位置伺服 系统的仿真分析,但其伺服系统中没有涉及机械 装置的动力学模型。并且,现有的仿真分析方法 并未涉及车辆模型,无法分析判断驾驶机器人操 纵车辆的能力。为此,本文在对驾驶机器人的机 械腿进行动力学分析与建模的基础上,提出一种 应用 ADAMS、Simulink和 CarSim 软件共同建立的 "驾驶机器人-车辆"联合仿真平台,并进行了车 速跟踪的仿真实验。

# 1 机械腿动力学分析

机械腿主要由伺服电机和机械结构两部分组 成。本文的伺服电机采用交流伺服电机。由于实 际驾驶中对油门和制动踏板的动作基本相同,所 以本文所述驾驶机器人油门机械腿和制动机械腿 采用相同的机械结构,如图1所示,机器人机械腿 主要包括机械腿臂、踏板夹板、滚珠丝杠、丝杠支 承座和滑块等。

收稿日期: 2015-08-10; 录用日期: 2015-11-06; 网络出版时间: 2016-04-14 15:43 网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160414.1543.001.html

基金项目:国家自然科学基金(61371076,51105021)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 15810771808 E-mail: xuguoyan@ buaa. edu. cn

**引用格式**:刘坤明,徐国艳,余贵珍. 驾驶机器人机械腿动力学建模与仿真分析[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1709-1714. LIU K M, XU G Y, YU G Z. Dynamic modeling and simulation analysis of robot driver's mechanical legs[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8):1709-1714 (in Chinese).



图 1 机械腿三维模型

Fig. 1 Three-dimensional model of mechanical leg

该结构为一滑块摇杆机构,伺服电机通过联 轴器带动滚珠丝杠转动,固连在丝杠螺母上的滑 块沿着滚珠丝杠的轴线方向作直线运动,通过连 杆和踏板夹板,带动与踏板夹板固连的踏板转动。 由于该机构采用伺服电动驱动,在动作上具有人 肌肉的弹性和柔顺性,更加贴近实际。机械腿的 力学结构简图如图 2 所示。图中: $J_1$ 、 $K_1$ 、 $T_m$ 和 $\theta_m$ 分别为电机轴的转动惯量、扭转刚度、输出转矩和 输出转角;m、c、 $K_3$ 和x分别为滑块的等效质量、 滑块与导轨和滚珠丝杠之间的移动阻尼系数、滚 珠丝杠副的拉压刚度和滑块的位移; $F_x$ 和 $F_y$ 分 别为滑块所受轴向和径向的力。



图 2 机械腿力学结构简图

Fig. 2 Mechanical structure diagram of mechanical leg

把系统向电机轴转化,根据等效原理得到系统的动力学方程<sup>[12]</sup>为

$$J_{1} \frac{\mathrm{d}^{2} \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t^{2}} = \boldsymbol{T}_{\mathrm{m}}(t) - \boldsymbol{K} \left( \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{m}}(t) - \boldsymbol{x}(t) \frac{2\pi}{L} \right)$$

$$J_{0} \frac{2\pi}{L} \cdot \frac{\mathrm{d}^{2} \boldsymbol{x}(t)}{\mathrm{d}t^{2}} = \boldsymbol{K} \left( \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{m}}(t) - \boldsymbol{x}(t) \frac{2\pi}{L} \right) - c_{0} \left( \frac{2\pi}{L} \cdot \frac{\mathrm{d} \boldsymbol{x}(t)}{\mathrm{d}t} \right) - \left[ \left( \boldsymbol{F}_{\mathrm{y}} + mg \right) \boldsymbol{u} + \boldsymbol{F}_{\mathrm{x}} \right] \frac{L}{2\pi}$$

$$(1)$$

式中:L为滚珠丝杠螺距;u为滚珠丝杠与导轨之间的摩擦系数;K为系统的等效扭转刚度,即

$$K = \frac{1}{\frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} + \frac{1}{K_3/(L/2\pi)^2}}$$
(2)

J<sub>0</sub>为滑块与滚珠丝杠向滚珠丝杠转化的等

效转动惯量,即  
$$J_0 = m \left(\frac{L}{2\pi}\right)^2 + J_2$$
 (3)

 $c_0$  为等效转动阻尼系数,即

$$c_0 = c \left(\frac{L}{2\pi}\right)^2 \tag{4}$$

其中:J<sub>2</sub>和K<sub>2</sub>分别为滚珠丝杠的转动惯量和扭转刚度。

对式(1)进行拉普拉斯变换得

$$J_{1}s^{2}\boldsymbol{\theta}_{m}(s) = \boldsymbol{T}_{m}(s) - K\left(\boldsymbol{\theta}_{m}(s) - \boldsymbol{x}(s)\frac{2\pi}{L}\right)$$
$$J_{0}\frac{2\pi}{L}s^{2}\boldsymbol{x}(s) = K\left(\boldsymbol{\theta}_{m}(s) - \boldsymbol{x}(s)\frac{2\pi}{L}\right) - c_{0}\frac{2\pi}{L}s\boldsymbol{x}(s) - \left[\left(\boldsymbol{F}_{y} + mg\right)\boldsymbol{u} + \boldsymbol{F}_{x}\right]\frac{L}{2\pi} \quad (5)$$

可见机械结构的传递函数是一个2阶振荡环 节,转换为标准形式为

$$G(s) = \frac{L}{2\pi} \cdot \frac{w_{n}^{2}}{s^{2} + 2\xi w_{n}s + w_{n}^{2}}$$
(6)

式中: $w_n = \sqrt{K/J_0}$ 为机械系统的固有频率; $\xi$ 为系 统阻尼比。

# 2 仿真模型

#### 2.1 机械腿动力学模型

驾驶机器人机械腿的机械结构模型在 ADAMS 软件中建立<sup>[13]</sup>。在 ADAMS 软件中设置各个零 部件之间的运动副,完成的机械结构 ADAMS 仿 真模型如图 3 所示,主要运动副关系如表 1 所示。



图 3 机械腿 ADAMS 仿真模型 Fig. 3 ADAMS simulation model of mechanical leg

#### 表1 机械腿主要运动副

Table 1 Ma	in kinematic	pair of	mechanical	leg
------------	--------------	---------	------------	-----

名称	属性	构件1	构件2
JOINT_1	固定副	安装板	大地
JOINT_2	转动副	滚珠丝杠	安装板
JOINT_3	螺纹副	丝杠螺母	滚珠丝杠
JOINT_4	转动副	滑块	机械腿臂
JOINT_5	转动副	机械腿臂	制动踏板



1711

机械腿的伺服电机模型在 Simulink 中建立, 采用矢量变换法<sup>[14]</sup>对电机进行线性化解耦控制, 引入机械结构ADAMS仿真模型后,该系统由电 流环、速度环和位置环组成,三环均采用 PID 控制,建立的机械腿动力学模型如图 4 所示。图中: *k* 为弧度转换为角度的比例系数。



图 4 机械腿动力学模型 Fig. 4 Dynamic model of mechanical leg

#### 2.2 "驾驶机器人-车辆"联合仿真模型

为模拟驾驶机器人对车辆的控制过程,在机 械腿动力学模型的基础上,引入 CarSim 软件建立 车辆模型<sup>[15]</sup>,并建立基于闭环速度控制的联合仿 真平台。仿真平台搭建的关键技术包括机械腿动 力学建模、车辆建模、控制系统设计以及软件接口 技术。

在 ADAMS/View 中建立的动力学模型,通过 ADAMS/Control 接口模块与 Simulink 控制系统实 现数据交互。设置动力学模型的输入变量为驾驶 机器人机械腿的伺服电机角度,输出变量包括机 械腿滚珠丝杠转角、踏板转角。车辆模型在 CarSim软件中建立,输入变量为油门踏板转角和 制动主缸管压,输出变量为车速。图5为联合仿 真模型的软件接口示意图。

在 Simulink 中基于闭环速度控制建立的"驾驶机器人-车辆"联合仿真模型如图 6 所示。











2016 年

仿真模型以给定的车速曲线为输入,将车辆 模型的输出车速与目标车速进行比较产生误差; 机械腿控制系统采取适当的控制方式,分析所需 的伺服电机运动规律,伺服电机模型通过位置 PID 控制,对机械腿滚珠丝杠和踏板转角进行调 整,进而控制汽车的行驶速度,并将车速信息实时 反馈给控制系统,实现闭环控制。

# 3 仿真实验与分析

针对本文的 2 个仿真模型,在 Simulink 中设 置参数如下:adams\_sub 通信时间间隔为 0.005 s, animation\_mode 选择 batch, simulation\_mode 选择 discrete 模式。

#### 3.1 机械腿动力学模型仿真与分析

对于机械腿动力学模型,分别输入伺服电机 角位移阶跃信号和正弦信号,得到的机械腿滚珠 丝杠转角响应曲线分别如图7、图8所示。图中: 模型跟踪结果指使用机械腿动力学模型得到的响 应曲线;理论跟踪结果指使用式(6)中的传递函 数代替仿真模型中的机械结构 ADAMS 模块得出 的响应曲线。

从图 7、图 8 中可知,仿真模型在对阶跃信号 和正弦信号的跟踪过程中,模型跟踪与理论跟踪



图 8 正弦信号跟踪曲线 Fig. 8 Tracking curves of sinusoidal signal

结果基本吻合。跟踪阶跃信号时,系统调整时间 约为1.3s,调整误差小于0.1%;跟踪正弦信号过 程中,当信号频率f=1.0 rad/s时,调整时间约为 0.2s。即所搭建的机械腿动力学模型具有良好的 控制性能,能够快速准确地跟随伺服电机的角位 移输入,满足控制要求。

#### 3.2 "驾驶机器人-车辆"联合仿真与分析

车速曲线选择 GB 18352.3—2005 中的部分 道路试验工况<sup>[16]</sup>,机器人驾驶车辆对车速的跟踪 情况如图 9 所示,跟踪过程中油门开度和制动管 压的变化如图 10 所示。

由图 9、图 10 可知,机器人模型基本能够完 成简单的车速跟踪任务。在给定速度工况和相应 的控制方式下,在车辆加速阶段,机器人油门机械 腿能够采取相应的踩踏板动作,进行加速,响应迟 滞时间约为 0.7 s;在匀速阶段,油门机械腿能够 保持车速的相对稳定,没有出现频繁的松、踩油门 踏板动作,车速跟踪误差小于 ±2 km/h;在减速阶 段,油门机械腿能够迅速回零,制动机械腿进行制 动。即机器人驾驶过程中对车速曲线的跟踪响应 比较平稳、快速,基本满足工程需要。





# 4 结 论

 本文针对北京航空航天大学自主研制的 智能驾驶机器人,根据虚拟仿真设计方法,借助 ADAMS和 Simulink软件搭建了驾驶机器人机械 腿的动力学仿真模型,进行了机械腿控制性能 分析。

2)运用 ADAMS、Simulink 和 CarSim 软件共同搭建了驾驶机器人进行车速控制的机电联合仿 真平台,并设计了控制策略。

3) 仿真实验结果表明,所建立的机械腿动力 学模型具有较好的控制性能,所搭建的"驾驶机 器人-车辆"联合仿真平台能够满足工程要求,为 机器人机械结构的改进和控制策略优化提供了虚 拟样机平台,极大地节省了研究时间和经费,提高 了控制系统的设计效率。

#### 参考文献 (References)

- [1]陆化普,李瑞敏.城市智能交通系统的发展现状与趋势
  [J].工程研究——跨学科视野中的工程,2014,6(1):6-19.
  LUHP,LIRM. Developing trend of its and strategy suggestions[J]. Journal of Engineering Studies, 2014,6(1):6-19(in Chinese).
- [2] 张小龙,宋健,冯能莲,等. 汽车道路试验测试方法研究进展[J]. 农业机械学报,2009,40(4):38-44.
  ZHANG X L,SONG J, FENG N L, et al. Research progress of measurement method for vehicle road way test[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2009,40 (4):38-44(in Chinese).
- [3] THIEL W, GROF S, HOHENBERG G, et al. Investigations on robot driver for vehicle exhaust emission measurements in comparison to the driving strategies of human drivers [J]. SAE Transactions, 1998, 107(4):1922-1929.
- [4] CZUBENKO M, KOWALCZUK Z, ORDYS A. Autonomous driver based on an intelligent system of decision-making [J]. Cognitive Computation, 2015, 7(5):569-581.
- [5] ERICSSON E. Independent driving pattern factors and their influence on fuel-use and exhaust emission factors [J]. Transportation Research Part D-Transport and Environment, 2001, 6 (5):325-345.
- [6] 张为公,陈晓冰.汽车驾驶机器人关键技术[J].江苏大学 学报(自然科学版),2005,26(1):20-23.
  ZHANG W G, CHEN X B. Key technologies of vehicle robot driver[J]. Journal of Jiangsu University (Natural Science Edition),2005,26(1):20-23(in Chinese).
- [7] CHEN G, ZHANG W, ZHANG X. Speed tracking control of a vehicle robot driver system using multiple sliding surface control schemes [J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2013, 10:90.
- [8] CHEN G, ZHANG W, ZHANG X. Fuzzy neural control for unmanned robot applied to automotive test[J]. Industrial Robot-

An International Journal, 2013, 40(5):450-461.

[9] 王行仁.建模与仿真技术的发展和应用[J].机械制造与自动化,2010,39(1):1-6.
 WANG X R. Development and application of modeling and simulation technology[J]. Machine Building & Automation,2010,

39(1):1-6(in Chinese).
[10] 马永辉,牛志刚.基于 ADAMS 的驾驶机器人离合机械腿的 动力学仿真[J].机械管理开发,2009,24(3):152-153.
MA Y H, NIU Z G. Dynamic simulation of clutch robot leg of robot driver based on ADAMS [J]. Mechanical Management and Development,2009,24(3):152-153(in Chinese).

 [11] 姜浩,岳继光,胡龙达.用于汽车耐久性试验的驾驶机器人 模糊控制仿真[J].系统仿真技术,2013,9(1):61-65.
 JIANC H,YUE J G,HU L D. Fuzzy control strategy study of servo system in robotic driver[J]. System Simulation Technolo-

gy,2013,9(1):61-65(in Chinese).

[12] 李清新.伺服系统与机床电气控制[M].北京:机械工业出版社,1994:240-242.

LI Q X. Servo system and electrical control of machine tool [M]. Beijing: China Machine Press, 1994:240-242 (in Chinese).

- [13] 刘晋震,胡仁喜,康士廷. ADAMS 2012 虚拟样机从入门到 精通[M].北京:机械工业出版社,2013:81-87.
  LIU J X,HU R X,KANG S T. ADAMS 2012 virtual prototype from entry to the master[M]. Beijing: China Machine Press, 2013:81-87(in Chinese).
- [14] 丁峰,屈明昌,林廷圻.交流位置伺服系统 PID 控制方法实现[J].电子机械工程,2003,19(1):52-54. DING F,QU M C,LIN T Q. Realization of PID control method in AC position servo system[J]. Electro-Mechanical Engineering,2003,19(1):52-54(in Chinese).
- [15] 李径亮,夏汤忠,陆志成,等.基于 CarSim 的车辆自适应巡航仿真与试验研究[J].汽车科技,2013(2):46-52.
  LI J L, XIA T Z, LU Z C, et al. Research on adaptive cruise control technology based on CarSim[J]. Auto Mobile Science & Technology,2013(2):46-52(in Chinese).
- [16] 国家环境保护总局.轻型汽车污染物排放限值及测量方法 (中国Ⅲ、Ⅳ阶段):GB 18352.3—2005 [S].北京:中国标 准出版社,2005.

State Environmental Protection Administration of China. Limits and measurement methods for emissions from light-duty vehicles ( III, IV): GB 18352.3—2005[S]. Beijing: Standards Press of China,2005(in Chinese).

作者简介:

**刘坤明** 男,硕士研究生。主要研究方向:智能车辆环境感知 技术。

Tel. : 15210966824

E-mail: ldkccss@163.com

 徐国艳 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:智能 车辆环境感知技术。
 Tel.: 15810771808
 E-mail: xuguoyan@buaa.edu.cn



# Dynamic modeling and simulation analysis of robot driver's mechanical legs

LIU Kunming, XU Guoyan\*, YU Guizhen

(School of Transportation Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to improve the design efficiency of the robot driver, the dynamic analysis and modeling of the robot's mechanical legs are carried out, and furthermore, a collaborative simulation platform of the robot and vehicle is built. The mechanical leg dynamic model is made up of mechanical structure and servo motor, and the simulation model was built by ADAMS and MATLAB/Simulink; then the vehicle model was built by CarSim while the electromechanical co-simulation model "robot driver-vehicle" was built based on the closed-loop speed control in Simulink. Simulation results show that the dynamic model of mechanical leg has good dynamic response; in addition, the electromechanical co-simulation model is able to complete the basic speed tracking simulation experiment so as to provide a virtual prototyping model to improve the mechanical structure and control strategy.

Key words: robot driver; vehicle; collaborative simulation; dynamic model; virtual prototype

Received: 2015-08-10; Accepted: 2015-11-06; Published online: 2016-04-14 15:43 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160414.1543.001.html Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61371076, 51105021)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 15810771808 E-mail: xuguoyan@buaa.edu.cn

<mark>と航学报</mark> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0535

# 基于极点配置的空间站角动量管理



党庆庆,金磊\*,徐世杰

(北京航空航天大学 宇航学院,北京 100083)

摘 要:针对惯性系下引力梯度力矩及其他干扰力矩引起控制力矩陀螺(CMG)角动 量积累的问题,采用引力梯度力矩来平衡姿态,设计了基于极点配置的空间站角动量管理控制 器。首先在惯性系下建立了空间站线性化模型,并分析了俯仰轴方向在惯性系角动量管理的 不可行性。由此,将俯仰轴与滚动/偏航轴解耦,不约束俯仰轴方向的 CMG 角动量,将常值、 1 倍和 2 倍于轨道频率的扰动纳入状态方程以抑制其对俯仰轴姿态的影响。在滚动/偏航轴 方向将常值扰动纳入状态方程中以抑制其对 CMG 角动量的影响;将 1 倍、2 倍于轨道频率的 扰动纳入到状态方程中以抑制其对姿态的影响。然后采用带极点配置的线性二次型(LQR) 算法求解出反馈增益矩阵,该算法可以避免选取权重矩阵,并且根据系统性能要求即能将闭环 极点配置到复平面虚轴左侧指定的区域。最后仿真结果验证了该算法的可行性。

**关 键 词**:空间站;姿态控制/角动量管理(ACMM);极点配置;引力梯度力矩;惯性系 **中图分类号**: V221<sup>+</sup>.3; TB553

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1715-09

空间站作为长期在轨运行平台,其多舱段的 复杂结构需要长期组装才能完成。从 1987 年质 子1号发射到 1996 年完成组装,"和平号"用了 9年时间;从 1998 年"曙光号"升空到 2006 完成 装配,国际空间站用了近 8 年的时间。为了保证 能量供应,在其组装早期阶段一般采用惯性系定 向飞行模式。

目前研究姿态控制/角动量管理(Attitude Control/Momentum Management, ACMM)的成果较 多,但大部分是在轨道系下进行的。Wie 等<sup>[1]</sup>利 用重力梯度力矩和陀螺耦合力矩来平衡姿态,假 设惯量积为零且姿态偏差为小量,将俯仰轴与滚 动/偏航轴解耦,并且引入滤波变量采用线性二次 型(Linear Quadratic Regulators, LQR)算法求解控 制器,但该算法在姿态角偏差较大时并不适用。 Parlos 和 Sunkel<sup>[24]</sup>针对大角度偏差的情况采用 自适应控制算法,但该算法所设计出的控制器较 为复杂,实现起来有一定难度。

Harduvel<sup>[5]</sup>采用三轴耦合的模型,引入滤波 状态量抑制常值、1倍和2倍于轨道频率的扰动 对系统的影响,在轨道系下设计了线性化的ACMM 控制器,该控制器采用传统的LQR算法,即通过 选取权重矩阵 Q 和代价矩阵 R 解出反馈增益矩 阵,这也是目前国际空间站采用的ACMM算法。 该算法的不足之处在于:所得到的三轴耦合状态 空间方程达到了24维,要想选出合适的Q 矩阵 使得系统有较好的暂态和稳态性能并不是一件容 易的事情,且线性化系统不适用于大角度偏差的 情况。为了适应系统大角度偏差,朱孟萍等<sup>[6-7]</sup> 分别采用基于参数辨识的自适应算法和非线性最 优控制算法对轨道系下ACMM进行了仿真验证, 取得了较好的效果,但其采用 θ-D<sup>[8]</sup>算法求解状

**引用格式**: 党庆庆, 金磊, 徐世杰. 基于极点配置的空间站角动量管理[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1715-1723. DANG Q Q, JIN L, XU S J. Angular momentum management of space station based on pole placement [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1715-1723 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-24; 录用日期: 2015-09-18; 网络出版时间: 2015-10-10 11:38 网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151010.1138.002.html

**基金项目:**国家自然科学基金(11272027)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82339750 E-mail: jinleibuaa@ 163. com



2016 年

态相关黎卡提方程得到的是次优解。

在极点配置理论方面,针对 LQR 算法在求解 高维状态方程时遇到 *Q* 矩阵选取困难的问题, Shieh 等<sup>[9-10]</sup>提出了带极点配置的 LQR 算法,该 算法能够将极点配置到与虚轴夹角为±45°或 ±30°的扇形范围内,同时为了保证闭环系统具有 一定的鲁棒性,该算法可以在虚轴左侧指定一条 平行于虚轴的直线,然后将极点移动到该直线的 左侧<sup>[11-12]</sup>。这种设计方法的优越性在于:极点配 置并不是通过指定每一个极点位置来实现的,而 是指定一个扇形区域,将闭环系统配置到该区域 内,实现起来较为简单。Sunkel 等<sup>[13-14]</sup>建立了轨 道系下 ACMM 模型,同时利用该算法求解出控制 器,但在建立模型时并没有抑制扰动对姿态的影 响,导致其姿态角的周期性波动较大。

对于惯性系下的 ACMM,张军等<sup>[15]</sup>采用与文 献[5]相似的方法验证了惯性系下的角动量管理 的可行性,但该算法也存在选取 **Q**矩阵困难的问 题,同时没有验证系统的可控性,在俯仰轴方向只 要存在常值扰动即有可能导致系统失控,即在俯 仰轴方向系统没有鲁棒性。

本文对惯性系下 ACMM 问题进行分析,考虑 到惯性系下气动力矩绕俯仰轴一周基本不积累, 故将其作为外部扰动处理,仅采用引力梯度力矩 来平衡姿态。由于角动量反馈控制对挠性附件具 有较强的鲁棒性<sup>[16]</sup>,并且柔性构件的固有频率一 般在 0.1Hz 以上,远大于轨道频率,因此在控制 器设计时忽略太阳帆板挠性模态的影响。同时分 析了在俯仰轴方向角动量管理的不可行性,将俯 仰轴与滚动/偏航轴解耦,将扰动项引入方程以抑 制其对姿态的影响。采用带极点配置的 LQR 算 法<sup>[9-10,17]</sup>求解出反馈增益矩阵,该算法根据给出 的代价矩阵 **R**、稳定裕度以及阻尼角,通过迭代算 法将系统闭环极点配置到指定的区域。

## 1 惯性系 ACMM 模型

定义轨道系  $f_{o}(O_{o}x_{o}y_{o}z_{o})$ ,原点在系统质 心,z 轴在轨道平面内指向地心,x 轴正向指 向空间站飞行方向,y 轴按右手定则确定;惯性系  $f_{i}(O_{i}x_{i}y_{i}z_{i})$ ,其是一种中间坐标系,在 $t_{0}$ 时刻与轨 道系重合;本体系  $f_{b}(O_{b}x_{b}y_{b}z_{b})$ ,姿态角为零时与 惯性系重合。

忽略柔性构件,惯性系下空间站刚体部分姿 态动力学方程为

$$\dot{\boldsymbol{H}}_{s}^{i} = \boldsymbol{T}_{g}^{i} + \boldsymbol{T}_{d}^{i} + \boldsymbol{T}_{c}^{i}$$
(1)

式中: $\dot{H}_{s}^{i}$ 为惯性系下空间站本体角动量变化量;  $T_{c}^{i}$ 为控制力矩陀螺(CMG)的输出力矩; $T_{g}^{i}$ 为引 力梯度力矩; $T_{d}^{i}$ 为其他干扰力矩。

CMG 动力学方程为

$$\boldsymbol{T}_{c}^{i} = -\dot{\boldsymbol{h}}_{c}^{i} \tag{2}$$

式中:**h**。为 CMG 角动量变化量。

引力梯度力矩在近圆轨道下为  $T_{s}^{i} = 3\omega_{0}^{2}(R^{i} \times I^{i}R^{i})$ 

 $T'_{g} = 3\omega_{o}^{2}(\mathbf{R}^{i} \times \mathbf{I}^{i}\mathbf{R}^{i})$ (3) 式中: $\omega_{o}$ 为轨道角速度; $\mathbf{R}^{i}$ 为惯性系下地心到卫 星的单位矢量; $\mathbf{I}^{i}$ 为惯性系下本体转动惯量,即

$$\mathbf{I}^{i} = \begin{bmatrix} I_{x}^{i} & -I_{xy}^{i} & -I_{xz}^{i} \\ -I_{xy}^{i} & I_{y}^{i} & -I_{yz}^{i} \\ -I_{xz}^{i} & -I_{yz}^{i} & I_{z}^{i} \end{bmatrix}$$

由坐标系定义可知,在 $t_0$ 时刻轨道系与惯性 系重合,则在t时刻轨道系与惯性系之间的旋转 角度即为轨道系绕 $y_0$ 轴转到惯性系的角度 $\partial_{i_0}$ =  $\omega_0(t-t_0),于是轨道系到惯性系的坐标转换矩阵$ 可表示为

$$\boldsymbol{C}_{o}^{i} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{io} & 0 & -\sin \vartheta_{io} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \vartheta_{io} & 0 & \cos \vartheta_{io} \end{bmatrix}$$
(4)

显然,地心到卫星的单位矢量在惯性系下的 分量与轨道系下分量关系为

$$\boldsymbol{R}^{i} = \boldsymbol{C}_{o}^{i} \boldsymbol{R}^{o} \tag{5}$$

式中: $\mathbf{R}^{\circ} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}^{T}$ 为轨道系下地心到卫星的单位矢量。

结合式(3)~式(5),惯性系下引力梯度力 矩为

$$T_{g}^{i} = \frac{3}{2} \omega_{o}^{2} \left\{ \begin{bmatrix} I_{yz}^{i} \\ 0 \\ -I_{xy}^{i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_{xy}^{i} \\ I_{z}^{i} - I_{x}^{i} \\ I_{yz}^{i} \end{bmatrix} \sin(2\omega_{o}t) + \begin{bmatrix} I_{yz}^{i} \\ -2I_{xz}^{i} \\ I_{xy}^{i} \end{bmatrix} \cos(2\omega_{o}t) \right\}$$
(6)

采用 3-1-2 旋转顺序的欧拉角表示本体系到 惯性系的旋转角度  $\theta_{ib} = [\varphi \quad \vartheta \quad \psi]^{T}$ ,在小角度偏 差时,从本体系到惯性系的转换矩阵近似为

$$\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{i}} = \begin{bmatrix} 1 & \psi & -\vartheta \\ -\psi & 1 & \varphi \\ \vartheta & -\varphi & 1 \end{bmatrix}$$
(7)

定义本体系下航天器本体的惯量阵为

$$\boldsymbol{I}^{b} = \begin{bmatrix} I_{x} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{xy} & I_{y} & -I_{yz} \\ -I_{xz} & -I_{yz} & I_{z} \end{bmatrix}$$
(8)

1717

忽略高阶项,根据2阶张量之间的转换关系  $I^{b} = C_{i}^{b} I^{i} C_{b}^{i}$ ,得到本体系与惯性系下空间站转动 惯量之间的近似关系为  $\begin{bmatrix} I_{x}^{i} = I_{x} - 2I_{xy}\psi + 2I_{xz}\vartheta$   $I_{y}^{i} = I_{y} + 2I_{xy}\psi - 2I_{yz}\varphi$   $I_{z}^{i} = I_{z} - 2I_{xz}\vartheta + 2I_{yz}\varphi$   $I_{xy}^{i} = (I_{x} - I_{y})\psi + I_{xy} - I_{yz}\vartheta + I_{xz}\varphi$   $I_{xz}^{i} = (I_{z} - I_{x})\vartheta - I_{xy}\varphi + I_{yz}\psi + I_{xz}$   $I_{yz}^{i} = (I_{y} - I_{z})\varphi + I_{xy}\vartheta - I_{xz}\psi + I_{yz}$ (9)

将式(9)代入式(6)得到本体系下转动惯量 表示的惯性系下引力梯度力矩表达式为  $T^{i}_{g} = T^{i}_{(g,d)}\theta_{ib} + T^{i}_{(g,d)}$  (10)

式中:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{T}_{(g,\vartheta)}^{i} &= \frac{3}{2} \omega_{o}^{2} \begin{bmatrix} I_{y} - I_{z} & I_{xy} & -I_{xz} \\ 0 & 0 & 0 \\ -I_{xz} & I_{yz} & I_{y} - I_{x} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{T}_{(g,d)}^{i} &= \frac{3}{2} \omega_{o}^{2} \begin{bmatrix} I_{yz} \\ 0 \\ -I_{xy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I_{y} - I_{x})\psi \\ I_{z} - I_{x} \\ (I_{y} - I_{z})\varphi \end{bmatrix} \sin(2\omega_{o}t) + \\ \begin{bmatrix} (I_{y} - I_{z})\varphi + I_{yz} \\ 2(I_{x} - I_{z})\vartheta - 2I_{xz} \\ (I_{x} - I_{y})\psi + I_{xy} \end{bmatrix} \cos(2\omega_{o}t) \end{aligned}$$

显然,引力梯度力矩被分为两部分:姿态相 关项和姿态无关项。当本体系坐标轴与惯性系 主轴重合时,惯量积为零,此时引力梯度力矩只 有周期性的成分,而不会引起 CMG 角动量积 累,因此惯性系下角动量管理就是通过姿态偏 置来消除引力梯度力矩及其他扰动引起的常值 积累。

惯性系下空间站角动量为

$$\boldsymbol{H}_{s}^{i} = \boldsymbol{I}^{i} \boldsymbol{\omega}_{ib}^{i}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_{ib}^{i}$ 为本体系到惯性系的绝对角速度在惯性系下的分量,其与姿态角速度之间的关系为( $\dot{\boldsymbol{\theta}}_{ib}$ =

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} & \dot{\vartheta} & \dot{\psi} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$\begin{bmatrix} \omega_{ibx}^{i} \\ \omega_{iby}^{i} \\ \omega_{ibz}^{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}\cos\vartheta - \dot{\psi}\sin\vartheta\cos\varphi \\ \dot{\vartheta} + \dot{\psi}\sin\varphi \\ \dot{\varphi}\sin\vartheta + \dot{\psi}\cos\vartheta\cos\varphi \end{bmatrix}$$
(12)

对式(11)保留1阶项,得到线性化的姿态运动学方程为

$$\boldsymbol{\theta}_{\rm ib} = (\boldsymbol{I}^{\rm p})^{-1}\boldsymbol{H}_{\rm s}^{\rm i} \tag{13}$$

将式(10)代入式(1),再联合式(2)和 式(13),得到线性化的ACMM模型。将此模型写成状态方程的形式如下:

$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{ib}} \\ \dot{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{i}} \\ \dot{\boldsymbol{h}}_{\mathrm{c}}^{\mathrm{i}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \boldsymbol{T}_{(g,\vartheta)}^{\mathrm{i}} \\ 0 \end{bmatrix}$	( <i>I</i> <sup>b</sup> ) <sup>-1</sup> 0 0	$ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{ib}} \\ \boldsymbol{H}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{i}} \\ \boldsymbol{h}_{\mathrm{c}}^{\mathrm{i}} \end{bmatrix} + $	
$\left[egin{array}{c} 0 \ E \ -E \end{array} ight] T_{c}^{i}$ +	$-\begin{bmatrix} 0\\ E\\ 0 \end{bmatrix} (T)$	$(g,d)$ + $T_d^i$ )	(14)

化航学报

式中: E 为 3 × 3 的单位矩阵。

# 2 ACMM 状态方程分析

从引力梯度力矩表达式(10)可以看出,在姿态零偏置时,滚动/俯仰、俯仰/偏航方向的惯量积 会导致 CMG 积累。因此在姿态平衡处,滚动/俯 仰、偏航/俯仰轴的主惯量差产生控制力矩补偿滚 动/俯仰、偏航/俯仰惯量积以及其他扰动带来的常 值力矩。系统达到稳定姿态时,其姿态偏置可以通 过引力梯度力矩及其他干扰力矩大致估算出:

$$(\varphi^{*},\psi^{*}) = \left(\frac{-I_{yz} - T_{d}^{x}\frac{2}{3\omega_{o}^{2}}}{I_{y} - I_{z}}, \frac{I_{xy} - T_{d}^{z}\frac{2}{3\omega_{o}^{2}}}{I_{y} - I_{x}}\right) \quad (15)$$

式中: $\varphi^* \, \pi \, \psi^* \, \partial$ 别为滚动轴和偏航轴平衡姿态 角; $T_a^*$ 为扰动力矩  $T_a^i$ 在惯性系 x 轴方向的常值分量; $T_a^*$ 为扰动力矩  $T_a^i$ 在惯性系 z 轴方向的常值 分量。

下面对俯仰轴方向是否能进行角动量管理进行理论分析。空间站可以进行角动量管理的必要条件是需要存在额外力矩来平衡扰动。重新观察式(10)可以发现,在滚动/偏航方向上都存在与姿态相关的引力梯度力矩,通过姿态机动就可以调节引力梯度力矩来抵消扰动力矩对系统的影响,从而避免滚动/偏航方向的 CMG 角动量积累。 但在俯仰轴方向上并不存在与姿态相关的引力梯度力矩,说明俯仰轴方向上没有额外力矩来平衡可能存在的常值扰动,即俯仰轴方向扰动力矩产生的角动量只能通过 CMG 吸收。需要强调的是,这并不是近似线性化产生的结果,在用惯性系下转动惯量表示引力梯度力矩的式(6)中,并没有进行近似处理,但可以看出俯仰轴方向也只存在 2 倍于轨道频率的扰动力矩。

下面从可控性的角度来分析俯仰轴不能角动 量管理对系统的影响。显然系统状态方程 式(14)中至少有3个极点"0",利用 PBH 判据来 判断极点"0"的可控性,可以发现无论其他参数 如何,式(14)的可控性指数均小于8,这就说明至 少存在1个极点"0"是不可控的。结合本节分析 可知,在俯仰轴方向上存在不可控状态量,即姿态

2016 年

角和 CMG 动量不能同时约束,只要在俯仰轴方向 上存在常值扰动,就会导致姿态角发散或者 CMG 角动量积累,换句话说在俯仰轴方向不具备鲁棒 性。在实际工程应用中,这是不能接受的。

考虑到 ACMM 首先是要能够控制姿态,并保 证一定的姿态精度。为了解决上述问题,将俯仰 轴与滚动/偏航轴解耦,不再约束俯仰轴方向的 CMG 角动量,因此去除状态方程中俯仰轴方向的 CMG 角动量,这样在俯仰轴方向上的姿态控制就 不再考虑CMG角动量是否积累,滚动/偏航轴方

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{c}^{\mathrm{nz}} \\ \mathbf{\theta}_{c}^{\mathrm{sz}} \\ \mathbf{H}_{s}^{\mathrm{sz}} \\ \mathbf{f}_{0}^{\mathrm{sz}} \\ \mathbf{f}_{0}^{\mathrm{sz}} \\ \mathbf{f}_{1}^{\mathrm{nz}} \\ \mathbf{f}_{1}^{\mathrm{nz}} \\ \mathbf{f}_{2}^{\mathrm{nz}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2\times 2} & \mathbf{0}_{2\times 2} &$$

 $T_{\rm c}^{\rm ixz} = -Kx$ 

式中:
$$A_{(g,\vartheta)}^{i} = \frac{3}{2}\omega_{\theta}^{2}\begin{bmatrix}I_{y} - I_{z} & -I_{xz}\\ -I_{xz} & I_{x} - I_{z}\end{bmatrix}$$
; $E_{2\times 2}$ 为2×

的单位矩阵; $I_{xz}$ =diag { $I_x$ , $I_z$ }; $h_e^{txz}$ 为 CMG 角动量 在滚动/偏航轴方向的分量组成的列向量; $T_e^{txz}$ 为  $T_e^{t}$ 在滚动/偏航方向的分量组成的列向量;K为 2×16的增益矩阵; $x^{T}$ 为 $h_e^{t}$ 、 $\theta_{ib}$ 、 $H_s^{t}$ 和f在滚动/ 偏航轴方向的分量所组成的列向量,即 $x^{T}$ = [ $(h_e^{txz})^{T}$   $(\theta_{ib}^{txz})^{T}$   $(f_s^{tzz})^{T}$   $(f_{1_1}^{txz})^{T}$  $(f_{1_2}^{tzz})^{T}$   $(f_{2_1}^{tzz})^{T}$   $(f_{2_2}^{tzz})^{T}$ ]。

相应的,在俯仰轴方向上状态方程及控制器为

式中:  $T_{e}^{iy}$  为  $T_{e}^{i}$  在俯仰轴方向上的分量; y =[ $\vartheta = H_{s}^{iy} = f_{0}^{y} = f_{1}^{y} = f_{2}^{y} = f_{2}^{$  向则保持不变。同时考虑到大气扰动主要是1倍 于轨道频率,而从式(10)可以看出引力梯度力矩 主要为2倍于轨道频率,为了让周期性扰动通过 CMG吸收,而常值扰动通过姿态偏置来抵消,根据 内模原理将系统状态方程扩维,引入滤波状态量:  $f = [f_0^T f_1^T f_1^2 f_2^T f_2^T]^T, f_0$ 用于抑制常值 扰动, $f_1$ 、 $f_1$ 2用于抑制1倍于轨道频率的扰动,  $f_2$ 、 $f_2$ 用于抑制2倍于轨道频率的扰动,把常值、 1倍和2倍于轨道频率的扰动引入状态方程中,得 到最终的滚动/偏航轴状态方程及控制方程如下:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2\times2} & \mathbf{0}_{2\times2} \\ \mathbf{0}_{2\times2} & \mathbf{0}_{2\times2} \end{bmatrix} \mathbf{1} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf$$

反馈增益矩阵。

(17)

2

# 3 带极点配置的 LQR 算法

#### 3.1 极点配置算法基本理论

本文采用的极点配置算法是 Shieh 等<sup>[9-10]</sup>提出 的,该算法通过给定的阻尼角、稳定裕度以及系统 的代价矩阵 **R**,通过迭代自动将极点配置到指定的 扇形区域,该扇形区域与虚轴的夹角可以为 30°~ 90°,为实现该算法,现介绍相关定理和引理如下。

考虑线性时不变连续时间系统:

 $\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t)$  X(0) = 0 (20) 设 LQR 代价函数为

$$\boldsymbol{J} = \int_0^\infty (\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}(t) \boldsymbol{Q} \boldsymbol{X}(t) + \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(t) \boldsymbol{R} \boldsymbol{u}(t)) \,\mathrm{d}t \qquad (21)$$

式中:**A** 和 **B** 分别为状态转移矩阵和控制输入矩阵;权重矩阵 **Q** 和代价矩阵 **R** 分别为 **R**<sup>n×n</sup>的半正定矩阵和 **R**<sup>m×m</sup>的正定矩阵。

最小化式(21)性能指标的反馈控制律为  $u(t) = -KX(t) = -R^{-1}B^{T}PX(t)$  (22) 式中: $K = -R^{-1}B^{T}P$ 为 $m \times n$ 反馈增益;P为 $n \times n$ 非对称阵,满足黎卡提方程:

$$\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} - \boldsymbol{PA} - \boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} - \boldsymbol{Q} = \boldsymbol{0}_{n}$$
(23)

**引理1**<sup>[9]</sup> 记(A,B)为等式(20)描述的系统 的可控对,取 $h \ge 0$  表示系统的稳定裕度,则闭环 系统 $A - BR^{-1}B^{T}P$ 所有的特征值将位于 – h 垂线 的左侧,其中矩阵 P 是下列方程的解:  $PBR^{-1}B^{T}P - P(A + hE_{n}) - (A + hE_{n})^{T}P = 0_{n}$ (24)

**引理 2**<sup>[17]</sup> 记 { $\lambda_i^-$  }  $\sum_{i=1}^{n^-}$  表示矩阵 *A* 在虚轴上 和纯左半平面的特征子集, { $\lambda_i^+$  }  $\sum_{i=1}^{n^+}$  表示在纯右半 平面上的特征子集, 则有:

1)最优闭环系统的特征值集合:

2) 记( $\zeta_{i}^{-}$ ) $_{i=1}^{n-1}$ 为特征值{ $\lambda_{i}^{-}$ } $_{i=1}^{n-1}$ 对应的特征向 量,那么黎卡提方程的最大解半正定 *P* 满足:  $P\zeta_{i}^{-} = 0$ ,  $\forall i = 1, 2, \dots$ 。而对应特征值集合 { $\lambda(A - BR^{-1}B^{T}P)$ }保持不变。另外的 $n^{+}$ 个特 征值在纯左半平面上,其中 $\gamma > 0.5$ 。

**引理 3**<sup>[17]</sup> 对于给定矩阵  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,定义 2 个相关矩阵  $A^- \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 和  $A^+ \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,并且有  $\begin{cases} \lambda(A^-) = \{\lambda_i^-\}_{i=1}^{n^-} \cup \{0\}_{i=1}^{n^+} \\ \lambda(A^+) = \{\lambda_i^+\}_{i=1}^{n^+} \cup \{0\}_{i=1}^{n^-} \end{cases}$  (26) 式中:所有参数同引理2。从引理2 还可知,闭环系 统  $A - BR^{-1}B^TP$ 所有特征值 $\lambda_i^- \setminus -\lambda_i^+$ 都是当 Q = 0时的黎卡提方程式(23)的解,从而有 2tr( $A^+$ ) = tr( $BR^{-1}B^TP$ ) (27)

式中:tr(・)为矩阵的迹。 引理 4<sup>[17]</sup> 若(A,B)可控,则(-A<sup>2</sup>,B)、

 $(A^3, B)$ 也是可控的。

引理 5<sup>[9]</sup> 考虑在复平面左半平面内的一个 扇形区域:其边界与负实轴夹角为 ±45°/±30°直 线包络而成。假定系统矩阵 A 为渐近稳定,其所 有特征值分布在左半平面内,可分成扇形区域内、 外 2 个特征值子集。定义保角映射  $\hat{A} \triangleq - A^2$ ,  $\hat{A} \triangleq A^3$ 则对应矩阵 A 扇形区域内的特征子集映射 为矩阵  $\hat{A}$  左半平面的特征值子集,而扇形区域外 的特征值子集映射在  $\hat{A}$  的右半平面上。

**定理 1**<sup>[10]</sup> 设稳定的系统矩阵 *A* 有特征值  $\{\lambda_i^{-}\}_{i=1}^{n-1}$ 位于引理 5 所示的扇形区域内。而 $\{\lambda_i^{+}\}_{i=1}^{n+1}$ 位于扇形区域外,考虑以下 2 个黎卡提方程:

 $\hat{\boldsymbol{Q}}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}} - \hat{\boldsymbol{Q}}(-1^{k+1}\boldsymbol{A}^{k}) - (-\boldsymbol{A}^{k})^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}} - \boldsymbol{0}_{n} = \boldsymbol{0}_{n}$ (28)

 $PBR^{-1}B^{\mathsf{T}}P - PA - A^{\mathsf{T}}P - \hat{Q} = 0_n$ (29) 则对于闭环系统为

 $\tilde{\boldsymbol{A}} = \boldsymbol{A} - \gamma \boldsymbol{B}\boldsymbol{K} = \boldsymbol{A} - \gamma \boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}$ (30)

其特征值除{λ<sub>i</sub>}<sup>\*</sup>, 外,至少还会有一个实特征值 或一对共轭复特征值位于扇形区域内,对于常增 益系数γ满足:

 $\frac{d}{dt} \pi \delta \chi \gamma (\mathbf{M}, \mathbf{k}; \mathbf{k})$  $\gamma^{k} a_{k} + \gamma^{k-1} a_{k-1} + \dots + a_{0} \le 0 \qquad k = 2,3 \quad (31)$  $\ \vec{x} + \mathbf{p}; a_{k} = -1^{2k+1} \operatorname{tr} \left[ \left( \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} \right)^{k} \right]; a_{j} = -1^{k+j+1} \binom{k}{j} \operatorname{tr} \left[ \left( \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{P} \right)^{k} \right]; a_{0} = 0.5 \operatorname{tr} \left[ \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^{\mathsf{T}} \mathbf{Q} \right]_{\circ}$ 

化航学报

#### 3.2 空间站 ACMM 控制器求解流程

从引理1~引理5可以看出,通过迭代算法 可以将系统闭环极点配置到±45°或±30°以内。 通常闭环极点在±45°左右时系统具有较短的调 节时间,超调量也不会很大。为了使控制器求解 有更大的灵活性,现做如图1和图2所示改进,即 先根据引理1将极点配置到所需稳定裕度的左 边,再根据所需要的角度Ω将虚轴向右移动h<sub>2</sub>, 此时得到的极点将可以大致配置在30°~90°内。

具体算法实现简述如下:

オ于状态方程 X(t) = AX(t) + Bu(t);
 X(0)=0,设置稳定裕度 - h<sub>1</sub>、阻尼角及代价矩阵
 R,求解等式:

 $\boldsymbol{P}_{0}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{0} - \boldsymbol{P}_{0}(\boldsymbol{A} + h_{1}\boldsymbol{E}_{n}) - (\boldsymbol{A} + h_{1}\boldsymbol{E}_{n})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{0} - \boldsymbol{0}_{n} = \boldsymbol{0}_{n}$ (32)

解出半正定矩阵  $P_0$ ,则当前闭环系统为 $A_1 = A - BR^{-1}B^{T}P_0$ ,此时闭环系统所有极点在  $-h_1$  左侧, 记 i = 1。



图 1 极点配置到 45°~90°内





Fig. 2 Pole placement within region of  $30^{\circ} - 45^{\circ}$ 

 2)判断系统所需的阻尼角,若为 30°~45°
 (见图 2),转步骤 3);若为 45°~90°(见图 1),转 步骤 7)。

3) 对于给定的阻尼角 *Ω*,将复平面的虚轴向 右移动:

$$h_2 = \sqrt{3} h_1 \tan \Omega - h_1 \tag{33}$$

得到新的状态矩阵 $A_1 = A_1 - E \cdot h_2$ 。

4) 解方程:

 $\hat{\boldsymbol{Q}}_{i}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}}_{i} - \hat{\boldsymbol{Q}}_{i}(\boldsymbol{A}_{1}^{3}) - (\boldsymbol{A}_{1}^{3})^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}}_{i} - \boldsymbol{0}_{n} = \boldsymbol{0}_{n}$ (34)

解出半正定矩阵  $\hat{Q}$ ,判断 0.5tr( $BR^{-1}B^{T}\hat{Q}_{i}$ )是否 为 0,若是转步骤 11);若不是则继续。

5) 解方程:

 $P_iBR^{-1}B^{T}P_i - P(A_i) - (A_i)^{T}P - \hat{Q}_i = 0_n$  (35) 解出半正定矩阵  $P_i$ ,对于新的闭环系统  $\tilde{A} = A_i - \gamma_i BR^{-1}B^{T}P_i$ ,然后解不等式(36)得到常增益系数  $\gamma_i$ :

 $a\gamma_i^3 + b\gamma_i^2 + c\gamma_i + d \leq 0$ (36)  $\exists \oplus : a = -\operatorname{tr} \left[ \left( BR^{-1}B^{\mathsf{T}}P_i \right)^3 \right] ; b = 3\operatorname{tr} \left( BR^{-1} \cdot B^{\mathsf{T}}P_i \right)^2 A_i ; c = -3\operatorname{tr} \left( BR^{-1}B^{\mathsf{T}}P_i \right) A_i^2 ; d = 0.5\operatorname{tr} \left( BR^{-1} \cdot B^{\mathsf{T}}\hat{Q}_i \right)$ 

6) *i* = *i* + 1;转步骤 4)。

7) 对于给定的阻尼角 *Ω*,将复平面的虚轴向 右移动:

 $h_2 = h_1 \tan \Omega - h_1 \tag{37}$ 

得到新的状态矩阵 $A_1 = A_1 - E \cdot h_2$ 。

8) 解方程:

 $\hat{\boldsymbol{Q}}_{i}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}}_{i} - \hat{\boldsymbol{Q}}_{i}(-\boldsymbol{A}_{i}^{2}) - (-\boldsymbol{A}_{i}^{2})^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{Q}}_{i} - \boldsymbol{0}_{n} = \boldsymbol{0}_{n}$ (38)

解出半正定矩阵  $\hat{Q}_i$ ,判断 0.5tr( $BR^{-1}B^{T}\hat{Q}_i$ )是否 为 0,若是转步骤 11);若不是则继续。

9) 解方程:

 $P_{i}BR^{-1}B^{T}P_{i} - P(A_{i}) - (A_{i})^{T}P - \hat{Q}_{i} = 0_{n}$  (39) 解出半正定矩阵  $P_{i}$ ,对于新的闭环系统  $\tilde{A} = A_{i} - \gamma BR^{-1}B^{T}P_{i}$ ,常增益系数  $\gamma$  通过式(40)给出:

$$\gamma_{i} = \max\left\{0.6, \frac{a_{1} + \sqrt{a_{1}^{2} + a_{0}a_{2}}}{a_{2}}\right\}$$
(40)

式中: $a_2 = -\operatorname{tr}\left[\left(\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathsf{T}}\boldsymbol{P}_i\right)^2\right]$ ; $a_1 = \operatorname{tr}\left(\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1} \cdot \boldsymbol{B}^{\mathsf{T}}\boldsymbol{P}_i\right)\boldsymbol{A}_i$ ; $a_0 = 0.5\operatorname{tr}\left(\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathsf{T}}\hat{\boldsymbol{Q}}_i\right)_{\circ}$ 

10) *i* = *i* + 1,转步骤 8)。

11) 算法完成计算,最终系统增益矩阵为  $K = BR^{-1}B^{T}(P_0 + \gamma_1P_1 + \gamma_2P_2 + \cdots + \gamma_jP_j)$ (41) 将 u = - Kx 代入到系统状态方程,则闭环系统所 有的极点都会移动到指定的区域。

分别给出系统俯仰轴与滚动/偏航轴的性能 指标,然后将状态方程代入到上述算法即可求解 出相应的 ACMM 控制器。

# 4 仿真验证

本文针对"T"字构型的空间站进行仿真验证,仿真中动力学模型采用带挠性附件的中心刚体模型,执行机构只采用 CMG。考虑到 CMG 角动量测量较为精确,其测量误差不会影响到控制器的稳定性。另外,由于平衡姿态并非本体系与惯性系重合,不失一般性,取初始姿态角和姿态角速度为零,系统干扰力矩如表1所示。本体系下转动惯量为

 $\mathbf{I}^{b} = \begin{bmatrix} 5.1 & -0.20 & 0.10 \\ -0.20 & 8.3 & -0.080 \\ 0.10 & -0.080 & 4.8 \end{bmatrix} \times 10^{6} \text{ kg} \cdot \text{m}^{2}$ 

表1 其他干扰力矩  $T_d^i$ 

Table 1Other disturbance torque  $T_d^i$ 

干扰力矩	表达式
$T_d^x$	$0.002 + 0.3\sin(\omega_0 t) + 0.1\sin(2\omega_0 t)$
$T_d^y$	$0.0001 + \sin(\omega_0 t) + 0.2\sin(2\omega_0 t)$
$T^z_{\ d}$	$0.0003 + 0.5\sin(\omega_{o}t) + 0.2\sin(2\omega_{o}t)$

空间站的运行轨道为 400 km 的近圆轨道,故 轨道角速度近似取  $\omega_{\circ} = 0.0011 \text{ rad/s}_{\circ}$ 

从状态方程式(16)和式(18)可以看出,扩维 后的方程在滚动/偏航方向上常值扰动通过姿态 偏置吸收,避免了 CMG 角动量的积累,周期性的 扰动通过 CMG 吸收;而在俯仰轴方向常值扰动、 1 倍和 2 倍于轨道频率的扰动均由 CMG 吸收。 从式(15)估算出稳态时平衡姿态角为

 $(\varphi^*, \psi^*) = (-1.32^\circ, 3.58^\circ)$ 

(42)

在俯仰轴方向和滚动/偏航轴方向代价矩阵 **R** 均取单位矩阵。为了使系统有一定的鲁棒性, 同时又有比较快的响应速度,仿真时在俯仰轴 方向稳定裕度取 0.2ω。,阻尼角取 45°。在滚动/ 偏航方向由于需要约束 CMG 角动量,如果阻尼 角取太小,会使得反馈增益阵过大,从而导致暂 态时 CMG 输出力矩较大,因此在滚动/偏航方 向上稳定裕度取 0.25ω。,阻尼角取 60°,用第 3 节算法求解出闭环极点如表 2 所示,闭环反馈 增益矩阵如表 3 所示。为了更加直观地显示闭 环极点的位置,现在复平面上表示出,如图 3 和 图 4所示。

#### 党庆庆,等:基于极点配置的空间站角动量管理



表 2 闭环极点( $-\omega_o$ ) Table 2 Closed-loop pole ( $-\omega_o$ )

滚动/	偏航轴	俯仰轴	
- 3. 828 + 3. 298i	- 3. 828 - 3. 298i	-5.846 +5.411i	_
-3.828 +3.298i	- 3.828 - 3.298i	-5.846 -5.411i	
-1.534 +0i	-1.482 +0i	- 1. 544 + 1. 073 i	
-1.034 +0i	-0.9816 +0i	-1.544 -1.073i	
-0.8038+0.9690i	-0.8038-0.9690i	-0.4000 + 0i	
-0.8038+0.9690i	-0.8038-0.9690i	$-0.4000 + 2.609 \times 10^{-5}$ i	
$-0.5000 + 9.820 \times 10^{-7}$ i	$-0.5000 - 9.820 \times 10^{-7}$ i	$-0.4000 - 2.609 \times 10^{-5} i$	
$-0.5000 + 5.610 \times 10^{-7}$ i	$-0.5000 - 5.610 \times 10^{-7}$ i		

## 表3 反馈增益矩阵(转置)

 Table 3
 Feedback gain matrix(transpose)

滚动/偏航	轴	俯仰轴
0.028902	0.00034304	1 168.1
0.00043344	0.029133	0.017578
470.01	5.3047	0.039637
5.6011	440.64	- 1.1645
0.042975	0.00028788	0.085026
0.00037828	0.043173	0.43774
4.5677 $\times 10^{-6}$	$3.0982 \times 10^{-8}$	3.0593
4.4604 $\times 10^{-8}$	4.5902 × 10 $^{-6}$	
- 0. 121 40	- 0.0053014	
- 0.0051838	-0.11601	
0.29737	- 0.0039060	
- 0.003 302 1	0.27472	
0.24296	-0.010226	
- 0.0092752	0.22053	
0.67539	0.0097575	
0.010057	0.63436	

从图 3 中可以清楚看出,在俯仰轴方向,所有 极点均被配置到了离虚轴 0.2ω。~6ω。的地方,同 时闭环极点都在±45°以内,说明在俯仰轴方向会 有较短的调节时间和较小的超调量;从图 4 可以 看出,在滚动/偏航轴方向所有极点均在±60°内, 保证了较小的超调量,且都在离虚轴 0.25ω。~ 4ω。内,保证了较短的调节时间,也避免了出现暂 态 CMG 输出力矩较大的情况。系统角动量管理 仿真结果如图 5~图 8 所示。



Fig. 3 Closed-loop pole in pitch axis



图 4 滚动/偏航轴闭环极点 Fig. 4 Closed-loop pole in roll/yaw axis



图 5 姿态角 Fig.5 Attitude angle



Fig. 6 CMG angular momentum







图 7 引力梯度力矩产生的角动量

Fig. 7 Angular momentum caused by gravity-gradient torque





从图5可以看出,3个轨道周期后系统基本 达到稳定状态,俯仰轴基本没有偏差,周期性的 波动幅值也很小;滚动轴最终稳定在 -1.4°左 右,偏航轴最终稳定在3.6°左右,这与式(42)估 计结果相符。由于在状态方程中引入了滤波变 量,抑制了1倍、2倍于轨道频率的扰动对姿态 的影响,稳定时的姿态角仅有一些幅值较小的 高频波动。

结合图 5~图 8 可以看到, CMG 的角动量周 期性波动但基本不积累, 抵消掉了周期性的扰 动对姿态的影响。同时在滚动/偏航方向引力 梯度力矩几乎没有周期性扰动, 而只存在常值 偏置, 正是因为滚动/偏航方向的姿态偏置才抵 消掉了滚动/偏航方向的常值扰动以及俯仰/偏 航、俯仰/滚动轴之间的惯量积。俯仰方向的引 力梯度力矩引起的角动量周期性波动比较大, 这主要通过俯仰方向的 CMG 来吸收。对于其 他干扰力矩来说, 滚动/偏航方向的少量的常值 项积累通过滚动/偏航方向的姿态机动来与重 力梯度力矩相抵消, 而俯仰方向几乎没有常值 积累, 但周期性扰动比较大。总体来说控制器 的设计达到了目的。

# 5 结 论

本文综合分析了惯性系下空间站利用引力梯 度力矩平衡姿态的可行性,经过理论分析及仿真 验证表明:

 提出了一种较为实用的惯性系下角动量 管理控制器求解算法,在设计空间站构型时,为了 保证平衡姿态角较小,需要增大俯仰轴与滚动/偏 航轴方向转动惯量差,同时应尽量减少惯量积。

 基于极点配置的 LQR 算法具有较好的通用性,特别适合于高维的状态方程,利用计算机求 解有较大优势。

3) 仿真结果说明,尽管俯仰轴方向没有额外 力矩来平衡姿态,但在俯仰轴方向常值扰动较小 CMG 角动量积累较慢,并不需要经常卸载。

为了使本文算法更好地满足实际需求,还需要 进一步探索存在不确定性参数时的 ACMM 问题。

#### 参考文献 (References)

- [1] WIE B, BYUN K, WARREN V, et al. New approach to attitude/momentum control for the space station [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamices, 1988, 12(5):714-722.
- [2] PARLOS A G, SUNKEL J W. Adaptive stability and control for space station/orbiter berthing operations: AIAA-1992-4480
   [R]. Reston: AIAA, 1992.
- [3] PARLOS A G, SUNKEL J W. Adaptive control and momentum management for large-angle spacecraft maneuvers [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamices, 1992, 15(4):1018-1028.
- [4] PARLOS A G, SUNKEL J W. Attitude control/momentum management of the space station freedom for large angle torqueequilibrium-attitude configurations: AIAA-1990-3352 [R]. Reston: AIAA, 1990.
- [5] HARDUVEL J T. Continuous momentum management of earthorbited spacecraft [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamices, 1992, 15(6):1417-1426.
- [6]朱孟萍,徐世杰,陈新龙,等.基于参数辨识的大型航天器 自适应角动量管理[J].空间控制技术与应用,2014,40 (3):47-52.
  ZHU M P,XU S J,CHEN X L,et al. Adaptive momentum manaccompant of large generator thread on parameter identification

agement of large spacecraft based on parameter identification [J]. Aerospace Control and Application, 2014, 40(3):47-52 (in Chinese).

- [7] ZHU M P, XU S J. Stability-based SDRE controller for spacecraft momentum management [J]. Acta Astronautica, 2013, 89: 71-82.
- [8] XIN M, BALAKRSHNAN S N. A new method for suboptimal control of a class of nonlinear systems [C] //41st IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002:2756-2761.



1723

- [9] SHIEH S L, DIB M H, GANESAN S. Linear quadratic regulators with eigenvalue placement in a specified region [J]. Automatica, 1988, 24(6):819-823.
- [10] SHIEH S L, DIB M H, GANESAN S. Continuous-time quadratic regulators and pseudo-continuous-time quadratic regulators with pole placement in a specific region [J]. IEEE Proceedings D-Control Theory and Applications, 1987, 134(5):338-346.
- [11] SHIEH S L, DIB M H, GANESAN S. Linear quadratic regulators with eigenvalue placement in a vertical strip [J]. IEEE Transaction on Automatic Control, 1986, 31(3):241-243.
- [12] KOSHKOUEI A J, ZINDOBER A S I. Comment on " linear quadratic regulators with eigenvalue placement in a vertical strip" [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44 (7):1417-1419.
- [13] SUNKEL J W, SHIEH L S, ZHANG J L. Digital redesign of an optimal momentum mangement controller for the space station
   [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamices, 1991, 14
   (4):712-723.
- [14] SUNKEL J W, SHIEH L S. Multistage design of an optimal momentum management controller for the space station [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamices, 1991, 14(3):492-502.
- [15] 张军,马艳红,何英姿.空间站组合体惯性系内角动量管理

控制[J]. 空间控制技术与应用,2010,36(6):1-5. ZHANG J, MA Y H, HE Y Z. Momentum management control of space station complex in intertial reference [J]. Aerospace Control and Application,2010,36(6):1-5(in Chinese).

- [16] 张洪华,吴宏鑫,陈义庆.挠性卫星姿态的角动量反馈控制
  [J].宇航学报,2002,23(3):8-12.
  ZHANG H H, WU H X, CHENG Y Q. Angular momentum feedback control for flexible spacecraft[J]. Journal of Astronautics,2002,23(3):8-12(in Chinese).
- [17] KAWASAKI N, SHIMEMURA E. Determining quadratic weighting matrices to locate poles in a specified region [J]. Automatica, 1983, 19(5):557-560.

#### 作者简介:

**党庆庆** 男,硕士研究生。主要研究方向:导航制导与控制。 Tel.:010-82339750

E-mail: dangqingqingbuaa@163.com

**金磊** 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:航天器 姿态动力学与控制。 Tel.:010-82339750 E-mail:jinleibuaa@163.com

## Angular momentum management of space station based on pole placement

DANG Qingqing, JIN Lei\*, XU Shijie

(School of Astronautics, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: For the problem that gravity-gradient torque and other disturbance torques can cause the accumulation of control momentum gyros (CMG) angular momentum when space station operates in inertial frame. Gravity-gradient torque is used for torque equilibrium attitude. An angular momentum management controller based on pole placement is proposed. First, the linearized model of space station in inertia frame is established and the infeasibility of the pitch axis direction of angular momentum management is proved. So we decouple the pitch axis and the roll/yaw axis, and do not constrain the angular momentum of CMG in pitch axis. The disturbance rejection filters are introduced to suppress the disturbance's impact on attitude in pitch axis. In orbit plane, to limit the cyclic disturbance's impact on roll/yaw axis and the secular disturbance's impact on the angular momentum of CMG, other disturbance rejection filters are introduced. Then, feedback controllers in pitch and row/yaw axis are developed based on linear quadratic regulators (LQR) with pole placement respectively. This algorithm is developed to place the closed-loop poles to the left side of complex plane imaginary axis based on the system performance requirements without choosing weight matrix. Finally, the simulation results demonstrate the validity of the proposed algorithm.

Key words: space station; attitude control/momentum management (ACMM); pole placement; gravitygradient torque; inertial frame

Received: 2015-08-24; Accepted: 2015-09-18; Published online: 2015-10-10 11:38

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151010.1138.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11272027)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82339750 E-mail: jinleibuaa@163.com



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0518

# 强信号下 GNSS 接收机前端处理引起的相关损耗



潘虹臣,寇艳红\*

(北京航空航天大学 电子信息工程学院,北京 100083)

摘 要:在全球导航卫星系统(GNSS)信号质量监测及 GNSS 射频(RF)信号模拟器 测试等应用中,有用信号功率往往远高于噪声功率。针对二进制相位移位键控(BPSK)和二进 制偏移载波(BOC)调制信号,首次研究了这种强信号条件下接收机带限滤波、采样和量化 (BSQ)引起的相关损耗。首先分析了不考虑量化作用时由滤波和采样引起的损耗;然后分析 了不考虑前端滤波时由量化和采样引起的损耗,推导了相关损耗的解析表达式并得到了量化 器的最佳量化间隔;最后,对于滤波、采样、量化共同作用引起的损耗,采用蒙特卡罗方法仿真 分析了 GPS L1 C/A 信号在不同滤波带宽和量化比特数下的归一化相关功率,探讨了根据仿 真结果拟合相关损耗解析表达式的方法以简化分析。

关 键 词:全球导航卫星系统(GNSS)接收机;相关损耗;带限滤波;采样;量化 中图分类号:TN967.1

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1724-07

数字全球导航卫星系统(GNSS)接收机前端 采样和量化(BSQ)处理在完成信号数字化的同 时,会引入一定的载噪比损耗和信号功率损耗,从 而影响接收机的测量精度和稳健性等性能[1-2]。 目前为止,关于 GNSS 接收机前端 BSQ 损耗的研 究都是针对普通接收机在正常工作接收弱信号时 的载噪比损耗,通常实际所接收 GNSS 卫星信号 的输入载噪比范围不超过20~60dB·Hz,在接收 机进行相关解扩前有用信号深埋于背景噪声之 中。其中,文献[3-4]通过理论推导得到了这种弱 信号条件下 BSQ 处理造成的信号损耗、噪声损 耗、信噪比损耗的解析表达式;文献[5-6]采用和 文献[3-4]相似的模型分析了接收机前端滤波和 量化对于导航信号处理的影响,关键在于推导量 化器输出的均值和噪声的自相关函数,然后通过 相关运算便可得到相关值的期望和噪声功率,文 献[6]中指出在信噪比低于 - 18 dB 时,其得出的

量化器输出均值表达式的估计精度能达到1%; 由于其理论分析以信号功率远低于噪声功率为前 提,所以随着信噪比增大,估计精度会逐渐恶化; 文献[1,7]则通过蒙特卡罗模拟方法研究了不同 调制信号在接收机不同滤波带宽、采样率和量化 比特数配置下的信噪比损耗。这些研究对于普通 接收机的设计和性能分析提供了有力的支持。

然而对于 GNSS 信号质量监测及 GNSS 射频 信号模拟器测试等应用,为了高精度地测量信号 本身的特性而抑制背景噪声的影响,测量接收机 处理的是有用信号功率远高于噪声功率的强信 号。强信号条件保证了接收机能够尽可能逼真地 复现出有用信号的各种特征、精确地估计/测量出 描述信号特性的所有参数<sup>[8]</sup>。这种强信号条件 下接收机前端处理对有用信号产生的损耗更不容 忽视,造成的信号功率损耗会对相关损耗、复用效 率、调制平衡度、载噪比等多个指标的测量产生影

收稿日期: 2015-08-10;录用日期: 2015-09-25;网络出版时间: 2016-01-04 10:03 网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160104.1003.003.html

**基金项目:**国家自然科学基金(61271197)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82317237 E-mail: kouy@ buaa. edu. cn

**引用格式**: 潘虹臣, 寇艳红. 强信号下 GNSS 接收机前端处理引起的相关损耗[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1724-1730. PAN H C, KOU Y H. Correlation loss caused by GNSS receiver front-end processing for strong signals [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1724-1730 (in Chinese).

响<sup>[9-11]</sup>,且其影响很容易超过热噪声的影响。对于强信号条件下接收机前端处理引起的有用信号相关损耗,目前还没有适用的解析模型及仿真结果见诸报道。

在 GNSS 信号中广泛应用的二进制相位移 位键控(BPSK)调制和二进制偏移载波(BOC) 调制都是直接在单频载波上进行180°相移键 控,因此调制后的信号具有包络恒定、时域基本 脉冲波形为正弦函数的特点。以此为前提,本 文研究了前端 BSQ 处理造成的信号相关损耗。 首先,推导了不考虑量化作用时由滤波和采样 引起的损耗;然后,通过仿真分析得到了强信号 条件下使量化器量化误差最小/量化信噪比最 高的最佳量化间隔,并推导了不考虑前端滤波 作用时由量化和采样引起的损耗;最后,对于 BSQ 共同作用时的损耗,由于很难求出解析解, 因此使用蒙特卡罗模拟方法仿真了 GPS L1 C/A 信号在不同带宽和量化比特数下的信号归一化 相关功率,并探讨了基于仿真结果拟合得到相 关损耗经验模型的方法。

## 1 分析模型

#### 1.1 接收机模型

GNSS 接收机的处理模型可以简化为图 1 所示的框图<sup>[12]</sup>。在强信号条件下,由高增益天线接收的卫星信号(对于信号质量监测应用)或是直接送入测量接收机射频端口的强信号(对于射频信号模拟器的测试应用)经过射频前端信号调理电路(如滤波、放大、下变频等处理)后到达抗混叠滤波器。本文着重分析 BSQ 处理引起的信号功率损耗,而不考虑抗混叠滤波器之前的射频处理损耗。输入滤波器的信号为r(t),抗混叠限带滤波后的信号 $\tilde{r}(t)$ 经过采样(设采样频率为 $f_s$ )和量化,成为时间和幅度都离散的数字信号 $\tilde{r}_q(t)$ 。最后 $\tilde{r}_q(t)$ 和本地理想信号做相关,得到相关值 Z,相关功率值即为  $Z^2$ 。以下通过推导  $Z^2$ 的解析式和对  $Z^2$ 进行蒙特卡罗仿真两种方法来研究 BSQ 引起的信号相关损耗。



图 1 GNSS 接收机信号处理模型<sup>[12]</sup>



#### 1.2 信号模型

对于正常的弱信号条件下的 BSQ 损耗,采 用等效基带模型往往可以简化分析过程<sup>[34]</sup>。 但是在强信号条件下,不同量化比特数对载波 解调结果的影响显著、不可忽略;若仍将 BPSK 和 BOC 信号等效到基带来分析,则由于等效后 的基带信号幅值波动范围很小,信号电平可以 认为只能取正负两个电平值,因此多比特量化 的效果和1比特量化没有明显区别,不符合实际 情况。因此,不失一般性,本文从中频信号的角 度展开研究。输入的导航信号 r(t)可以表示为  $r(t) = \sqrt{C}s(t) + n(t)$ ,其中:C为有用信号的功 率;s(t)为功率归一化后的 BPSK 或者 BOC 中频 信号;n(t)为功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白 噪声。s(t)可以表示为

化航学报

 $s(t) = \sqrt{2}p(t - \tau)d(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \phi)$  (1) 式中:p(t)为伪码序列或者调制了 BOC 副载波的 伪码序列;d(t)为导航电文数据; $\tau$ 为基带信号的 延迟时间; $f_c$ 为载波频率; $\phi$ 为初始载波相位。

以下在分析有用信号功率损耗的时候,可以 含去输入信号 r(t)中的噪声项,即  $r(t) = \sqrt{C}s(t)$  (2)

# 2 理论分析与仿真

#### 2.1 不考虑量化作用时的信号损耗

设抗混叠滤波器的冲击响应为 h(t),则输入 信号通过滤波器后可以表示为

$$\tilde{r}(t) = r(t) * h(t)$$
(3)

滤波后的信号经采样得到

$$r(n) = r(n) * h(n)$$
(4)

在高比特数量化时,可以认为量化器对输入 信号的量化作用没有失真, $\hat{r}(n)$ 直接与本地理想 信号  $s_1(t)$  的采样信号  $s_1(n)$ 进行相关运算。  $s_1(n)$ 可以表示为

$$s_{\rm I}(n) = \sqrt{2}p(nT_{\rm s} - \hat{\tau})\sin(2\pi nT_{\rm s}\hat{f}_{\rm c} + \hat{\phi})$$
(5)

式中: $T_s$ 为采样周期; $\hat{\tau}$ 、 $\hat{f}_c$ 和 $\hat{\phi}$ 分别为处于稳态跟踪的接收机对滤波器输出的基带信号的延迟时间、载波频率、初始载波相位3个参量的估计值。

 $\tilde{r}(n)$ 与 $s_1(n)$ 的相关值 $R_{\tilde{r}_{s_1}}(n)$ 为  $R_{\tilde{r}_{s_1}}(n) = (r(n) * h(n)) \otimes s_1(n) = R_{rs_1}(n) * h^*(n)$ (6)

式中:h\*(n)表示 h(n)的共轭。 因此,相关值 Z 可以表示为



$$Z = R_{i_{s_1}}(0) = \sqrt{C} R_{i_{s_1}}(0) =$$
$$D \sqrt{C} \int_{-\frac{f_s}{2}}^{\frac{f_s}{2}} S_{s_1}(f) | H(f) | df$$
(7)

式中:D为调制的数据位; $R_{is_1}(n)$ 为s(n)与 $s_1(n)$ 的自相关函数;H(f)为h(t)的傅里叶变换; $S_{s_1}(f)$ 为本地理想信号 $s_1(n)$ 的功率谱密度函数。

这里需注意的是,对于线性相移特性的滤波器,式(7)即为相关器输出的理论值。对于非线性相移特性的滤波器,由于受到信号失真的影响,接收机稳态跟踪下实际参与鉴相器运算的相关值与滤波器群时延特性和相关器间距有关<sup>[13-14]</sup>,与式(7)得出的值有一定出入,其计算较为复杂,也超出了本文的讨论范围。

相关器输出的信号功率为 $Z^2$ ,则相关损耗为  $L = \frac{C}{Z^2}$  (8)

将式(7)代入式(8),得到不考虑量化作用时 的信号相关损耗为

$$L_{\rm F} = \frac{1}{R_{ss_1}^2(0)} = \frac{1}{\left(\int_{-\frac{f_{\rm S}}{2}}^{+\frac{f_{\rm S}}{2}} S_{s_1}(f) + H(f) + {\rm d}f\right)^2}$$
(9)

实际接收机收到的卫星信号并非如式(1)所示的理想信号,例如卫星上的滤波器将信号限制 在发射带宽以内,设卫星上产生的理想信号经过 传输函数为 H<sub>e</sub>(f)的信道(包括卫星发射链路滤 波器、星地链路传输特性及接收天线传输特性) 到达接收机滤波器,则这一部分信道造成的信号 相关损耗为

$$\frac{1}{\left(\int_{-\frac{f_{s}}{2}}^{+\frac{f_{s}}{2}} S_{s_{1}}(f) + H_{c}(f) + df\right)^{2}}$$
(10)  
因此, L<sub>c</sub> 可以重新表示为

$$L_{\rm F} = \frac{\left(\int_{-\frac{f_{\rm S}}{2}}^{\frac{f_{\rm S}}{2}} S_{s_{\rm I}}(f) \mid H_{\rm c}(f) \mid {\rm d}f\right)^2}{\left(\int_{-\frac{f_{\rm S}}{2}}^{\frac{f_{\rm S}}{2}} S_{s_{\rm I}}(f) \mid H_{\rm c}(f) H(f) \mid {\rm d}f\right)^2}$$
(11)

#### 2.2 不考虑滤波作用时的信号损耗

量化是一个非线性、不可逆的一个过程,对于 图 2 所示的均匀量化器,横轴 x 表示量化器输入 值,纵轴 y 表示量化器输出值,Q 为量化间隔。用 V 表示量化器的最大量化电平,量化电平数为 N, 则量化间隔可以表示为

$$Q = 2V/N \tag{12}$$

在接收机对于同一输入信号的前端处理过程 中,采用不同的前端滤波器带宽会导致不同的量化 误差。这里首先不考虑前端滤波的影响(滤波器带 宽足够宽)分析量化器对于强信号的处理特性。

BPSK 和 BOC 信号的时域波形是在正弦波上 进行 180°相位调制,由于量化器的幅度对称性, 量化损耗对输入信号的符号不敏感,因此可以用 正弦波替代 BPSK 和 BOC 信号进行分析。以 3 比 特量化为例,采用图 2 所示的量化器,输入幅度归 一化的正弦信号 sin(t)、量化器输出信号 q(t)和 量化误差如图 3 所示,其中 T 为周期数。



Fig. 3 3 bit quantization

由图 3 可知,由于正弦曲线的非线性变化,量 化误差在正弦信号的波峰附近与过零点附近的变 化特性有着明显差异。适当调节 V 值,可以在量 化比特数一定的情况下,使量化误差功率最小。 即采用式(13)计算使量化误差功率  $\sigma_q^2$ 最小的量 化器最佳 V 值<sup>[15]</sup>。

$$\sigma_{q}^{2} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (\sin(t) - q(t))^{2} dt$$
 (13)

1727

通过仿真可得正弦信号 sin(t)在各量化比特数 N 下的最佳 V 值和相应的量化信噪比(SQNR) 如表 1 所示。从表中可以发现,随着 N 的增加, V 趋近于 1,且每增加一个量化比特数,SQNR 增加约 6 dB。由表 1 中的 V 值和式(12)可以得到最佳量化间隔值。

表1 最佳 V 值 Table 1 Optimal V

	-	
Ν	V	SQNR/dB
1	1.2731	7.2216
2	1.1382	13.7765
3	1.0712	20.0030
4	1.0370	26.0772
5	1.0190	32.0858
6	1.0099	38.0710
7	1.0052	44.0517
8	1.0025	50.0349
9	1.0012	56.0206
10	1.0007	62.0761

采样和量化分别是对时间和幅度的离散, 可以对这两个过程交换顺序进行分析。对于无 滤波的强信号来说,量化器输入信号的载波为 图 3 中正弦信号 sin(t)形式,量化器输出为 q(t) 形式。

对周期信号 q(t)进行傅里叶级数展开:  $q(t) = a_1 \sin(t) + a_2 \sin(2t) + a_3 \sin(3t) + \cdots$  (14)

式中:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} q(t) \sin(nt) dt$$
 (15)

因此,强信号 r(t)采样量化后可以表示为

$$r_{q}(n) = \sqrt{2C} p(nT_{s}) d(nT_{s}) q(2\pi f_{c} nT_{s} + \phi)$$
(16)  
与本地理想信号相关之后,得到相关值:

$$Z = R_{r_q s_1}(0) = \frac{1}{M} \sum_{n=kM}^{k(M+1)-1} r_q(n) \cdot s_1(n) = \frac{1}{M} \sum_{n=kM}^{kM-1} \sqrt{2C} p(nT_s) d(nT_s) q(2\pi f_c nT_s + \phi)$$

 $\sqrt{2}p(nT_{s})\sin(2\pi f_{c}nT_{s} + \phi) = D\sqrt{C}a_{1}$  (17) 式中:*M* 为第 *k* 个相关周期的相关点数;*a*<sub>1</sub> 为式 (14)中傅里叶展开式第一项的系数。

将式(17)代入式(8),得到不考虑滤波作用 时的损耗为

$$L_{0} = 1/a_{1}^{2}$$
(18)

对于不同量化比特数,取最佳 V 值时,将 q(t) 进行傅里叶级数展开后,得到 a<sub>1</sub> 的取值如表 2 所示。

表 2 最佳 $V$ 值时 $a_1$ 的取值						
Table 2 $a_1$ for each optimal V						
Ν	V	$a_1$				
1	1.2731	0.81048				
2	1.1382	0.95812				
3	1.0712	0.98998				
4	1.0370	0.99756				
5	1.0190	0.99936				
6	1.0099	0.99986				
7	1.0052	0.99998				
8	1.0025	0.99999				
9	1.0012	0.99999				
10	1.0007	1				

化航学

# 2.3 BSQ 共同作用时的损耗

一般情况下,接收机前端滤波器带宽并非无限大,量化比特数也是有限的,当 BSQ 共同作用时,情况比较复杂。滤波器的带限效应会使信号在码片翻转处产生振铃效应,同时信号的幅度过冲会使量化器过载。过冲的幅度随着前端带宽的增大而减小,最后趋于一个固定值,这即是吉布斯现象。

由式(11)和式(18)的表达式可以看出,在采 样率大于奈奎斯特频率时,采样对于信号功率没 有损耗,因此仅需分析量化和滤波作用产生的损 耗。采用蒙特卡罗模拟方法,可以从统计的角度 观察二者共同作用的效果。本文采用自研的数字 中频信号软件模拟器和软件接收机作为闭环测试 系统仿真了 GPS L1 C/A 信号在不同带宽和量化 比特数下输出的归一化相关功率值,结果如表 3 所示。仿真中模拟器输出信号未加噪声,滤波器 采用基于 hamming 窗的 46 阶有限长单位冲激响 应(FIR)滤波器,量化器 V 值仍采用表 1 的值;信 号中频为 12.36 MHz,采样率为 50 MHz。需说明 的一点是,能够使接收机正常工作的不同中频和 采样率配置并不影响表 3 的结果。

# 表 3 相关器输出信号归一化功率值 Table 3 Normalized power of output

signal of correlator

A.		工业计				
IN	2	4	6	8	10	儿滤波
1	0.5266	0.5834	0.6119	0.6230	0.6254	0.6560
2	0.6472	0.7569	0.8183	0.8469	0.8565	0.9192
3	0.6915	0.8106	0.8772	0.9097	0.9166	0.9781
4	0.7100	0.8315	0.8977	0.9235	0.9348	0.9957
5	0.7187	0.8390	0.9038	0.9308	0.9397	0.9988
6	0.7224	0.8427	0.9066	0.9330	0.9422	0.9985
7	0.7244	0.8448	0.9080	0.9338	0.9435	0.9985
无量化	0.7643	0.8691	0.9247	0.9477	0.9549	0.9990



2016 年

对于表 3 中无滤波和无量化情况下的理论值 可以通过式(7)和式(17)中的 Z 值计算 Z<sup>2</sup> 得到。 其理论值和仿真结果的对比如表 4 和表 5 所示。

表 4 无量化时相关功率的理论值与仿真值

 Table 4 Theoretical and simulated correlation power without quantization

带宽/MHz	相关功率			
	理论值	仿真值		
2	0.7653	0.7643		
4	0.8702	0.8691		
6	0.9259	0.9247		
8	0.9490	0.9477		
10	0.9564	0.9549		

#### 表 5 无滤波时相关功率的理论值与仿真值

 Table 5 Theoretical and simulated correlation power

 without band-limiting

a.	相关功率		
1N	理论值	仿真值	
1	0.6569	0.6560	
2	0.9180	0.9192	
3	0.9801	0.9781	
4	0.9951	0.9957	
5	0.9987	0.9988	
6	0.9997	0.9985	
7	1	0.9985	

表3给出了强信号条件下接收机输出归一化 功率的参考,其倒数即为相应的损耗值。表3表 明,随着量化比特数和带宽的增加,相关器输出信 号功率增加,但增加的速度越来越缓慢。7比特 量化和无量化时功率有微小差异,这是因为按照 表1取V值的情况下,量化器过载使功率产生的 额外损耗逐渐占据主导地位。从表4和表5可以 看出,无量化/无滤波时得到的仿真结果很好地符 合理论值,式(7)和式(17)的估计精度达到了 0.2%,从而验证了理论分析的正确性。

为了简化分析,人们希望得到关于 BSQ 共同 作用时信号损耗的解析表达式从而无需进行具体 的仿真即可对损耗的大小做出评估。如文献[5] 所言,在传统分析弱信号条件下前端处理损耗时, 往往将量化损耗和滤波损耗相乘得到二者共同作 用损耗的估计值<sup>[1,7]</sup>,这会造成估计损耗比实际 损耗值小。强信号条件下也是如此,由于滤波器 对信号时域波形的改变,在量化器和滤波器共同 作用的时候,并不能简单地用无量化和无滤波时 的信号损耗理论值相乘得到二者共同作用的损 耗。通过对大量仿真结果的分析发现,将量化损 耗和滤波损耗相乘后再乘以一个与滤波器相关的 修正项 L<sub>m</sub> 可以得到相对精确的估计结果。此时 相关器输出的归一化功率可以表示为

$$\hat{P}_{s} = \frac{1}{L_{m}L_{F}L_{Q}} \tag{19}$$

 $L_{m}$ 和具体的滤波器类型及参数有关,可表示 为 $|R_{is_{1}}(0)|$ 的函数。不妨假设 $\frac{1}{L_{m}}$ 与 $|R_{is_{1}}(0)|$ 呈 简单的线性关系,即 $\frac{1}{L_{m}}$ 是 $|R_{is_{1}}(0)|$ 的一阶函数。 对于本文仿真中使用的滤波器,对仿真结果进行 最小二乘拟合分析可以得到

$$\frac{1}{L_{\rm m}} = 0.3218 \cdot |R_{\bar{s}s_1}(0)| + 0.6689$$
 (20)

将式(9)、式(18)、式(20)代入式(19),并用 式(19)对表3中的相应带宽和量化比特数的功 率估计时,其估计的相对误差如表6所示。由结 果可知,式(19)对相关器输出的信号功率估计具 有较高的估计精度,仅在1比特量化且带宽较窄 时估计的误差较大。究其原因,首先,1比特量化 器仅判断输入信号的符号,此时滤波器对输出功 率的影响减弱,造成根据式(19)估计的相关功率 过低;其次,滤波器带宽较窄时,信号过冲和振荡 引起的量化过载更严重,造成根据式(19)估计的 相关功率偏高。

表 6 式(19)的估计误差

#### Table 6 Estimation error of equation (19)

N	带宽/MHz					
	2	4	6	8	10	
1	-0.0926	-0.0504	-0.0343	-0.0169	-0.0119	
2	0.0316	0.0227	0.0090	0.0105	0.0082	
3	0.0309	0.0196	0.0049	0.0044	0.0058	
4	0.0194	0.0092	-0.0029	0.0045	0.0013	
5	0.0107	0.0038	-0.0060	0.0003	-0.0002	
6	0.0065	0.0004	-0.0081	-0.0010	-0.0018	
7	0.0040	-0.0017	-0.0094	-0.0016	-0.0029	

当量化滤波共同作用时,GPS L1 C/A 信号相 关损耗的估计式可以表示为

(21)

$$L_{\rm FQ} = L_{\rm m} L_{\rm F} L_{\rm Q}$$

尽管上述仿真结果是基于 GPS L1 C/A BPSK (1) 信号得到的,但是由于 BPSK 和 BOC 信号都 是在正弦载波上进行 180°相位调制,接收机前端 对其信号功率损耗有相同的作用机制,因而 式(21)适用于所有 BPSK(n)和 BOC(m,n)信号。

另外,本节的仿真虽然选用了 46 阶 hamming 窗 FIR 滤波器,但式(21)所表示的分析方法对于 其他类型的滤波器上也是适用的。通过仿真方法 确认 L<sub>m</sub> 后,即可定量地分析量化滤波过程带来的 信号相关损耗。

# 3 结 论

本文针对高精度 GNSS 信号质量监测和射频 信号模拟器测试的应用需求,选择接收机 BSQ 输 入及相关器输出为参考点,研究了强信号条件下 接收机带限滤波、采样、量化过程造成的信号相关 损耗。

 1)通过理论分析,分别给出了无滤波作用时 和无量化作用时,相关损耗的解析表达式,并通过 仿真结果验证了理论分析的正确性。

2)对于滤波、采样和量化共同作用的情况,使 用蒙特卡罗模拟方法仿真了不同滤波器带宽和量 化比特数下 GPS 接收机相关器输出的归一化功率 参考值,并探讨了根据仿真结果拟合得到相关损耗 计算公式的方法,可以作为简化定量分析的手段。

# 参考文献 (References)

- [1] BETZJ W. Bandlimiting, sampling, and quantization for modernized spreading modulations in white noise [C] // Proceedings of the Institute of Navigation National Technical Meeting. Manassas, VA: ION, 2008:981-991.
- [2] VANDIERENDONCK A J. GPS Receivers, Chapter 8. Global positioning system: Theory and applications, Vol. I[M]. PAR-KINSON B W, SPILKER J J. Reston: AIAA, 1996:329-407.
- [3] HEGARTY C J. Analytical model for GNSS receiver implementation losses [J]. Navigation: Journal of the Institute of Navigation, 2011, 58(1):29-44.
- [4] HEGARTY C J, CERRUTI A P. Results from an analytical model for GNSS receiver implementation losses [C] // Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: ION, 2010:2820-2834.
- [5] CURRAN J, BORIO D, MURPHY C C. Front-end filtering and quantisation effects on GNSS signal processing [C] // Proceedings of the 2009 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace and Electronic Systems Technology, Wireless VITAE 2009. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009:227-231.
- [6] CURRAN J, BORIO D, LACHAPELLE G, et al. Reducing front-end bandwidth may improve digital GNSS receiver performance [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58 (4):2399-2404.
- $\left[ \begin{array}{c} 7 \end{array} \right] \,$  BETZ J W , SHNIDMAN N R. Receiver processing losses with

bandlimiting and one-bit quantization [C] // Proceedings of the Institute of Navigation ION-GNSS-2007. Manassas, VA: ION, 2007:1244-1256.

化航学

- [8] KOU Y H, SUI J T, CHEN Y B, et al. Test of pseudorange accuracy in GNSS RF constellation simulator [C] // Proceedings of the 25th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: ION, 2012: 161-173.
- [9] SOELLNER M, KURZHALS C, HECHENBLAIKNER G, et al. GNSS offline signal quality assessment [C] // Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: ION, 2008:909-920.
- [10] BUTMAN S, TIMOR U. Interplex-An efficient multichannel PSK/PM telemetry system [J]. IEEE Transactions on Communications, 1972, 20(3):415-419.
- [11] PARTRIDGE M D, DAFESH P A. Code power measurement methodology for GPS block IIR-M and IIF on-orbit test procedures [C] // Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: ION, 2001:2764-2772.
- [12] 谢刚.GPS原理与接收机设计[M].北京:电子工业出版社,
   2009:237-241.
   XIE G. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing;

ALL G. Frinciples of GFS and receiver design [ M ]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, Beijing, 2009:237-241 (in Chinese).

- [13] RAPISARDA M, ANGELETTI P, CASINI E. A simulation framework for the assessment of navigation payload non-idealities [C] // 2nd Workshop on GNSS Signals & Signal Processing-GNSS SIGNALS. Noordwijk:ESTEC, 2007:24-25.
- [14] SOELLNER M,KOHL R,LUETKE W, et al. The impact of linear and non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy[C] // Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: ION, 2002:1270-1285.
- [15] PROAKIS J, MANNLAKIS M. Digital signal processing: Principles, algorithms and applications [M]. 4th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2006:24-25.

#### 作者简介:

**潘虹臣** 男,硕士研究生。主要研究方向:卫星导航。 E-mail: hongchenpan@163.com

**寇艳红** 女,博士,副教授。主要研究方向:卫星导航、无线通 信和数字信号处理技术。 Tel.: 010-82317237 E-mail: kouy@ buaa. edu. cn



# Correlation loss caused by GNSS receiver front-end processing for strong signals

#### PAN Hongchen, KOU Yanhong\*

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In the applications of global navigation satellite system (GNSS) signal quality monitoring and GNSS radio frequency (RF) signal simulator test, the power of the desired GNSS signal usually goes much higher above the noise floor. This paper investigates the correlation power loss of binary phase shife keying (BPSK) and binary offset carrier (BOC) signals caused by band-limiting, sampling and quantization (BSQ) processing under strong signal conditions. Firstly, the correlation power loss caused by band-limiting and sampling without quantization is studied, and then the loss caused by quantization and sampling without band-limiting is analyzed. Consequently the desired signal correlation loss under corresponding conditions is theoretically derived, and the optimal step size of the uniform quantizer with different quantization bit numbers is determined. Finally, for the combined effect of BSQ on the signal correlation power, Monte Carlo simulations are conducted to analyze the normalized correlator power with the configurations of different bandwidths and quantization bit numbers of a GPS L1 C/A receiver, from which a method of fitting an analytical expression of correlation power loss by using the simulation results is explored to simplify the analysis.

Key words: global navigation satellite system (GNSS) receiver; correlation loss; band-limiting; sampling; quantization

Received: 2015-08-10; Accepted: 2015-09-25; Published online: 2016-01-04 10:03 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160104.1003.003.html Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61271197)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82317237 E-mail: kouy@ buaa. edu. cn

<mark>北航学报</mark> August 2016 赠 阅 Vol.42 No.8

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0528

# 基于广义退化的机械结构模糊时变可靠性分析



孙瑄<sup>1,2</sup>,张建国<sup>1,2,\*</sup>,王丕东<sup>1,2</sup>,彭文胜<sup>1,2</sup>

(1. 北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院,北京 100083;

2. 北京航空航天大学 可靠性与环境工程技术国防科技重点实验室,北京 100083)

摘 要:航天在轨机械产品样本量少的特点导致其相关参数和动态退化失效判据具 有模糊性,而现有的模糊可靠性模型一般针对静态问题进行分析,并不能描述机械产品可靠性 的时变、模糊问题。本文基于广义应力强度干涉模型,同时考虑变量和失效判据的模糊性,提 出了模糊时变可靠性建模及分析方法。该方法首先将模糊判据转化为极限状态方程中的随机 变量;然后利用模糊论中的截集法处理模糊随机变量,建立机械产品的模糊时变可靠性模型; 之后基于 PHI2 方法(一种基于上穿方法的结构时变可靠性分析方法)提出了求解模糊时变可 靠度的新方法(FPHI2);最后结合数值算例和工程案例验证了该方法的可行性。

关键 词:模糊;退化;时变可靠度;截集;PHI2
中图分类号:V416.5
文献标识码:A
文章编号:1001-5965(2016)08-1731-08

由于航天在轨产品服役期内无法维护,在研 制时需要对其整个服役期内的可靠度进行分析评 价,而其中机械产品由于样本量少或样本缺失使 得一些参数除随机性外,往往还存在大量的模糊 性问题,此时不能采用常规的概率理论的处理方 式<sup>[1-2]</sup>。国内外学者关于机械产品模糊时变可靠 性的研究起步较晚。Ayyub 和 Lai<sup>[3]</sup>在机械零部 件的模糊可靠性的求解问题上进行了初步的研 究,提出了模糊可靠度定义;国内学者黄洪钟<sup>[4-5]</sup> 和王磊<sup>[6]</sup>等对广义应力和强度在模糊随机变量 的问题进行了一系列研究,但这些研究都是处于 静态的可靠性分析范畴之内。考虑机械产品的广 义强度的退化性,Sickert 等<sup>[7]</sup>提出了基于模糊随 机过程的结构时变可靠性分析方法;方永峰[8]、 Gao<sup>[9]</sup>和 Wang<sup>[10]</sup>等提出了多次载荷作用下的基 于广义应力强度干涉模型的模糊应力以及随机强 度过程的模糊可靠度求解方法,但上述研究并未

考虑失效准则的模糊性,即认为产品只有"成功" 和"失效"两个状态,但实际工况中,由于对故障 机理、失效模式等的认知不确定性,使得常规"两 态"假设无法满足实际要求,因此在上述分析的 基础上,对于失效判据的模糊推广很有必要和实 际价值。

针对机械产品的时变可靠性分析问题, Andrieu-Renaud等<sup>[11]</sup>提出了一种结构可靠度计 算方法—PHI2,通过计算极限状态面在单位时间 从安全域到失效域的平均穿阈次数进而得到可靠 度或失效概率。Cognard等<sup>[12]</sup>在此方法的基础上 改进了上穿率的计算,提出了新 PHI2 方法。这 种方法采用随机过程描述广义强度或应力,考虑 了随机过程中的时间相关性,目前应用较广泛。

本文在以上关于机械产品模糊时变可靠性研 究的基础上,针对机械产品存在退化强度、广义模 糊应力和模糊判据的情况进行可靠性建模分析,

收稿日期: 2015-08-17;录用日期: 2015-09-18;网络出版时间: 2015-11-16 15:00 网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1500.006.html

基金项目:国家"973"计划 (2013CB733000)

<sup>\*</sup> 通讯作者:Tel.: 010-82338356 E-mail: zjg@ buaa. edu. cn

引用格式:孙瑄,张建国,王丕东,等.基于广义退化的机械结构模糊时变可靠性分析[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8): 1731-1738. SUN X, ZHANG JG, WANG PD, et al. Fuzzy time-variant reliability analysis of mechanical structure based on generalized degradation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1731-1738 (in Chinese).



2016 年

应用相关概率理论、模糊理论对问题进行处理和 转化,应用广义应力强度干涉模型建立产品的模 糊时变可靠性模型,并采用 FPHI2(Fuzzy PHI2) 方法进行时变可靠度求解。最后,用此方法对数 值算例和空间双轴驱动机构中谐波减速器的磨损 失效问题进行模糊时变可靠性建模分析,验证此 方法的工程实用性。

# 1 模糊时变可靠性模型

## 1.1 模糊随机应力强度干涉模型

定义<sup>[8]</sup> 某一时间段[0,*t*]内,对于 $\forall \tau \in$ [0,*t*], $\tilde{R}(\tau)$ 为模糊随机强度, $\tilde{S}(\tau)$ 为模糊随机 应力,则模糊失效概率为

$$\tilde{p}_{f}(\tau) = p(\tilde{R}(\tau) - \tilde{S}(\tau) \leq 0)$$
(

在 $\tau$ 时刻,假设 $\tilde{f}_{R}(R(\tau))$ 和 $\tilde{f}_{s}(S(\tau))$ 分别 为模糊随机强度和模糊随机应力的概率密度函 数,代入式(1)可得 $\tau$ 时刻的失效概率为

$$\tilde{p}_{f}(\tau) = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}_{s}(S(\tau)) \left( \int_{s}^{+\infty} \tilde{f}_{R}(R(\tau)) dr \right) ds \quad (2)$$

在时间[0,*t*]内模糊应力-强度干涉模型如图1所示。



 $\alpha_{R}$ 一模糊强度的隶属度; $\alpha_{S}$ 一模糊应力的隶属度。

图 1 在时间 τ 内的模糊随机应力-强度干涉模型 Fig. 1 Fuzzy random stress-resistance interference model in time τ

设 $\tau$ 时刻的模糊极限状态面为 $g(\bar{R}(\tau), \tilde{S}(\tau)) = 0$ ,则它将模糊随机变量空间划分为模糊 安全域和模糊失效域,模糊联合概率密度函数  $\tilde{f}(R(\tau), S(\tau))$ ,因此,在 $\tau$ 时刻的模糊失效概 率为

 $\tilde{p}_{f}(\tau) = \int_{g(\tilde{R}(\tau), \tilde{S}(\tau)) \leq 0} \tilde{f}(R(\tau), S(\tau)) \, \mathrm{d}r \mathrm{d}s \qquad (3)$ 

# 1.2 模糊判据的等效

把失效准则看作模糊事件,机械产品功能函数  $Z = \tilde{g}(X)$ 的数值表示产品的适用程度<sup>[13]</sup>:

1) Z < 0 不表示产品完全失效,只是其适用 性有所降低,Z 值越小,降低的程度越多。 2) Z>0 不表示产品一定处于安全区域。

3) Z=0 不是产品可靠和失效状态的界限。

通过将原有的确定失效判据进行拓展,结合 工程经验和专家意见得到一个表示产品从完全失 效到完全完好的区间[*z*<sub>L</sub>,*z*<sub>U</sub>],描述事件状态程度 隶属函数μ<sub>s</sub>(*z*)可以用来表示这一过渡情况,其 数值越大则产品失效的倾向越大,数值越小,失效 的倾向越小,如图2所示。



Fig. 2 Fuzzy failure criterion

设产品的失效模糊随机事件可表示为

 $E = \{(z,\mu_{g}(z)) \mid z \in \Omega\}$  (4) 式中: $z \in \Omega$  为产品模糊随机空间  $\Omega$  中的随机变 量; $\mu_{g}(z)$  为描述事件状态程度的隶属函数, 设 z的概率密度函数为  $f_{z}(z)$ ,则产品失效事件 E 的 概率为

$$p_{f} = \int_{-\infty}^{\infty} \mu_{g}(z) f_{Z}(z) \,\mathrm{d}z \tag{5}$$

式中: $\mu_{s}(z)$ 应为递减函数,使得产品的失效程度 随z值的减小而增大<sup>[14]</sup>,其范围为 $0 \leq \mu_{s}(z) \leq 1$ 。

假设随机变量 X 的联合概率密度函数可表示为  $f_x(x)$ ,产品的失效事件 E 的概率可表示为

$$p_{f} = \int_{-\infty}^{\infty} \boldsymbol{\mu}_{g}(f_{X}(x)) f_{X}(x) \,\mathrm{d}x \tag{6}$$

根据前面的描述,结合随机变量的概率分布 函数的定义,可以把  $1 - \mu_g(z)$  看作一个新的随机 变量(记为 Z')的概率分布函数,则<sup>[14]</sup>

$$\begin{cases} F_{Z'}(z) = 1 - \mu_g(z) \\ f_{Z'}(z) = -\frac{\partial \mu_g(z)}{\partial z} \end{cases}$$
(7)

式中: $F_{z'}(z)$ 和 $f_{z'}(z)$ 分别为Z'的分布函数和概率密度函数。

于是产品的模糊随机失效域可以描述为  $\{X|g(X) \leq Z'\}$ ,等效的功能函数为  $Z^{e} = g(X) - Z'$ ,且仅含随机变量,此时可以采用常规的概率可 靠度求解方法进行计算。

若  $\mu_{g}(z)$  为递增函数则可以把  $\mu_{g}(z)$  看作一个新的随机变量(记为 Z'')的概率分布函数,

同理<sup>(H)</sup>:  

$$\begin{cases}
F_{z'}(z) = \mu_{g}(z) \\
f_{z''}(z) = \frac{\partial \mu_{g}(z)}{\partial z}
\end{cases}$$
(8)

这种情况下产品的失效域描述为 $\{X|g(X) \ge Z''\}$ ,对应的等效功能函数为 $Z^e = Z'' - g(X)$ ,也可以使用常规的概率可靠度求解方法计算产品的失效概率和可靠度。

#### 1.3 广义模糊应力的处理

产品的功能函数中存在模糊随机变量,记为 $\tilde{X}$ ,设 $\tilde{X} \in [a,c]$ ,取三角形隶属度函数为

$$\mu_{\tilde{X}}(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{x-c}{b-c} & b \leq x \leq c \end{cases}$$
(9)

根据模糊理论,给定  $\alpha$  水平下的截集为  $\tilde{X}_{\alpha}$  =  $[x_{\alpha}^{L}, x_{\alpha}^{U}](x_{\alpha}^{L} \pi x_{\alpha}^{U} \beta H) \beta \alpha$  水平下截集的下界和 上界),对应的概率密度函数为  $f_{\alpha}(x)$ ,由于  $\tilde{X}$  取 中间值 b 的概率最大<sup>[10]</sup>,采用区间中的线性分 布,则  $f_{\alpha}(x)$ 可以表示为<sup>[15]</sup>

$$f_{\alpha}(x) = \begin{cases} \frac{2(x - x_{\alpha}^{L})}{(b - x_{\alpha}^{L})(x_{\alpha}^{U} - x_{\alpha}^{L})} & x_{\alpha}^{L} \leq x \leq b\\ \frac{2(x_{\alpha}^{U} - x)}{(x_{\alpha}^{U} - b)(x_{\alpha}^{U} - x_{\alpha}^{L})} & b < x \leq x_{\alpha}^{U} \end{cases}$$
(10)

因此可以把模糊随机变量处理成为概率密度 函数中含有参数 α 的随机变量,其中 0≤α≤1。

#### 1.4 模糊时变可靠性模型的建立

综合上述情况,用 $\hat{X}(\omega)$ 表示模糊随机变量,  $Y(\omega,t)$ 表示随机过程,机械产品的功能函数为

$$\tilde{g} = r - s(\tilde{X}(\omega), Y(\omega, t))$$
(11)

设产品的失效模糊随机事件可表示为

 $E = \{ (g, \mu_g(g)) \mid g \in \Omega \}$ (12) 式中:  $\Omega$  为模糊随机空间;  $\mu_g(g)$  为模糊失效状态的隶属函数, 且  $0 \le \mu_g(g) \le 1$ 。

设 $\mu_g(g)$ 为增函数,根据 1.2节的方法,引人随机变量 Z''来表示失效判据的模糊性,它的概率 分布函数和概率密度函数形如式(8),得到此时 的模糊失效域和等效的功能函数  $\hat{g}^{\circ}$ 。

采用 1.3 节的方法处理模糊随机变量  $\tilde{X}(\omega)$ ,设其隶属函数为 $\mu_{\tilde{X}}(x)$ ,得到给定的  $\alpha$ 水平下的截集  $\tilde{X}_{\alpha} = [x_{\alpha}^{L}, x_{\alpha}^{U}]$ 和对应的概率密度 函数 $f_{\alpha}(x)$ 。

至此,含有模糊随机变量和模糊判据情况下的等效功能函数转化为给定 α 水平下的仅含随

$$g_{\alpha}^{e} = Z'' - r + s(X_{\alpha}(\omega), Y(\omega, t))$$

$$\text{iff} \qquad \text{iff} \quad \text{iff} \qquad \text{iff} \quad \text{iff} \quad \text{iff} \quad \text{iff} \quad$$

后续通过对 α 的积分可以求得产品的失效概率。

# 2 模糊时变可靠度求解

#### 2.1 时变可靠度求解方法

机 亦 景 的 功 能 函 粉 «<sup>e</sup>.

在时间区间[0,t]内,对 $\forall \tau \in [0,t]$ ,设产品的极限状态函数为 $g(\tau, X(\tau, \omega))$ ,产品失效集可通过以下事件来表示:

$$E = \{ \exists \tau \in [0,t] \mid g(\tau, X(\tau, \omega)) \leq 0 \}$$
(15)  

$$\hat{F} \text{ Bathing Control } g(\tau, X(\tau, \omega)) \leq 0 \}$$
(15)  

$$\hat{F} \text{ Bathing Control } g(\tau, X(\tau, \omega)) \leq 0 \}$$
(16)

在 τ 时刻的瞬时失效概率定义为

$$p_{fi}(\tau) = P(g(\tau, X(\tau, \omega)) \leq 0)$$

$$(17)$$

$$\hat{\tau} \vee \vdash \hat{\varphi} \approx \lambda^{[11]}$$

$$v^{+}(\tau) = \lim_{\Delta \tau \to 0^{+}} \frac{P(N^{+}(\tau, \tau + \Delta \tau) = 1)}{\Delta \tau}$$
(18)

式中: $N^+(\tau,\tau + \Delta \tau)$ 为时间段[ $\tau,\tau + \Delta \tau$ ]内的穿 阈次数。根据文献[16]中的方法,上穿率的计算 方法为

$$v^{+}(\tau) \approx \frac{\Phi_{2}(-\beta(\tau),\beta(\tau+\Delta\tau),\rho_{g})}{\Delta\tau}$$
(19)

式中: $\Phi_2$  为二维正态分布的概率分布函数; $\beta(\tau)$ 和 $\beta(\tau + \Delta \tau)$ 分别为通过静态可靠度算法如一阶 可靠性方法(First Order Reliability Method, FORM)、二阶可靠性方法(Second Order Reliability Method, SORM)计算得到的 $\tau$ 和 $\tau + \Delta \tau$ 时刻的可 靠性指标; $\rho_s$ 为相关系数。

于是累积失效概率为

$$p_{\rm fe}(0,t) \approx p_{\rm fi}(0) + \int_0^t v^+(\tau) \,\mathrm{d}\tau$$
 (20)

## 2.2 模糊时变可靠度计算方法

在时间区间[0,*t*]内,α水平下产品失效集可 通过下列事件来表示:

$$E_{\alpha} = \{ \exists \tau \in [0, t] \mid g_{\alpha}^{e} =$$

 $Z'' - r + s(X_{\alpha}(\omega), Y(\omega, \tau)) \leq 0 \}$  (21)

α 水平下产品在时间区间[0,*t*]内的累积失 效概率表示为

$$p_{f_{c}}^{\alpha}(0,t) = P(E_{\alpha}) = P(\exists \tau \in [0,t] | g_{\alpha}^{e} \leq 0)$$
(22)  
在  $\tau$  时刻的瞬时失效概率定义为

$$p_{\rm fi}^{\alpha}(\tau) = P(g_{\alpha}^{\rm e} \le 0) \tag{23}$$

当 α 水平下的等效极限状态函数中包含随 机过程时,由于随机过程的时间相关性,不同时间
点的可靠度具有相关性,因此基于上穿方法处理。 设 $N^{+}_{\alpha}(0,t)$ 表示  $\alpha$ 水平下的等效极限状态曲面 在[0,t]内从安全域向失效域的上穿次数,则[0, t]内的累积失效概率为

 $p_{f_{c}}^{\alpha}(0,t) = P(E_{\alpha}) = P((g_{\alpha}^{e} < 0) \cup (N_{\alpha}^{+}(0,t) > 0))$ (24)

若产品在0时刻失效,则该动态问题等效于 0时刻的静态问题,可用静态可靠性方法计算。 若产品在0时刻没有失效,则这个问题等效于条 件概率

$$p_{f_{c}}^{\alpha}(0,t) = P\left(\frac{N_{\alpha}^{+}(0,t) > 0}{g_{\alpha}^{c} > 0}\right)$$
(25)  
在时刻  $\tau \in [0,t], \alpha$  水平下的上穿率为

$$v_{\alpha}^{+}(\tau) = \lim_{\Delta \tau \to 0^{+}} \frac{P(N_{\alpha}^{+}(\tau, \tau + \Delta \tau) = 1)}{\Delta \tau} \approx \frac{\Phi_{2}(-\beta_{\alpha}(\tau), \beta_{\alpha}(\tau + \Delta \tau); \rho_{g_{\alpha}})}{\Delta \tau}$$
(26)

式中: $\beta_{\alpha}(\tau)$ 和 $\beta_{\alpha}(\tau + \Delta \tau)$ 分别为  $\alpha$  水平下利用 静态可靠度算法 FORM,计算的  $\tau$ 和 $\tau + \Delta \tau$ 时刻 的可靠度指标,通过等概率转换得到二维标准正 态空间中的示意图,见图 3; $\rho_{s_{\alpha}}$ 表示  $\alpha$  水平下的相 关系数,计算方法如下:

 $\rho_{s_{\alpha}}(\tau,\tau + \Delta\tau) = -n_{\alpha}(\tau)n_{\alpha}(\tau + \Delta\tau)$ (27) 式中: $n_{\alpha}(\tau)$ 和 $n_{\alpha}(\tau + \Delta\tau)$ 分別为  $\alpha$  水平下  $\tau$  和  $\tau + \Delta\tau$ 时刻下二维标准正态空间中极限状态面的 单位外法向量,具体见图 3 所示。

所以[0,t]内  $\alpha$  水平下的累积失效概率为  $p_{fc}^{\alpha}(0,t) \approx p_{fi}^{\alpha}(0) +$ 

$$\int_{0}^{t} \frac{\Phi_{2}(\beta_{\alpha}(\tau), -\beta_{\alpha}(\tau + \Delta \tau); \rho_{g_{\alpha}})}{\Delta \tau} d\tau \quad (28)$$

考虑模糊随机变量的隶属度水平,则在[0,*t*] 内产品的累积失效概率为





Fig. 3 Computation of reliability index of two instances according to FORM

$p_{\rm fc}(0,t) = \int_{0}^{1} p_{\rm fc}^{\alpha}(0,t)  \mathrm{d}\alpha$	(29)
在[0,t]内的可靠度为	
$R(t) = 1 - P_{f_0}(0, t)$	(30)

# 3 案例分析

### 3.1 数值算例

设某产品的功能函数为 $\hat{g} = \hat{X}_1 + X_2(\omega, t)$ ,其 中 $\hat{X}_1$ 为模糊随机变量, $X_2(\omega, t)$ 为随机过程,具 体表示为 $X_2(\omega, t) = Y_1 - k_0 Y_2^2 t$ ,常数 $k_0 = 1.7 \times 10^{-7}$ , $Y_1$ 和 $Y_2$ 为正态随机变量, $Y_1 \in N(0, 0.01^2)$ , $Y_2 \in N(480, 48^2)$ 。

考虑失效判据的模糊性,设极限状态的隶属 函数为

$$\mu_{\tilde{g}}(g) = \begin{cases} 1 & g \leq -0.5 \\ 0.5 - g & -0.5 \leq g \leq 0.5 \\ 0 & g \geq 0.5 \end{cases}$$
(31)

则引入随机变量 Z'使得

$$F_{z'}(z) = 1 - \mu_{g}(z) = \begin{cases} 0 & z \leq -0.5 \\ z + 0.5 & -0.5 \leq z \leq 0.5 \\ 1 & z \geq 0.5 \end{cases}$$
(32)

等效功能函数为

$$g^{e} = \tilde{X}_{1} + X_{2}(\omega, t) - Z' = \tilde{X}_{1} + Y_{1} - k_{0}Y_{2}^{2}t - Z'$$
(33)

设模糊随机变量 $\tilde{X}_1$ 的隶属函数为

$$\mu_{\tilde{x}_1}(x_1) = \begin{cases} x_1 - 2 & 2 \le x_1 < 3\\ 4 - x_1 & 3 \le x_1 \le 4 \end{cases}$$
(34)

用截集法处理  $\tilde{X}_{1}, 则 \alpha$  水平下的截集为 $\tilde{X}_{1\alpha}$ = [ $X_{1\alpha}^{L}, X_{1\alpha}^{U}$ ]=[2 +  $\alpha$ ,4 -  $\alpha$ ]( $\alpha \in [0,1]$ ),对应的概 率密度函数为

$$f_{\tilde{X}_{1\alpha}}(x_{1}) = \begin{cases} \frac{x_{1} - 2 - \alpha}{(1 - \alpha)^{2}} & 2 + \alpha \leq x_{1} \leq 3\\ \frac{4 - \alpha - x_{1}}{(1 - \alpha)^{2}} & 3 \leq x_{1} \leq 4 - \alpha \end{cases}$$
(35)

所以α水平下的等效功能函数为

 $g_{\alpha}^{e} = X_{1\alpha} + X_{2}(\omega, t) - Z' = X_{1\alpha} + Y_{1} - k_{0}Y_{2}^{2}t - Z'$ (36)

式(36)中各个随机变量的分布表见表1。

表1 各个随机变量的分布

### Table 1Random variables' distribution

变量	分布类型	均值	标准差
$Y_1$	正态分布	0	0.01
$Y_2$	正态分布	480	48
Z'	均匀分布	0	1/12

利用本文提出的可靠度计算方法可以求得此 数值案例的累积失效概率,见图4。





从图 4 中可以看出采用本文提出的模糊时变 可靠性建模及可靠度求解方法得到的累积失效概 率随时间呈上升趋势,在 t≤5 时可靠度很高,之 后的 5 < t≤20 时,累积失效概率随时间增长较 快,达到 0.32,最后的时间内趋于平缓,这是符合 实际的。另外 FPHI2 和蒙特卡罗仿真(Monte Carlo Simulation,MCS)两条曲线贴合程度较高,其 相对误差最大不超过 10%,可见本文中的方法是 相对准确的。

### 3.2 工程案例

谐波减速器是卫星天线的动力传输部分,主要由带有内齿圈的刚性齿轮,带有外齿圈的柔性 齿轮和波发生器组成,具体结构如图5所示。



Fig. 5 Harmonic reducer

谐波减速器的故障模式主要由磨损机理引起的,磨损是接触表面在相对运动过程中造成的固体表面损伤,它包括表面活性层的材料改变,表面局部材料的断裂,磨粒形成并脱离接触区等十分复杂的过程<sup>[17]</sup>。为计算简化,以 Archard 磨损公式建立退化模型,对磨损过程进行建模以做近似的估算和预计<sup>[18]</sup>。

接触表面相对滑动时,磨损体积 W 可用 式(37)进行计算:

$$W = kPS/H \tag{37}$$

式中:k为磨损系数;P为接触面间的法向载荷;S

为相对滑动位移;H为材料硬度。

在使用中,实际磨损量是随时间变化的,另外 零件加工制造过程中的热处理、表面处理等工艺 措施会导致材料硬度属于模糊随机变量,所以

北航学

$$w(t) = kPS(t)/\tilde{H}$$
(38)

根据实际测量数据和相关的专家经验,认为 硬度 Ĥ 的隶属函数为<sup>[9]</sup>

$$\mu_{\tilde{H}}(h) = \begin{cases} \frac{h - 260}{26} & 260 \le h \le 286\\ \frac{300 - h}{14} & 286 \le h \le 300 \end{cases}$$
(39)

则α水平下的概率密度函数为

$$f_{\alpha}(h) = \begin{cases} \frac{h - 26\alpha - 260}{520(1 - \alpha)^2} & 260 + 26\alpha \le h \le 286\\ \frac{300 - 14\alpha - h}{280(1 - \alpha)^2} & 286 \le h \le 300 - 14\alpha \end{cases}$$
(40)

通过计算可得 α 水平下材料硬度的均值和 方差分别为

$$\begin{cases} E_{\alpha}(H) = 4\alpha + 282 \\ \sigma_{\alpha}^{2}(H) = \frac{206(1-\alpha)^{2}}{3} \end{cases}$$
(41)

根据 Hertz 接触理论和轮齿啮合的相关几何 条件计算接触面间的法向载荷<sup>[18]</sup>:

$$P = \frac{1}{2}\sigma^2 L\pi m \frac{z_1 z_2}{z_1 + z_2} \left( \frac{1 - \nu_1^2}{E_1} + \frac{1 - \nu_2^2}{E_2} \right) \sin \theta \quad (42)$$

式中: $\sigma$ 为接触应力,通过多次有限元仿真结果, 认为它服从均值为106.1115 MPa、变异系数为 0.14的极值 I型分布; L 为接触线长度; m 为模 数;  $z_1$ 和  $z_2$ 分别为刚性齿轮和柔性齿轮的齿数;  $\nu_1$ 和  $\nu_2$ 分别为刚性齿轮和柔性齿轮的泊松比;  $E_1$ 和  $E_2$ 分别为刚性齿轮和柔性齿轮的弹性模量;  $\theta$ 为压力角。

已知  $k = 10^{-9}$ , m = 0.2,  $z_1 = 202$ ,  $z_2 = 200$ , sin  $\theta = 0.342$ , 假设谐波减速器的输入转速为 200(°)/s,这里  $S(t) = 1.752 \times 10^7 St_0$  [W]为许 用磨损量,将其看成均值为 5 mm<sup>3</sup>、变异系数为 0.1的正态分布随机变量<sup>[19]</sup>。式(38)代入相关数 据整理得

$$w(\tilde{X}, Y(t)) = 0.1891757\sigma^{2} \frac{L}{\tilde{H}} \left( \frac{1 - \nu_{1}^{2}}{E_{1}} + \frac{1 - \nu_{2}^{2}}{E_{2}} \right) St$$
(43)

所以谐波减速器的功能函数为

$$\tilde{g} = [W] - w(X, Y(t)) = [W] - 0.1891757\sigma^2 \frac{L}{\tilde{H}} \left(\frac{1 - \nu_1^2}{E_1} + \frac{1 - \nu_2^2}{E_2}\right) St$$
(44)

考虑模糊判据,认为磨损状态为模糊随机变量,其隶属函数为<sup>[15]</sup>

$$\mu_{\tilde{g}}(g) = \begin{cases} 0 & g \leq -\delta \\ \frac{g+\delta}{2\delta} & -\delta \leq g \leq \delta \\ 1 & g \geq \delta \end{cases}$$
(45)

式中:δ为由模糊失效判据造成的磨损状态变化 值。本例中取δ=0.05 mm<sup>3</sup>,对应引入的随机变 量为Z<sup>"</sup>,它的概率分布函数为

$$F_{z^{*}}(z) = \begin{cases} 0 & z \leq -\delta \\ \frac{z+\delta}{2\delta} & -\delta \leq z \leq \delta \\ 1 & z \geq \delta \end{cases}$$
(46)

所以α水平下的等效的功能函数为

$$g_{\alpha}^{e} = Z'' - [W] + w(\tilde{X}, Y(t)) =$$

$$Z'' - [W] + 0.1891757\sigma^{2}L\frac{S}{H_{\alpha}}\left(\frac{1-\nu_{1}^{2}}{E_{1}} + \frac{1-\nu_{2}^{2}}{E_{2}}\right)t$$
(47)

考虑各个随机变量的分散特性,结合相应的 工程经验,取定各个随机变量的参数分布,如表2 所示。

表 2 各个变量的参数分布

Table 2 Parameter distribution of every variable

		-	
变量	分布类型	均值	标准差
[W]	正态分布	5	0.5
$\sigma$	极值I型分布	106.1115	15
L	正态分布	12.5	0.125
S	正态分布	0.4677	0.004677
Z''	均匀分布	0	0.028868
$\nu_1$	正态分布	0.295	0.01475
$E_1$	正态分布	209	10.45
$\nu_2$	正态分布	0.3	0.015
$E_2$	正态分布	206	10.3

在谐波减速器的输入转速为 200(°)/s,使用 期限为 25 a 时,利用 2.2 节的可靠性方法计算,可 以得到谐波减速器的累积失效概率和可靠度分别 如图 6 和图 7 所示。







通过图 6、图 7 中的曲线可以看出:当工作时 间小于 15 a,曲线较为平滑,累积失效概率低于 1.1×10<sup>-3</sup>;当工作时间为 15 a 以上,曲线变化剧 烈,柔性齿轮磨损严重;当工作时间高于 20 a,累 积失效概率也进一步加大,可靠度低于 0.9965。

1)根据相关项目要求,谐波减速器服役期为 12 a,要求在 12 a 末产品的可靠度仍需达到 0.999,计算结果表明考虑失效判据以及相关变量 的模糊性时,产品时变失效概率较低,14 a 末可靠 度大于 0.999,超过了设计要求,即产品在服役期 内是可靠的。这样的分析结果也是符合实际的, 因此对相关单位具有一定的指导意义。

2)失效概率曲线图表明模糊时变可靠度计 算方法与MCS方法在失效概率的计算上差别较 小,计算结果准确度可以认为满足工程分析要求, 对工程实际应用有一定的参考价值。

# 4 结 论

本文针对航天在轨机械产品服役期内的时变 可靠性建模分析问题,综合考虑了模糊性和随机 性,建立了机械产品模糊时变可靠性模型,提出了 模糊时变可靠度求解方法——FPHI2,经具体案 例验证表明:

 本文提出的模糊时变可靠度求解方法求 解方便,计算误差较小,对工程应用具有一定的指 导意义,例如数值案例中两种方法的计算误差最 大不超过10%,工程案例中可靠度和累计失效概 率曲线贴合度较高。

 2)该方法建立的航空在轨机械产品的模糊 时变可靠性模型形式简单,便于后续的模糊时变 可靠度求解。

3)本文提出的机械产品模糊时变可靠性分 析方法也适用于航空、通用机械等领域的类似可



靠性分析问题。

为使本文提出的方法在可靠性建模分析中应 用更广,建模处理的准确度需进一步研究和验证。

### 参考文献 (References)

- [1] LI L Y, LU Z Z. Interval optimization based line sampling method for fuzzy and random reliability analysis [J]. Applied Mathematical Modeling, 2014, 38 (13):3124-3135.
- [2]何世禹. 航天器在轨寿命预测与可靠性评价[J]. 航天器环境工程,2008,25(3):209-211.
  HESY. On-orbit lifetime prediction and reliability evaluation of spacecraft[J]. Spacecraft Environment Engineering,2008,25(3):209-211(in Chinese).
- [3] AYYUB B M, LAI K L. Structural reliability assessment with ambiguity and vagueness in failure[J]. Naval Engineering Journal, 1992, 104(3):21-35.
- [4] 黄洪钟. 基于模糊失效准则的机械结构广义静强度的模糊 可靠性计算理论[J]. 机械强度,2000,22(3):36-41.
  HUANG H Z. Fuzzy reliability analysis of generalized static strength of mechanical structure based on fuzzy failure criterion
  [J]. Journal of Mechanical Strength, 2000,22(3):36-41(in Chinese).
- [5] 黄洪钟,田志刚.基于广义模糊随机强度的模糊可靠性计算理论[J].机械工程学报,2002,38(8):50-53.
  HUANG H Z, TIAN Z G. Fuzzy reliability analysis based on generalized fuzzy random strength[J]. Chinese Journal Of Mechanical Engineering,2002,38(8):50-53(in Chinese).
- [6] 王磊,刘文珽.基于随机模糊参数的结构模糊可靠性分析 模型[J].北京航空航天大学学报,2005,31(4):412-415.
  WANG L,LIU W T. Model for structural fuzzy reliability analysis based on fuzzy random parameter [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2005,31(4):412-415(in Chinese).
- [7] SICKERT J U, GRAF W, REUTER U, et al. Application of fuzzy randomness to time-dependent reliability [C] // Proceedings on Safety and Reliability of Engineering Systems and Structures. Rotterdam: Mill Press, 2005:1709-1716.
- [8] 方永峰,陈建军,曹鸿钧. 多次模糊载荷下结构动态模糊可 靠性分析[J]. 机械工程学报,2014,50(3):192-196.
  FANG Y F,CHEN J J,CAO H J. Structural dynamic reliability under Fuzzy loads with some times and fuzzy strength[J]. Journal of Mechanical Engineering,2014,50(3):192-196(in Chinese).
- [9] GAO P, YAN S Z, XIE L Y. Dynamic fuzzy reliability models of degraded hold-down structures for folded solar array [J]. Applied Mathematical Modeling, 2014, 38(2):4354-4370.
- [10] WANG Z L, HUANG H Z, LI Y F, et al. An approach to system reliability analysis with fuzzy random variables [J]. Mechanism and Machine Theory, 2012, 52:35-46.
- [11] ANDRIEU-RENAUD C, SUDRET B, LEMAIRE M, et al. The

PHI2 method: A way to compute time-variant reliability[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2004,84(1):75-86.

化航学

- [12] MEJRI M, CAZUGUEL M, COGNARD J Y, et al. A time-variant reliability approach for ageing marine structures with nonlinear behavior [J]. Computers & Structures, 2011, 89 (19-20):1743-1753.
- [13] 李广博. Fourier 正交基神经网络加权响应面法的结构可靠性分析[D].长春:吉林大学,2014:57-60.
  LIG B. Structural reliability analysis based on Fourier orthogonal neutral network weighted response surface method [D].
  Changchun: Jinlin University, 2014:57-60(in Chinese).
- [14] 张明.结构可靠度分析——方法与程序[M].北京.科学出版社,2009:204-206.

ZHANG M. Structural reliability analysis: Method and procedures [ M ]. Beijing: Science Press, 2009: 204-206 ( in Chinese ).

- [15] 张萌,陆山.模糊可靠性模型的收敛性及改进的截集分布
  [J].北京航空航天大学学报,2014,40(8):1109-1115.
  ZHANG M,LU S. Convergence of fuzzy reliability models and an improved cut-set distribution[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014,40(8):1109-1115 (in Chinese).
- [16] ELLISHKOFF I. Essay on uncertainties in elastic and viscoelastic structures : Form A. M. Freudenthal's criticisms to modern convex modeling [J]. Computers & Structures, 1995, 56 (6): 871-895.
- [17] 刘晓叙,陈敏. 机械零件磨损寿命计算方法的比较与探讨
   [J]. 机械工程师,2010(4):38-39.
   LIU X X, CHEN M. The comparison and approach of the wear life calculation methods for mechanical part[J]. Journal of Mechanical Engineer,2010(4):38-39(in Chinese).
- [18] GAO Z B, ZHANG J G, KAN L J. Fuzzy time-dependent reliability modeling and analysis method for mechanisms based on strength degradation [C] // 60th Annual Reliability and Maintainability Symposium, RAMS 2014. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014;140-153.
- [19] 赵鸣,刘朝英. 轴颈磨损寿命的模糊可靠性计算[J]. 吉林 建筑工程学院学报,2008,25(1):78-80.
  ZHAO M,LIU C Y. Calculating for the vague reliability of journal wear life[J]. Journal of Jilin Architectural and Civil Engineering Institute,2008,25(1):78-80(in Chinese).

### 作者简介:

**孙瑄** 女,硕士研究生。主要研究方向:机械可靠性。 Tel.:010-82339970 E-mail: sunxuan1027@163.com

张建国 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:机械/结构/机构可靠性。
 Tel.: 010-82338356
 E-mail: zjg@ buaa.edu.cn

SUN Xuan<sup>1,2</sup>, ZHANG Jianguo<sup>1,2,\*</sup>, WANG Pidong<sup>1,2</sup>, PENG Wensheng<sup>1,2</sup>

(1. School of Reliability and System Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Science and Technology on Reliability and Engineering Laboratory,

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The character that the specimen number of on-orbit mechanical products in space is small leads to the fuzziness of relative parameters and the dynamic degraded failure criterion. The existing fuzzy reliability model mainly aims at static problems, which cannot describe the time-variant and fuzzy problem. This paper proposes a fuzzy time-dependent reliability modeling and analysis method which is based on the interference model of generalized stress-strength and takes account of the fuzziness of both variables and failure criterion at the same time. First, fuzzy criterion can be transferred into random variables equivalently. Then the theory of cut set in fuzzy math can be used to deal with the fuzzy random variables, and thus the fuzzy time-variant reliability model is built. After that, a new method (FPHI2) is presented, based on the method of PHI2 which is a tool for time-variant reliability computation based on the outcrossing approach, to compute the fuzzy time-variant reliability. In the end, a numerical case and an engineering case are provided to verify the feasibility of the proposed method.

Key words: fuzziness; degradation; time-variant reliability; cut set; PHI2

Received: 2015-08-17; Accepted: 2015-09-18; Published online: 2015-11-16 15:00 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151116.1500.006.html Foundation item: National Basic Research Program of China (2013CB733000)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel. ; 010-82338356 E-mail; zjg@ buaa. edu. cn



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0529

# 基于三维场路协同方法的静电损伤仿真测试平台



张鑫<sup>1,\*</sup>,白超平<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院国家空间科学中心,北京 100190; 2. 中国科学院大学 地球科学学院,北京 100149)

摘 要:静电放电已经逐渐成为导致各类电子设备故障的主要原因之一,在电子产品研制过程中通常采用实物测试方式检验产品抗静电能力,但该方式耗费资金过大、可重复性差同时易损伤受试设备。在这种情况下,建立基于三维场路协同方法的静电损伤仿真测试平台有效地解决了上述问题。该平台以电脑仿真技术(CST)软件为基础,通过构建静电放电枪模块,结合受试设备模块和仿真参数设置模块,以时域有限积分法求解器进行仿真,并利用数据输出和处理模块得出结果。利用建立好的仿真测试平台对一台数据传输设备进行8kV接触放电,观察其表面电流和磁场分布,并对其造成的传导干扰和辐射干扰进行分析。通过建立静电损伤仿真测试平台,实现了静电放电测试的可重复以及无损伤的目的,具有较强的工程指导意义。

关键 词: 仿真建模;静电放电; 电脑仿真技术(CST)软件; 表面电流; 干扰途径 中图分类号: V416.8

文献标识码: A 🔨 🏹 章编号: 1001-5965(2016)08-1739-08

现阶段静电放电(Electrostatic Discharge, ESD)已经逐渐成为导致各类电子设备故障的主 要原因之一。据统计,美国电子行业部门每年因 静电危害造成损失高达100亿美元,英国电子产 品每年因静电造成的损失为20亿英镑,日本电子 元器件的不合格品中不少于45%的危害是因为 静电放电造成的<sup>[1]</sup>。电子设备静电放电危害日 渐严重的原因是多方面的:一是由于静电放电过 程可形成高电压、强电场和瞬时大电流,这些干扰 源会通过电缆、地线等方式耦合进入设备内部;二 是由于现在的集成电路集成度越来越高,其内绝 缘层越来越薄,连线与连线之间间距越来越小,击 穿电压越来越低,因此更易受到静电放电产生的 高电压和电流的影响<sup>[23]</sup>。

基于以上情况,为了评估和提升器件和设备的抗静电放电能力,常常采用实验测试的方法,其基本步骤在 GB/T 17626.2—2006 中有明确规定,

但其具有几个不可避免的缺陷:首先是静电放电 实验平台的搭建受到器材、场地和资金的影响,其 所需的测试暗室、静电放电枪和接地板的建立都 需要相当的经费支持,同时需要专业的团队进行 指导,这一点使静电放电抗扰度实验测试受到了 极大的限制;再者静电放电实验测试过程中产生 的高电压和大电流可能会在不清楚设备静电承受 极限的情况下对设备和内部器件造成潜在损伤, 对设备的正常运行造成严重威胁;同时静电放电 实验的可重复性差,往往同一静电放电模拟器对 同一试品不能给出一致的结果,这对于横向对比 不同参数下的实验数据造成了巨大的困难<sup>[4]</sup>。 基于以上问题,通过研制基于三维场路协同方法 的静电损伤测试平台的途径,以仿真模拟的方法, 可以有效地避免上述问题的发生。

本文拟利用电脑仿真技术(Computer Simulation Technology,CST)三维电磁仿真软件建立具有

**引用格式:** 张鑫, 白超平. 基于三维场路协同方法的静电损伤仿真测试平台[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1739-1746. ZHANG X, BAI C P. Simulation test platform of electrostatic damage based on three-dimensional field-and-road coordinated method [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1739-1746 (in Chinese).

收稿日期: 2015-08-17; 录用日期: 2015-11-06; 网络出版时间: 2016-01-04 10:03

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160104.1003.004.html

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-62582631 E-mail: xinzhcn@ 163. com



2016 年

静电放电枪、受试设备、仿真参数设置以及数据输 出和处理四大模块的静电损伤三维场路协同仿真 测试平台。基于 CST 软件的仿真平台采用时域 有限积分法作为电磁场求解算法的仿真器,与同 类电磁场仿真软件诸如 HFSS、ADS 等相比具有 仿真频谱宽、运算速度快、时域求解精度更高和适 用于电大物体等优势,这对于分析具有宽频带的 静电放电信号以及日益复杂的设备结构具有巨大 的优势;在构建平台静电放电枪时,采用了电路与 电磁场结合的场路分析方法,比现在采用的单一 的电路方法或电磁场方法精度更高,准确度更好; 再者仿真平台采用模块化和模型库的思想,将静 电放电枪和受试设备的三维模型进行独立分析, 并建立相应的模型库,既简化了分析的复杂度,又 增强了平台的可扩展性和多样性;最后在数据 输出和处理模块中提供了表面电流和磁场两种 分析途径,可以全方位、立体化地了解静电放电对 于设备的影响。

通过建立三维场路协同的静电损伤仿真测试 平台,不仅避免了静电放电实验器材、场地以及资 金受限的缺点,还不会由于放电电流过大对真实 设备造成损伤。此外,利用计算机仿真的结果可 重复性达到了100%,这对于分析不同参数下的 实验数据提供了巨大的便利。因此建立静电放电 三维场路协同仿真测试平台具有重大的意义。

# 1 仿真测试平台概述

静电损伤仿真测试平台主要由四部分构成, 分别是静电放电枪模块、受试设备模块、仿真参数 设置模块以及数据输出和处理模块,这四部分在 基于 CST 的仿真测试平台上实现,它们之间的关 系如图1所示。



图 1 静电损伤仿真测试平台结构图

Fig. 1 Structure of simulation test platform of electrostatic damage

## 1.1 静电放电枪模块

静电放电枪是整个仿真平台的激励源,用户 通过模型库调入已经建立的静电放电枪模型完成 激励源的设置。静电放电枪包括各种不同类型的 静电放电波形,以应对不同实验情况下的仿真 建模。

### 1.2 受试设备模块

受试设备是静电放电的主体,用户通过 CST 仿真软件与 Solidworks 以及 Cadence 等软件的接 口,将精确建模的设备三维模型以及 PCB 板模型 导入 CST 中,联合静电放电枪模块,完成整个静 电损伤测试平台的三维模型搭建。

### 1.3 仿真参数设置模块

仿真参数的设置包括网格划分类型、网格划 分数目、求解频率范围、激励响应时间、计算准确 度、设备材料以及仿真边界设定等,用户需要根据 设备的实际测试情况以及硬件条件设置最为优化 的参数组合以得到预期的仿真结果。

### 1.4 数据输出和处理模块

对于静电放电实验来说,主要关注的是激励 源所产生的表面电流大小以及其产生的电磁场分 布。用户可以通过设定电场和磁场探头以及监测 表面电流的时域动态分布的方法了解静电放电对 于设备的影响,为改进设备结构提供思路。



# 2 仿真测试平台的建立

对比真实静电放电实验平台,基于 CST 的 静电损伤仿真测试平台构建难点并不在于受试 设备、仿真参数以及数据输出和处理,而在于静 电放电枪的建模。受试设备可以通过结构图利 用三维软件建模并导入 CST, 仿真参数以及数据 输出和处理可以通过调用 CST 内的分析模块完 成,但静电放电枪由于结构复杂,放电波形受各 类因素影响较大,因此其建模具有一定的难度。 为了解决这一问题,依据 Caniggia 教授的研究结 果<sup>[5]</sup>以及 IEC 61000-4-2 标准,可以通过静电放 电枪对金属板放电并监测放电波形的方法来验 证静电放电枪的正确性。因此本部分首先对静 电放电枪金属板放电过程建立等效电路模型并 验证其正确性;在电路模型的集总参数基础上, 结合 CST 软件, 对静电放电枪进行三维场路协 同仿真,并验证其正确性。随后对其他几个模 块进行简要说明,为静电损伤仿真测试平台的 应用打下基础。

## 2.1 静电放电枪模块的建立

为了建立精确的静电放电枪模型,首先根据前人研究成果得到静电放电枪内部电路示意图,随后利用 SIMetrix 软件验证内部电路模型的正确性,最后结合得到的电路模型在 CST 内建立三维场路协同的静电放电枪模型。

2.1.1 静电放电枪放电电路仿真及正确性验证

国内外学者针对静电放电枪放电电路模型 有过比较深入的研究,国外的学者如密苏里大 学电磁兼容实验室的 Pommerenke 教授及其团 队<sup>[6]</sup>、罗马大学 EMC 的 Caniggia 教授以及 Maradei 教授<sup>[7]</sup>、日本静冈大学的 Sekine 等<sup>[8]</sup>;国内 有北京邮电大学的刘素玲<sup>[9]</sup>和北京交通大学的 王望<sup>[10]</sup>。

结合前人的研究基础,可以得到静电放电枪 对金属板放电的实物示意图如图 2 所示,图中所 涉及的电路元件包括充放电电容  $C_2$ 、放电电阻  $R_2$ 、放电枪机壳和接地板分布电容  $C_1$ 、放电头电 感  $L_1$ 、放电头电阻  $R_1$ 、接地线电感  $L_2$ 。

依据密苏里大学电磁兼容实验室的 Pommerenke 教授的研究成果,初始电压  $V_s$  的电容通过 开关放电体现在负载上的电流和电压与具有  $V_s$ 幅值的阶梯输出电压与初始电压为 0 的电容相 互作用体现在负载上的电流和电压数值相 同<sup>[11]</sup>。在此结论的基础之上,利用 SIMetrix 软 件,将图2对应的等效 Spice 电路图绘制出来, 其基本形式如图3所示,图中的各器件参数如 表1所示。



图 2 静电放电枪物理结构图 Fig. 2 Physical structure of ESD gun



图 3 静电放电枪放电等效电路模型

Fig. 3 Equivalent circuit model of ESD gun discharging

表1 各器件参数

Table 1	Parameters of devices
器件	数值
<i>C</i> <sub>1</sub> /pF	15
<i>C</i> <sub>2</sub> /pF	150
$C_3/\mathrm{pF}$	2
$R_1 / \Omega$	25
$R_2/\Omega$	330
$L_1/\mathrm{nH}$	100
$L_2/\mu H$	1

由 GB/T 17626.2—2006 可知,接触静电放电 电压分为 2、4、6 和 8 kV 4 个等级,本文以 8 kV 放 电电压为例进行仿真。通过 SIMetrix 软件可以得 到静电放电的时域放电波形与 GB/T 17626.2— 2006 标准波形对比如图 4 所示,具体参数对比如 表 2 所示,可以看出仿真波形满足标准要求。通 过此种方式,本文验证了静电放电枪对金属板放 电电路模型的正确性。





表 2 标准波形和 SIMetrix 仿真波形数值对比 Table 2 Data comparison between standard waveform and SIMetrix simulated waveform

华行米则	放电	放电的 第1个 略使中运	放电开 关操作	30 ns 时的 电流	60 ns 时的 电流
疳怀失剂	电压/ kV	■ 但 电 元 (±10%)/	□ □ □ ⊥ 升时间/	(±30%)/	(±30%)/
		Α	ns	A	А
标准数值	8	30	0.7~1	16	8
仿真数值	8	30.34	1	13.06	7.62
偏差/%		1.1		18.4	4.75

2.1.2 静电放电枪的 CST 建模及正确性验证

SIMetrix 的电路仿真结果得出了静电放电枪 电路模型,同时验证了静电放电波形的正确性。 在电路模型正确的集总参数基础之上,结合 CST 的三维建模模块,建立静电放电枪模型如图 5 所 示,模型中的集总元件参数如图 6 所示<sup>[12-13]</sup>。



# 图 5 CST 静电放电枪仿真模型图 Fig. 5 CST simulated model of ESD gun

利用以上三维模型,在 CST 软件中进行仿真 分析,仿真频率范围设为 0~500 MHz, accuracy 参 数设定为-40 dB, lines per wavelength 参数设定为 20,最终得到的 CST 放电电流波形与标准波形的 对比如图 7 所示,该曲线与 GB/T 17626.2—2006 对比的结果如表 3 所示。通过对比可以看出 CST 放电仿真波形满足标准要求,验证了 CST 静电放 电枪电路模型的正确性。



化航学

2016年







表 3 标准波形和 CST 仿真波形数值对比 Table 3 Data comparison between standard waveform and CST simulated waveform

指标类别	放电 电压/ kV	放电的第1 个峰值电流 (±10%)/ A	放电开 关操作 时的上 升时间/ ns	30 ns 时的 电流 (±30%)/ A	60 ns 时的 电流 (±30%)/ A
标准数值	8	30	$0.7 \sim 1$	16	8
仿真数值	8	28.99	1	11.2	7.54
偏差/%		3.4		30	5.75

至此通过 SIMetrix 和 CST 得到了 8 kV 的静 电放电枪模型。在此基础上,可以通过修改模型 中的集总参数得到不同放电电压的静电放电波 形,建立静电放电枪模型库。

# 2.2 受试设备模块、仿真参数设置模块以及数据 输出和处理模块的建立

静电放电枪模块的建立解决了静电损伤仿真 测试平台的核心问题。在此基础上,需要配合受 试设备模块完成最终的三维仿真模型。受试设备 模块建立的重中之重就是其模型库的构建,包括 不同类型的单机结构以及不同种类的 PCB 板结构,这一点可以通过前期的 Solidworks 建模以及 Cadence 的电路板绘制完成。

仿真参数设置模块具有较强的普适性,通过 对研究对象的分析、长时间的测试仿真以及硬件 方面的考虑,决定将仿真平台参数定为求解频率 0~500 MHz、网格划分类型为六面体、计算准确度 设定为-40 dB、网格划分数目设定为 20、仿真边 界条件设置为吸收边界、激励响应时间为 60 ns。 参数监测器以表面电流和磁场探头为主。当然, 这些参数会随着仿真的不断深入以及硬件设备的 更换进行变化,以期达到最优的参数组合。

数据输出和处理模块作为整个仿真测试平台 的输出,需要通过各类的监测器将结果以图形、图 像或公式的形式表示出来。如果 CST 本身不能 满足要求,可利用其二次开发功能,联合 MATLAB 等计算软件输出所需的计算结果。

# 3 仿真测试平台的应用

本节拟利用静电放电枪模块中 8 kV 静电放 电枪模型结合受试设备模块中的一台数据传输设 备模型进行 8 kV 接触放电实验仿真,通过设定好 的仿真参数模块得到表面电流的动态分布数据和 磁场探头时域数据,并对设备可能产生的传导干 扰和辐射干扰进行分析。

## 3.1 设备静电放电实验模型构建

结合前人利用静电放电枪模型对手机进行静 电放电仿真的研究<sup>[14]</sup>,此设备8kV接触放电仿 真的模型如图8所示,模型中主要包括静电放电 枪、受试设备(铝壳)、静电桌垫(泡沫塑料材质) 以及铜质地板。



模型仿真参数模块设置为频率 0~500 MHz、

图 8 静电放电枪对金属壳体放电示意图 Fig. 8 Schematic diagram of ESD gun discharging on metal closure

网格划分类型为六面体、计算准确度设定为 -40 dB、网格划分数目设定为20,采样时间间隔 为1 ns,模型设定的监测参数为磁场探头以及仪 器表面电流的分布数值,图9中展示了仿真模型 表面电流的最大值分布情况。



图 9 表面电流分布示意图



### 3.2 静电放电干扰分析

设备的静电放电抗扰度特性通常要从两方面 来衡量:一类是由于接触放电产生的传导干扰对 设备的影响,另一类是由于静电放电产生的辐射 干扰对设备产生的影响。传导干扰一般利用导线 电流或表面电流来表征,而辐射干扰一般通过分 析电磁场数值大小来表征。下面两部分将结合仿 真结果,分别对两种干扰量值以及其耦合途径进 行简要分析。

### 3.2.1 传导干扰分析

在此例中,传导干扰源即静电放电源对前侧 金属板进行接触放电,其产生的表面电流通过前 侧板传导至顶板。前板的表面电流呈圆环状形式 衰减,放电中心表面电流超过1000 A/m,前板与 顶板连接处的表面电流有40~50 A/m,从图9中 可以看出。

为了更加清楚地了解表面电流耦合到电源接口的过程,通过仿真软件对顶板和电源接口的表面电流进行单独分析,图 10 中的表面电流图展示 了静电放电后 2 ns 顶板及各连接器表面电流的分 布情况,而局部图将电源接口的表面电流分布展 示出来。

分析所得仿真数据,可以得到如下结论:

 1)顶板与其他侧板连接部位的表面电流峰 值可达25 A/m,而顶板靠近各连接器的表面电流 峰值约为16 A/m,两者相差了9 A/m,因此应尽量 避免连接器或者线缆放置在各板连接的位置,以



图 10 放电 2 ns 时的表面电流分布 Fig. 10 Surface current distribution at 2 ns after discharge 防不必要的干扰。

2)观察矩形连接器各个平面,以图 10 矩形 框内的连接器为例进行说明,可以看出,与放电 侧板平行的面靠近边缘的表面电流可达到 16 A/m,而此平面中心位置的表面电流值为 11 A/m。观察其他矩形连接器也可以看出平面 边缘处的表面电流值要比平面中心的表面电流 大。上述数据表明静电干扰传播途径主要集中 在设备和连接器的边缘部位,这些部位极易传 播大量表面电流。

3) 另外通过图 10 中电源接口的局部图可以 看出,与放电侧板平行面的表面电流峰值可达到 15 A/m,而垂直于放电侧板平面的表面电流峰值 只有8 A/m,平行面远远大于垂直面。由此可以 推断出表面电流传播具有方向性,这一点可以为 后续实际测量表面电流传播途径以及定位静电放 电点提供依据。

为了进一步验证上述结论的正确性,通过更 改模型的放电位置结合实际测试的方式,分析所 得数据,其结果与上述结论相符。因为篇幅限制, 在此不再赘述。

3.2.2 辐射干扰分析

由于静电放电电流在短时间内产生了一个非 常强烈的尖峰,根据静电放电辐射场公式<sup>[15]</sup>可以 断定其产生的磁场脉冲场也具有尖峰,而这一尖 峰很有可能会在设备线缆上耦合出电流。为了验 证这一说法,结合图 10 的坐标体系,在电源接口 上端放置磁场探头,得到 x、y 和 z 方向的磁场如 图 11 所示。

由 3 个方向的磁场时域波形可以得到如下结 论:可以清晰地看出 x 方向磁场在 1 ns 之后产生 了一个磁场脉冲。虽然其在电源端口附近产生的



化航学机

图 11 x、y 和 z 方向的时域磁场波形图 Fig. 11 x, y and z magnetic field oscillogram in time domain

磁场强度峰值不大,约为9.5 A/m,但其变化速度 非常快。假设电源端口附近存在闭合回路,回路 面积为1 cm<sup>2</sup>,现以1~2 ns 为区间,其磁场变化率 可达9.5×10<sup>5</sup> A/(m·s)。依据法拉第电磁感应 定律可以求得回路中产生的感应电动势为 1.19 V,若回路中电阻较小,则可以产生安培级的 电流脉冲干扰,对电源本身的工作状态产生影响, 甚至损坏内部器件。因此在安排线缆时一定要减 少和避免出现局部的闭合回路,防止静电放电脉 冲电磁场对设备的影响。

# 4 结 论

1)本文依据 GB/T 17626.2—2006 分析出静 电放电枪对金属板放电的等效电路模型同时建立 了 CST 中的三维静电放电枪模型。

2)利用 CST 建立好的静电放电模型对一台 数据传输设备进行 8 kV 接触放电仿真,得到了表 面电流分布图和电源接口附近的磁场数据。

3)通过仿真数据分析了传导干扰和辐射干扰的基本特征,得出了机壳各板连接处、矩形连接器边缘处等易于聚集表面电流的位置,同时近似估算了电源接口附近可以产生1.19V感应电动势的结论。

4)利用该静电损伤仿真测试平台,实现了对 GB/T 17626.2—2006 中静电放电实验的全链路 仿真测试,该仿真测试平台不同于以往对静电测 试的局部仿真或器件级仿真,而是整机级的仿真, 对工程指导更具体、更直观。

在随后的工作中,需要进一步完善静电损伤 仿真测试平台中的静电放电枪模型库,同时增加 受试设备模型库的种类和数量;在此基础之上,通 过开发软件平台,将静电放电枪模型库和设备模 型库作为软件的数据库,将仿真参数模块中的各



1745

个参数作为软件的仿真参数,并通过调用软件的 三维可视化模块,更加直观地实现模型的各类参 数的仿真模拟。

### 参考文献 (References)

[1] 徐明明. 静电放电的危害与防护[J]. 科技传播, 2011 (13):36.

XU M M. The damage and protection of ESD [J]. Technology Spreading, 2011(13):36(in Chinese).

[2] 吴健.静电放电(ESD)辐射特性的研究[D].哈尔滨:哈尔 滨工业大学,2009:1.

WU J. Research of fields radiated by electrostatic discharges [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology, 2009:1(in Chinese).

[3] 刘尚合,刘卫东.电磁兼容与电磁防护相关研究进展[J]. 高电压技术,2014,40(6):1605-1613.

LIU S H, LIU W D. Progress of relevant research on electromagnetic compatibility and electromagnetic protection [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(6):1605-1613(in Chinese).

[4] 原青云,刘尚合,张希军,等. IEC 61000-4-2 标准试验平台 的局限性分析及其完善的探讨[J].高电压技术,2011,37 (1):118-123.

YUAN Q Y, LIU S H, ZHANG X J, et al. Analysis and devolopment of limitation of the ESD immunity test platform specified in the standard IEC 61000-4-2[J]. High Voltage Engineering, 2011,37(1):118-123(in Chinese).

- [5] CANIGGIA S, MARADEI F. Circuit and numerical modeling of electrostatic discharge generators [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(6):1350-1357.
- [6] WANG K, POMMERENKE D, CHUNDRU R, et al. Numerical modeling of electrostatic discharge generators [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2003, 45 (2): 258-271.
- [7] CENTOLA F, POMMERENKE D, KAI W, et al. ESD excitation model for susceptibility study [C] // 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003, 1:58-63.
- [8] SEKINE T, ASAI H, LEE J S. Unified circuit modeling technique for the simulation of electrostatic discharge ESD injected by an ESD generator[C] // 2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). Piscataway, NJ:

IEEE Press, 2012:340-345.

- [9] 刘素玲.外场对通信线缆的瞬态响应分析及 ESD 放电电流 的传输线理论分析[D].北京:北京邮电大学,2008:13.
   LIU S L. Transient analysis of telecommunication cable excited by external field and electrostatic discharge current analyzed by transmission line theory [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications,2008:13(in Chinese).
- [10] 王望. 静电放电辐射电场的研究以及静电枪检验方法研究
  [D].北京:北京交通大学,2012:10.
  WANG W. The study of ESD radiation of the electric field and calibration method of ESD simulator[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University,2012:10(in Chinese).
- [11] KOO J, CAI Q, MUCHAIDZE G, et al. Frequency-domain measurement method for the analysis of ESD generators and coupling[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(3):504-511.
- [12] LIU D, NANDY A, POMMERENKE D, et al. Full wave model for simulating a noiseken ESD generator [C] // 2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2009). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009:334-339.
- [13] CANIGGIA S, MARADEI F. Analytical and numerical simulation models for calculating EMI into circuits due to ESD radiated fields[C] // 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC 2011). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:602-606.
- [14] LIN J H, YOU J H. The full wave analysis of the influence by the affecting on the cell phone capacitive touch panel[J]. International Journal of Science and Engineering, 2014, 4 (1): 55-58.
- [15] WILSON P F, MA M T. Fields radiated by electrostatic discharges[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1991,33(1):10-18.

作者简介:

**张鑫** 男,副研究员,硕士生导师。主要研究方向:空间环境探测设备的研制。

Tel. : 010-62582631

E-mail: xinzhcn@163.com

**白超平** 男,硕士研究生。主要研究方向:静电放电对于空间 探测设备的影响。

E-mail: baichaoping@126.com

# Simulation test platform of electrostatic damage based on three-dimensional field-and-road coordinated method

ZHANG Xin<sup>1,\*</sup>, BAI Chaoping<sup>1,2</sup>

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. College of Earth Science, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100149, China)

Abstract: The electrostatic discharge has been taken as one of the main reasons for failures of electronic equipments, so electronic products are always tested to examine the antistatic ability in the process of development. However, the test is limited by high cost of expense, poor repeatability and damage on equipments. In this situation, the problems can be solved by building a simulation test platform of electrostatic damage based on three-dimensional field-and-road coordinated method. The platform is based on the computer simulation technology (CST) software and the results can be calculated through the electrostatic discharge gun module, tested equipment module, simulation parameter setting module and data output and processing module with the finite integration time domain solver. By using the platform, a data transmission equipment was tested with an 8 kV voltage touching input and then the conducted and radiated interference were analyzed with the results of surface currents and magnetic field distribution. Through building the simulation test platform of electrostatic damage, the purpose of repeatability and no damage of testing is achieved and the engineering guidance is meaningful.

Key words: simulating and modeling; electrostatic discharge; computer simulation technology (CST) software; surface current; interference routes

Received: 2015-08-17; Accepted: 2015-11-06; Published online: 2016-01-04 10:03 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160104.1003.004.html

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-62582631 E-mail: xinzhcn@ 163.com



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0497

# GNSS 抗干扰天线阵不一致性对 MUSIC 算法的影响



俞立宏,秦红磊,李武涛,郎荣玲\* (北京航空航天大学电子信息工程学院,北京100083)

摘 要:由于天线阵元位置、射频(RF)放大器和模数转换器(ADC)等因素的影响, 全球卫星导航系统(GNSS)抗干扰天线阵各通道间不可避免地存在着不一致性。首先,利用矩 阵中的子空间理论分析了通道的幅度不一致性和相位不一致性对多重信号分类(MUSIC)算 法的影响。理论分析结果表明:单干扰情况下通道幅度不一致性会降低 MUSIC 算法方向图的 零陷深度,但不影响零陷位置,相位不一致性对 MUSIC 算法方向图零陷位置和零陷深度均有 影响;多干扰情况下通道幅度不一致性和相位不一致性对 MUSIC 算法方向图零陷位置零陷和 深度都有影响。因此在通道不一致性慢变化的条件下,MUSIC 算法利用方向图进行性能评估 时需要测出通道幅相偏差矩阵进行方向图纠正。然后,利用仿真的方法对不一致性的影响进 行了实验分析,实验分析结果与理论分析结果一致。

关 键 词:通道不一致性;多重信号分类(MUSIC)算法;全球卫星导航系统(GNSS); 抗干扰;方向图

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1747-08

卫星导航系统目前已经成为各国军事领域不 可或缺的一部分,但是由于导航卫星距离地面较 远(2万多公里),且发射功率较小,造成其固有脆 弱性。卫星导航信号到达地面时功率只有 -160 dBW,利用功率为50 W的GPS干扰机就可 以使100 km以内的全球卫星导航系统(GNSS)接 收机失效。因此近年来各机构针对卫星导航抗干 扰技术的研究越来越多,其中基于自适应天线阵的 空域调零抗干扰技术是一种主要的抗干扰手段。

空域调零抗干扰技术的原理是对天线各阵元 进行幅度和相位的加权,使得天线阵方向图在干 扰方向形成零陷。早在 1979 年 Compton 等<sup>[1]</sup>就 提出了著名的功率倒置自适应抗干扰天线阵列, 该阵列能够对接收信号的能量进行倒置,从而抑 制强的干扰信号,保留较弱的期望信号。最小方 差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)<sup>[2]</sup>、采样矩阵求逆(Sample Matrix Inverse, SMI)<sup>[3]</sup>和线性约束最小方差(Linearly Constraint Minimum Variance, LCMV)<sup>[4]</sup>等准则在 空域调零领域得到了广泛应用。

多重信号分类(MUSIC)算法<sup>[5]</sup>能够对多个 空间进行识别,故称为 MUSIC 算法。MUSIC 算法 由于测向精度高、不需要先验信息等优点而被广 泛应用在测向和空间谱估计领域,特别是利用 MUSIC 算法进行信号来向(Direction of Arrival, DOA)估计方面。由于导航信号很弱,无法利用 MUSIC 算法直接进行信号来向的估计,卢燕娥<sup>[6]</sup> 和 Mohamed<sup>[7]</sup>等利用 MUSIC 算法中噪声子空间 和信号子空间的正交性提出了基于正交权值算法 的阵列天线抗干扰技术。Amin 和 Sun<sup>[8]</sup> 通过将

**引用格式:** 俞立宏,秦红磊,李武涛,等. GNSS 抗干扰天线阵不一致性对 MUSIC 算法的影响[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42 (8):1747-1754. YULH, QINHL, LIWT, et al. Influence of inconsistence of GNSS anti-jamming antenna array on MUSIC algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1747-1754 (in Chinese).

收稿日期: 2015-07-25; 录用日期: 2015-09-06; 网络出版时间: 2015-12-17 10:41

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151217.1041.009.html

基金项目:国家自然科学基金(61202078)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82316487 E-mail: ronglinglang@ 163.com

输入信号向噪声子空间进行投影,消除干扰信号, 实现空域调零。

对于阵列天线而言,通道间的不一致性是不 可避免的。根据变化的特点,通道不一致性分为 以下两类:

1) 慢变化

包括阵元位置误差、阵元间的互耦<sup>[9]</sup>和阵元 通道误差等。其中,阵列在排布时阵元位置的微 小偏差、阵元之间的互耦效应或者是各阵元馈线 不同等因素造成的不一致性不随时间变化,属于 非时变的。这种变化是慢变化,慢变化可以认为 在一次权值更新时间内通道的幅相不一致性基本 保持不变。

2) 快变化

各阵列通道射频部分放大器幅相特性不一 致、混频器和滤波器的特性不一致、以及数字部分 AD采样的不一致、正交解调器 L/Q 不平衡等因 素造成的阵列各通道不一致性随时间变化,属于 时变的。这种变化是快变化,快变化是指一次权 值更新的时间内通道的幅相不一致性随机变化。 对于快变化,只能尽量减小通道滤波器的群延时 抖动和带内纹波。

阵列各通道的不一致性会影响空域抗干扰效 果,因此不一致性的影响分析也是至关重要的。 Steinberg<sup>[10]</sup>在1976年分析了幅相不一致性矩阵 对自适应阵列主波束增益的影响,提出幅相不一 致性等因素导致的通道失配会使得主波束增益下 降。Quazi<sup>[11]</sup>研究了相位和幅度波动对波束形成 的影响,得出幅相误差会使得天线旁瓣电平高于 设计值的结论。国内方面也做了许多关于通道不 一致性的研究,苏卫民等<sup>[12]</sup>研究了利用 FIR 滤波 器模型来描述通道不一致性,分析通道幅相不一 致性对 MUSIC 算法估计信号来向的影响,指出通 道失配会影响来向估计精度。张建军和项建 弘<sup>[13]</sup>分析了通道不一致性对 PI 算法的影响,指 出通道不一致性在一定范围内波动时并不影响 PI 算法的抗干扰效果。王玲等<sup>[14]</sup> 通过仿真分析 了通道不一致性对基于 LCMV 准则的抗干扰算 法的影响,分析表明通道失配和天线间的互耦会 影响 LCMV 准则的鲁棒性。

虽然分析通道失配对抗干扰算法影响的文 献<sup>[10-16]</sup>较多,目前还未见通道不一致性对空域 MUSIC 算法效果的影响分析。本文从空域 MU-SIC 算法基本原理着手,建立通道不一致性模型, 通过理论分析和仿真实验两个方面验证通道不一 致性对 MUSIC 算法的影响。

# 1 阵列信号模型

在本文中主要研究 N 个阵元均匀分布在圆环 上的均匀圆环阵列。以圆环中心为参考点,假设有 D 个入射信号,则第 k 个阵元接收到的信号为

 $x_{k}(t) = \sum_{i=1}^{\nu} e^{j\phi_{ik}} s_{i}(t) + n_{k}(t)$ (1) 式中: $\phi_{ik}$ 为第 i 个信号  $s_{i}(t)$ 入射到第 k 个阵元时 相对于参考点的相位差; $n_{k}(t)$ 为第 k 个阵元的热 噪声。

则 N 个阵元的接收信号向量为  $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T =$  $\left(\sum_{i=1}^{D} e^{i\varphi_{i1}}s_i(t) + n_1(t), \sum_{i=1}^{D} e^{i\varphi_{i2}}s_i(t) + n_2(t), \dots, \sum_{i=1}^{D} e^{i\varphi_{iN}}s_i(t) + n_N(t)\right)^T = AS(t) + N(t)$  (2)

式中:  $A = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \cdots, a(\theta_D, \varphi_D)] = [e^{i\phi_{11}} \cdots e^{i\phi_{D1}}]$ 

 $\begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ e^{j\phi_{1N}} \cdots & e^{j\phi_{DN}} \end{bmatrix}_{N \times D}$  为天线阵的方向矢量矩阵,

 $a(\theta_i, \varphi_i)$ 为每个干扰对应的方向矢量, $\theta$ 为方位角,  $\varphi$ 为仰角; $S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]^T$ 为入射 信号向量; $N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_p(t)]^T$ 为噪 声向量。

本文主要讨论慢变化对于 MUSIC 算法性能的影响。假设通道不一致性变化是慢变化,则可 以通过在方向矢量中引入误差矩阵 **T**来建立信 号的模型。

假设误差与信源的方位无关,设阵元1为阵 列的参考阵元,第k个阵列通道相对于参考阵元 的幅度偏差为 $\rho_k$ ,相位偏差为 $\gamma_k(\rho_1 = 1, \gamma_1 = 0)$ ,则存在幅度和相位不一致性时,天线阵的方向矢 量矩阵为

$$A' = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{21}} & \cdots & e^{j\phi_{D1}} \\ \rho_{2}e^{j\gamma_{2}}e^{j\phi_{12}} & \rho_{2}e^{j\gamma_{2}}e^{j\phi_{22}} & \cdots & \rho_{2}e^{j\gamma_{2}}e^{j\phi_{D2}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \rho_{N}e^{j\gamma_{N}}e^{j\phi_{1N}} & \rho_{N}e^{j\gamma_{N}}e^{j\phi_{2N}} & \cdots & \rho_{N}e^{j\gamma_{N}}e^{j\phi_{DN}} \end{bmatrix}_{N \times D} = TA$$

$$(3)$$

$$\vec{x} + :T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \rho_{2}e^{j\gamma_{2}} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \rho_{N}e^{j\gamma_{N}} \end{bmatrix}_{N \times D} \quad \forall \vec{u} \neq \vec{u}$$

的幅相偏差矩阵。则接收信号模型变为 X' = TAS(t) + N(t) (4)

# 2 MUSIC 算法基本原理

理想情况下,不存在一致性时,阵列信号的协 方差矩阵为

 $\boldsymbol{R}_{xx} = E(\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}(t)) = E[(\boldsymbol{A}\boldsymbol{S} + \boldsymbol{N})(\boldsymbol{A}\boldsymbol{S} + \boldsymbol{N})^{\mathrm{H}}]$ (5)

假设各入射信号互不相关,各阵元热噪声是 均值为 0、方差为 σ<sup>2</sup> 的互不相关高斯白噪声,则 式(5)可化为

 $R_{xx} = E \{ASS^{H}A^{H}\} + \sigma^{2}I = AE[SS^{H}]A^{H} + \sigma^{2}I (6)$ 式中: I 为单位矩阵。令 E[SS^{H}]=P\_{s}, P\_{s} 为入射 信号的功率,则

$$\boldsymbol{R}_{xx} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{P}_{\mathrm{S}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2}\boldsymbol{I}$$
<sup>(7)</sup>

由式(7)易知, $R_{xx}$ 是一个 Hermite 矩阵,根据 Hermite 矩阵性质,必有

$$\boldsymbol{R}_{xx} = \sum_{i=1}^{N} \lambda_{i} \boldsymbol{e}_{i} \boldsymbol{e}_{i}^{\mathrm{H}}$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\mu} \quad \boldsymbol{\lambda} \quad \boldsymbol{h} \quad \boldsymbol{p} \quad \boldsymbol{h} \quad \boldsymbol{k} \quad \boldsymbol{k} \neq \boldsymbol{\lambda} \quad \boldsymbol{\lambda} \quad \boldsymbol{k} \neq \boldsymbol{\lambda} \quad \boldsymbol{\lambda} \mid \boldsymbol{\lambda} \quad \boldsymbol{\lambda$$

式中: $\lambda_i$ 为  $R_{xx}$ 的按照大小排序的第i个特征值;  $e_i$ 为其对应的特征向量。

由于干扰信号比噪声功率大很多,理想情况 下经过排序的特征值有如下关系式:

 $\lambda_1 \ge \lambda_2 \ge \dots \ge \lambda_p \gg \lambda_{p+1} = \dots = \lambda_N = \sigma^2$  (9) 式中: >表示远大于。前 D 个较大的特征值与干 扰信号相关, 后 N - D 个相等的小特征值与噪声 相关。因此相应的称由前 D 个大特征值所对应 的特征向量构成的线性子空间 span { $e_1, e_2, \dots, e_p$ } 为干扰子空间, 后 N - D 个较小的特征值所对 应的特征向量构成的线性子空间 span { $e_{p+1}, e_{p+2}, \dots, e_N$ } 为噪声子空间。

由 Hermite 矩阵性质可知:

$$\operatorname{span} \{ \boldsymbol{e}_1, \boldsymbol{e}_2, \cdots, \boldsymbol{e}_D \} \perp \operatorname{span} \{ \boldsymbol{e}_{D+1}, \boldsymbol{e}_{D+2}, \cdots, \boldsymbol{e}_N \}$$
(10)

由欧氏空间性质可知二者互为正交补空间。

设  $e_i \in \text{span} \{ e_{D+1}, e_{D+2}, \dots, e_N \}$ , λ<sub>min</sub>为  $R_{xx}$ 的最小特征值。则有

$$\lambda_{\min} \approx \sigma^{2}$$
  

$$\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{e}_{i} = (\boldsymbol{A}\boldsymbol{P}_{S}\boldsymbol{A}^{H} + \sigma^{2}\boldsymbol{I})\boldsymbol{e}_{i} = \sigma^{2}\boldsymbol{e}_{i} \Rightarrow \boldsymbol{A}\boldsymbol{P}_{S}\boldsymbol{A}^{H}\boldsymbol{e}_{i} = 0$$
(11)

式中:A 为满秩矩阵, $P_s = E[SS^{H}]$ 为一个正定 Hermite 矩阵,因此使得式(11)恒成立必须有  $A^{H}e_i = 0$  (12)

由于 *e*<sub>i</sub> 是噪声子空间中任意一个方向矢量,因此可以得出干扰信号的方向矢量垂直于噪声子空间。

由于干扰子空间和噪声子空间互为正交补空间,根据正交补空间的唯一性可知,A的列向量必

属于 span { $e_j$ },  $j = 1, 2, \dots, D$ , 即每个干扰对应的 方向矢量都属于干扰子空间。

北航学报

卫星导航系统中,由于导航信号淹没在噪声中,因此导航信号和噪声构成噪声子空间,干扰信号构成干扰子空间,空域 MUSIC 算法中,如果取最优权值:

 $W_{opt} \in \text{span} \{e_i\} \qquad i = D + 1, D + 2, \dots, N (13)$ 则输出信号  $y(t) = W_{opt}^{H} X(t) = W_{opt}^{H} AS(t) + W_{opt}^{H} N = W_{opt}^{H} N$ 

(14) 从式(14)可以看出输出信号中较大的干扰信 号被去除,而淹没在噪声中的导航信号得到保留。

# 3 不一致性对 MUSIC 算法影响分析

## 3.1 幅度不一致性对 MUSIC 算法的影响

3.1.1 理论分析

假设有 D 个干扰源,干扰源互不相干,入射 方向为( $\theta_i$ , $\varphi_i$ )(i = 1, 2, ..., D),则干扰子空间的 维度为 D。假设阵列通道只存在幅度不一致性, 幅度偏差矩阵  $T = \text{diag}[1, \rho_2, ..., \rho_N]^T$ ,则阵列协 方差矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{X}'(t)\boldsymbol{X}'^{\mathrm{H}}(t)] = \boldsymbol{T}\boldsymbol{A} \cdot E\{\boldsymbol{S}(t)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}(t)\} \cdot$$

 $\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\sigma}^{2}\boldsymbol{I} = \boldsymbol{T}\boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{P}_{\mathrm{S}} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\sigma}^{2}\boldsymbol{I} =$ 

$$\boldsymbol{A'P}_{\mathrm{S}}(\boldsymbol{A'})^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\sigma}^{2}\boldsymbol{I}$$
 (15)

式中:干扰信号方向矢量矩阵为》

 $A' = TA = T[a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \cdots, a(\theta_D, \varphi_D)]$ 对其中任意一个方向矢量进行归一化可得

$$\boldsymbol{u}_{i} = \frac{\boldsymbol{T}\boldsymbol{a}\left(\theta_{i},\varphi_{i}\right)}{|\boldsymbol{T}|} = \frac{\boldsymbol{T}\boldsymbol{a}\left(\theta_{i},\varphi_{i}\right)}{\left(\sum_{k=1}^{N}\rho_{k}^{2}\right)^{\frac{1}{2}}} \qquad i = 1, 2, \cdots, D$$
(16)

**A**'为列满秩矩阵,因此**u**<sub>i</sub>(*i*=1,2,…,D)为 干扰空间的一组基。

设 U<sub>s</sub> 为干扰子空间的任意一个单位向量,则

$$\boldsymbol{U}_{s} = \frac{\boldsymbol{T} \sum_{i=1}^{D} k_{i} \boldsymbol{a}(\theta_{i}, \varphi_{i})}{\left| \boldsymbol{T} \sum_{i=1}^{D} k_{i} \boldsymbol{a}(\theta_{i}, \varphi_{i}) \right|}$$
(17)

式中: $k_i$ (*i*=1,2,…,*D*)为不全为0的一组实数,其中  $\left|T\sum_{i=1}^{D}k_i a(\theta_i,\varphi_i)\right|$ 表示向量 $T\sum_{i=1}^{D}k_i a(\theta_i,\varphi_i)$ 的模。 设 $e_i$ (*j*=1,2,…,*M*)为噪声子空间的一组基,

し $e_j(j=1,2,...,M)$ 为噪声于空间的一组基, M 为噪声子空间的维数, $U_N$  为噪声子空间的任意 一个单位向量,则 $U_N = \sum_{j=1}^{M} k_j e_j / \left| \sum_{j=1}^{M} k_j e_j \right|$ ,其中  $k_j(j=1,2,...,M)$ 为不全为0的一组实数。



根据正交互补空间的性质, 
$$U_{N}$$
和 $U_{s}$ 有如下  
关系式:  
 $U_{N}U_{N}^{H} + U_{s}U_{s}^{H} = I$  (18)  
将式(17)代入式(18)可得  
 $U_{N}U_{N}^{H} = I - U_{s}U_{s}^{H} =$   
 $T\sum_{k,a}^{D} k_{i}a(\theta_{i}, \varphi_{i})\sum_{k,a}^{D} k_{i}a^{H}(\theta_{i}, \varphi_{i})T^{H}$ 

$$I = \frac{I \sum_{i=1}^{D} \kappa_i u(\theta_i, \varphi_i) \sum_{i=1}^{D} \kappa_i u(\theta_i, \varphi_i) I}{\left| T \sum_{i=1}^{D} \kappa_i u(\theta_i, \varphi_i) \right|^2}$$
(19)

抗干扰阵列天线方向图函数为

$$P(\theta,\varphi) = 10 \lg | \boldsymbol{W}_{opt}^{H} \boldsymbol{a}(\theta,\varphi) |^{2}$$
(20)

在 MUSIC 算法中,最优权值 W<sub>opt</sub>是噪声子空

间单位向量,因此 
$$W_{opt} = \frac{\sum_{j=1}^{M} k_j e_j}{\left|\sum_{j=1}^{M} k_j e_j\right|}, 则$$

$$|W_{opt}^{H}a(\theta,\varphi)|^{2} = [W_{opt}^{H}a(\theta,\varphi)]^{H}[W_{opt}^{H}a(\theta,\varphi)] =$$

$$\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi)\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}\boldsymbol{U}_{\mathrm{N}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta,\varphi) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi) \cdot \left[\boldsymbol{I} - \frac{\boldsymbol{T}\sum_{i=1}^{D}k_{i}\boldsymbol{a}(\theta_{i},\varphi_{i})\sum_{i=1}^{D}k_{i}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_{i},\varphi_{i})\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}}}{\left|\boldsymbol{T}\sum_{i=1}^{D}k_{i}\boldsymbol{a}(\theta_{i},\varphi_{i})\right|^{2}}\right] \cdot \boldsymbol{a}(\theta,\varphi)$$
(21)

将式(21)代人式(20)得

 $P(\theta, \varphi) = \sqrt{1-1}$ 

$$10 \lg \left( N - \frac{\left| \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta, \varphi) \boldsymbol{T} \sum_{i=1}^{D} k_{i} \boldsymbol{a}(\theta_{i}, \varphi_{i}) \right|^{2}}{\left| \boldsymbol{T} \sum_{i=1}^{D} k_{i} \boldsymbol{a}(\theta_{i}, \varphi_{i}) \right|^{2}} \right)$$

$$(22)$$

式中:
$$a(\theta, \varphi) = [e^{j\phi_1(\theta, \varphi)}, e^{j\phi_2(\theta, \varphi)}, \cdots, e^{j\phi_N(\theta, \varphi)}]^T$$
  
1)单干扰情况

当 D=1 时,由式(22)可以看出:

$$P(\theta,\varphi)_{\min} = P(\theta_{1},\varphi_{1}) = 10 \log \left( N - \frac{|a^{H}(\theta_{1},\varphi_{1}) Ta(\theta_{1},\varphi_{1})|^{2}}{\sum_{k=1}^{N} \rho_{k}^{2}} \right) = 10 \log \left[ N - \frac{(1+\rho_{2}+\dots+\rho_{N})^{2}}{1+\rho_{2}^{2}+\dots+\rho_{N}^{2}} \right]$$
(23)

式(23)表明天线阵方向图函数的最小值在 干扰来向 $(\theta_1, \varphi_1)$ 处取得,因此幅度不一致性矩 阵对方向图函数取得最小值点的位置没有影响, 即单干扰时,幅度不一致性并不会影响抗干扰天 线的零陷位置。

当不存在幅度不一致性时,即T = I时,

 $\frac{(1+\rho_2+\cdots+\rho_N)^2}{1+\rho_2^2+\cdots+\rho_N^2} = N, P_{\min} \to -\infty$ 。当存在幅度 不一致性,即 T≠I时,由柯西不等式可以证明:  $\frac{(1+\rho_2+\cdots+\rho_N)^2}{1+\rho_2^2+\cdots+\rho_N^2} < N, 故 T$ 的存在对  $P_{\min}$ 有影响, 使得Pmin不再趋于负无穷,也就是在单干扰情况下 幅度不一致性还会对干扰抑制的程度造成影响。

### 2) 多干扰情况

当D > 1时,在不存在不一致性即矩阵T =**I**时,能在各干扰来向上产生零陷,式(22)在  $(\theta, \varphi) = (\theta_i, \varphi_i) (i = 1, 2, \dots, D)$ 处取得极小值,也 就是说此时 $a^{H}(\theta,\varphi)\sum_{i=1}k_{i}a(\theta_{i},\varphi_{i})$ 取极大值,等 效于向量  $a(\theta, \varphi)$ 平行于  $a(\theta_i, \varphi_i)$  (*i*=1,2,…,*D*) 中的某个向量时,向量  $a(\theta, \varphi)$ 和向量  $\sum k_i a(\theta_i, \varphi)$  $\varphi_i$ )的内积取极大值。

当存在幅度不一致性时,即 T≠I 时,同理等效 于向量  $a(\theta,\varphi)$ 平行于  $Ta(\theta_i,\varphi_i), i=1,2,\cdots,D$  中 的某个向量时,向量  $a(\theta,\varphi)$ 和  $T \sum_{i} k_i a(\theta_i,\varphi_i)$ 的 内积取极大值,此时式(22)取极小值,在该方向上 产生零陷,但此时( $\theta, \varphi$ )的取值和 T 有关,并不一 定等于各干扰来向;因此存在多个干扰时,幅度不 一致性还会影响零陷形成的位置,即方向图零陷最 深的位置发生变化,并不一定在各干扰来向上。 3.1.2 实验分析

阵元个数:4个;天线布阵:均匀圆环阵列;干 扰个数分别为:1个,2个;干扰来向:单干扰来向为 (120°,50°),两个干扰来向为(200°,40°),(60°, 70°);干扰类型:单干扰为单频干扰,两个干扰为单 频干扰和窄带干扰。信号功率:-130 dBm:干扰功 率:-70 dBm;快拍数:1 024 个。幅度不一致性:相 对于第一通道分别为:0,0.2,0.5,0dB。图1为通 道幅相一致时形成零陷的位置和大小,图2为幅度 不一致时形成零陷的位置和大小。

由图1和图2对比发现,单干扰时在通道 幅度不一致性存在的情况下,其零陷形成的位置 没有变化,但是零陷深度由 68.16 dB 降低到 43.99 dB, 说明单干扰情况下通道幅度不一致性 对零陷位置没有影响,但对零陷深度有影响,使得 零陷变浅;多干扰存在时,图2中的干扰1在方位 角上形成零陷最深的位置在 63° 而不是 60°, 干扰 2 在仰角上形成的零陷最深的位置在 39°而不是 40°,这说明多干扰情况下通道幅度不一致性使得 零陷的位置发生了变化;上面两种现象和理论分 析是一致的。







Fig. 2 Nulling direction and depth when amplitude of channels are inconsistent

3.2.1 理论分析 假设阵列通道只存在相位

假设阵列通道只存在相位不一致性,则相位 偏差矩阵:

$$T = [1, T_2, \dots, T_N]^{T} = \text{diag}[1, e^{j\gamma_2}, \dots, e^{j\gamma_N}]^{T}$$
(24)  
阵列协方差矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{xx} = E[\boldsymbol{X}'(t)\boldsymbol{X}'^{\mathrm{H}}(t)] = \boldsymbol{T}\boldsymbol{A} \cdot E\{\boldsymbol{S}(t)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}(t)\} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}} +$$

 $\sigma^{2} \boldsymbol{I} = \boldsymbol{T} \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{P}_{\mathrm{S}} \cdot \boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{T}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \boldsymbol{I}$ (25)

假设有 D 个干扰源,干扰源互不相干,入射 方向为(θ<sub>i</sub>,φ<sub>i</sub>), *i* =1,2,...,D,则干扰子空间的维 度为 D。

同 3.1.1 节中分析可得  

$$U_{N}U_{N}^{H} = I - U_{S}U_{S}^{H} =$$

$$I - \frac{T\sum_{i=1}^{D}k_{i}a(\theta_{i},\varphi_{i})\sum_{i=1}^{D}a^{H}k_{i}(\theta_{i},\varphi_{i})T^{H}}{\left|T\sum_{i=1}^{D}k_{i}a(\theta_{i},\varphi_{i})\right|^{2}}$$

$$P(\theta,\varphi) = 10 \lg \left(N - \frac{\left|a^{H}(\theta,\varphi)T\sum_{i=1}^{D}k_{i}a(\theta_{i},\varphi_{i})\right|^{2}}{\left|T\sum_{i=1}^{D}k_{i}a(\theta_{i},\varphi_{i})\right|^{2}}\right)$$
(26)

式中: $a(\theta,\varphi) = [e^{j\phi_1(\theta,\varphi)}, e^{j\phi_2(\theta,\varphi)}, \cdots, e^{j\phi_N(\theta,\varphi)}]^{\mathsf{T}}$ 。

1) 单干扰情况  
当 
$$D = 1$$
时,有  
 $P(\theta, \varphi) = 10 \log[N - |e^{j(\phi_1(\theta_1, \varphi_1) - \phi_1(\theta, \varphi))} + \dots + e^{j(\phi_N(\theta_1, \varphi_1) - \phi_N(\theta, \varphi) + \gamma_N)}|^2/N] =$ 

 $10\lg\{N - [(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_N)^2 + (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \dots + \sin \alpha_N)^2]/N\}$ (27)  $\vec{x} \oplus :$ 

$$\alpha_{k} = \phi_{k}(\theta_{1}, \varphi_{1}) - \phi_{k}(\theta, \varphi) + \gamma_{k}$$
(28)

由式(27)可以看出, $P(\theta, \varphi)_{\min} \neq P(\theta_1, \varphi_1)$ , 它和相位不一致性1, $\gamma_2, \dots, \gamma_N$ 有关,因此可以得 出结论是在单干扰情况下相位不一致性会影响到 形成零陷的位置。另外,由柯西不等式可以证明:  $(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_N)^2 < N(\cos^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_2 + \dots + \cos^2 \alpha_N)$ ,  $(\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \dots + \sin \alpha_N)^2 < N(\sin^2 \alpha_1 + \sin^2 \alpha_2 + \dots + \sin^2 \alpha_N)$ ,因此  $[(\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_N)^2 + (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \dots + \sin \alpha_N)^2]/N < N$ ,当不存在相位不一 致性时,这一项等于 N,从而使得零陷深度趋于负 无穷,而是一个有限的数,故单干扰情况下相位不一 致性对零陷深度也存在影响。

# 2) 多干扰情况

当 D>1 时,同幅度不一致性分析中 D>1 的

2016 年

情况,相位不一致性矩阵 **T**的存在也会使向量  $a(\theta, \varphi)$ 和  $T \sum_{i=1}^{D} k_i a(\theta_i, \varphi_i)$ 内积的极值点发生变 化,即式(26)的极小值点的取得和 **T** 有关,并不 一定在各干扰来向处。

所以无论是单个干扰还是多个干扰,相位不 一致性的存在都会导致方向图零陷位置和深度发 生变化,在单干扰情况下会使得零陷变浅。

3.2.2 实验分析

阵元个数:4个;天线布阵:均匀圆环阵列;干 扰个数分别为:1个,2个;干扰来向:单干扰来向为 (120°,50°),两个干扰来向为(200°,40°),(60°, 70°);干扰类型:单干扰为单频干扰,两个干扰为单 频干扰和窄带干扰。信号功率:-130 dBm;干扰功 率:-70 dBm;快拍数:1024个。相位不一致性:相 对于第一通道分别为0°,10°,20°,10°。图3为相 位不一致时形成零陷的位置和大小。

由图 3 和图 1 对比发现,在单干扰情况下,存 在相位不一致性的方向图方位角零陷最深处为 124°,在120°方位角的零陷深度更是由 68.16 dB 降低到小于 40 dB,说明单干扰情况下,相位不一 致性对方向图的零陷位置产生了影响,且零陷深 度变浅了。多干扰情况下,图 3 中干扰 1 和干扰 2 的方位角零陷最深位置分别为 87°和 193°,仰角零 陷最深位置分别为 73°和 32°,都不是实验设置的



channels are inconsistent

干扰来向。因此无论单干扰还是多干扰,相位不一致性都会对方向图零陷位置产生影响,单干扰 情况下还会使得零陷深度变浅。这个现象和理论 分析也是一致的。

### 3.3 方向图纠正

实际中, MUSIC 算法在数字端实现, 存在通 道不一致性的信号经过模数转换器(ADC)采 样之后进入数字端口,则根据式(3)和式(4),数 字端接收到的信号为: X' = TAS(t) + N(t) =A'S(t) + N(t), 这表明存在通道不一致性后, 相 当于天线阵的方向矢量发生变化, 变化为  $a'(\theta, \varphi) = Ta(\theta, \varphi)$ , 也等效于天线的布阵发生变化。 这时如果能确定误差矩阵 T则可以对方向图函 数进行纠正, 纠正后的方向图函数为

 $P(\theta,\varphi) = 10 \lg | \boldsymbol{W}_{opt}^{H} \boldsymbol{a}'(\theta,\varphi) |^{2} = 10 \lg | \boldsymbol{W}_{opt}^{H} \boldsymbol{T} \boldsymbol{a}(\theta,\varphi) |^{2}$  (29)

根据式(29)对图 2 和图 3 中的方向图进行 纠正,纠正后的方向图如图 4 和图 5 所示。

由图 4 和图 5 可以看出,对方向图函数进行纠 正后,方向图在干扰位置能够正确地产生零陷,且 零陷深度和通道一致时没有降低。实际的应用中, 对于慢变化的通道可以近似测出通道幅相偏差矩 阵进行方向图纠正,对于快变化的通道来说,其对 抗干扰的影响更加复杂,因此实际中用方向图来评 价抗干扰的指标往往不能得到理想的效果。





0



- -20 天线增益/dB -40 -60 X: 200 120 17 -80 100 200 300 400 方位角/(°) 0 -20 天线增益/dB -40 -60 X: 40 Y: -66.03 X: 50 Y: -68.16 X: 70 -80 20 40 60 80 100 0 仰角/(°) 多干扰:干扰2 单千扰 ----多干扰:干扰1---
- 相位不一致纠正后的方向图 图 5 Antenna array pattern with phase calibration Fig. 5

#### 4 结 论

本文从幅度和相位两方面分析了通道不一致 性对空域 MUSIC 算法抗干扰效果的影响。根据 理论证明和实验验证,结果表明:

1) 单干扰情况下通道幅度不一致性会降低 MUSIC 算法方向图的零陷深度,但不影响零陷位 置;多干扰情况下通道幅度不一致性对 MUSIC 算 法方向图零陷位置和深度都有影响。

2) 通道相位不一致性对 MUSIC 算法方向图 零陷位置和零陷深度均有影响。

3) 在通道不一致性慢变化的条件下, MUSIC 算法利用方向图进行性能评估时需要测出通道幅 相偏差矩阵进行方向图纠正。

实际工程中对于慢变化的通道不一致性,可以 通过在数字端进行简单的补偿以消除其影响,对于 快变化的通道不一致性,则可以采用通道均衡[17-19] 的方法进行补偿,但该方法实现比较复杂。

# 参考文献 (References)

- [1] COMPTON R, HUFF R, SWARNER W, et al. The power-inversion adaptive array: Concept and performance [ J ]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, AES-15 (6):803-814.
- [2] BEHAR V, KABAKCHIEV C, ROHLING H. MVDR radar signal processing approach for jamming suppression in satellite

[3] JOHNSON J R, FENN A J, AUMANN H M, et al. An experimental adaptive nulling receiver utilizing the sample matrix inversion algorithm with channel equalization [J]. IEEE Transac-

- tions on Microwave Theory and Techniques, 1991, 39 (5): 798-808.
- [4] FINN A M, GRIFFIN M F. Radar adaptive beamforming algorithms and architectures [C] // Proceedings of IEEE 9th Digital Avionics Systems Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1990:194-199.
- [5] SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [ J ]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3):276-280.
- [6] LUYE, YANG J, DING ZM, et al. The orthogonal weighted algorithm for GPS receiver anti-jamming [C] // Proceedings of 2001 CIE International Conference on Radar. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001:1190-1194.
- [7] MOHAMED E A, 王永芳, 谈展中. 用于 GPS 接收机的自适 应算法抗干扰性能比较[J].北京航空航天大学学报, 2006,32(5):561-565.

MOHAMED E A, WANG Y F, TAN Z Z. Comparison between adaptive algorithms using in GPS receiver [ J ]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(5): 561-565 (in Chinese).

- [8] AMIN M G, SUN W. A novel interference suppression scheme for global navigation satellite systems using antenna array [ J ]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23 (5):999-1012.
- [9] 李苗,吕善伟,薛明华,等.考虑互耦和激励误差时智能天 线波束形成[J]. 北京航空航天大学学报,2004,30(8): 732-734.

LI M, LÜ S W, XUE M H, et al. Performance of smart antenna when coupling and excitation error are considered [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2004, 30 (8):732-734(in Chinese).

- [10] STEINBERG B D. Principles of aperture and array system design [M]. New York: John Wiley & Sons, 1976: 139-168.
- [11] QUAZI A H. Array beam response in the presence of amplitude and phase fluctuations [ J ] . The Journal of the Acoustical Society of America, 1982, 72(1):171-180.
- $\left[\,12\,\right]\,$  SU W M,NI J L,LIU G S, et al. A performance analysis of the MUSIC algorithm in the presence of channel mismatch [ C ] // 3rd International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996: 221-224.
- [13] 张建军,项建弘. 通道不一致性对 GPS 天线自适应算法的 影响[J]. 无线电工程,2010(2):35-38. ZHANG J J, XIANG J H. Influences of channel mismatch on GPS adaptive algorithm [J]. Radio Engineering, 2010(2):35-38(in Chinese).
- [14] WANG L, LI Y L, XU S B, et al. Robustness analysis of adaptive anti-jamming algorithms with channel mismatch and mutual coupling for GNSS systems [ C ] // IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012:705-710.



- [15] GAO F, WANG Y L, CHEN H, et al. Effect of channel mismatch on STAP performance[C] // CISP08 Congress on Image and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:85-89.
- [16] AALFS D D, HOLDER E J. Impact of wideband channel-tochannel mismatch on adaptive arrays [C] // Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000:459-463.
- [17] 饶蓉.基于圆形天线阵的阵列校准方法与实现[D].武汉: 华中科技大学,2013:45-56.

RAO R. The method and implementation of array calibration on circular-antenna array[D]. Wuhan; Huazhong University of Science and Technology,2013;45-56(in Chinese).

[18] 申秋明.数字阵列雷达接收通道均衡技术研究与实现[D]. 成都:电子科技大学,2005:12-20.

SHEN Q M. Research and implementation of channel equalization technology on digital array radar receiver [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013:12-20(in Chinese).

 [19] 陈静静. 阵列幅相误差校正及实现研究[D]. 南京:南京理 工大学,2014:23-29.
 CHEN J J. Research on antenna array amplitude and phase er-

ror calibration [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2014:23-29 (in Chinese).

### 作者简介:

**俞立宏** 男,硕士研究生。主要研究方向:卫星导航抗干扰。 Tel.:010-82316487 E-mail: bn\_ylh@ sina.com

**郎荣玲** 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:卫星 导航抗干扰技术。 Tel.:010-82316487

E-mail: ronglinglang@ 163.com

# Influence of inconsistence of GNSS anti-jamming antenna array on MUSIC algorithm

YU Lihong, QIN Honglei, LI Wutao, LANG Rongling\*

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Suffering from the errors of antenna array elements such as radio frequency (RF) amplifier and analog to digital converter (ADC), global navigation satellite system (GNSS) anti-jamming antenna array has channel inconsistence inevitably. Firstly, the influences of the amplitude and phase inconsistence of channel on multiple signal classification (MUSIC) anti-jamming algorithm are analyzed with the subspace theory of matrix. Theoretical analyses and experimental results indicate that in the case of single interference, the amplitude inconsistence decreases the nulling depth of antenna array pattern generated by MUSIC algorithm, but does not influence the nulling direction, while the phase inconsistence affects both the nulling depth and direction of the antenna array pattern. In the case of multiple interferences, the amplitude inconsistence influences both the depth and direction of nulling in antenna array pattern; the phase inconsistence of channel influences both the depth and direction of nulling in antenna array pattern of MUSIC algorithm. When the channel inconsistence changes slowly, before using array pattern to evaluate the performance of the MUSIC algorithm, the array pattern should be calibrated by measuring the deviation matrix of the channel amplitude and phase. Then, the experimental analyses are consistent with those of the theoretical analyses.

Key words: channel inconsistence; multiple signal classification (MUSIC) algorithm; global navigation satellite system (GNSS); anti-jamming; antenna array pattern

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151217.1041.009.html

Received: 2015-07-25; Accepted: 2015-09-06; Published online: 2015-12-17 10:41

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61202078)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82316487 E-mail: ronglinglang@ 163.com

http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0663

# 基于粗糙集-信息熵的辐射源威胁评估方法



范翔宇<sup>1</sup>,王红卫<sup>1,2,\*</sup>,索中英<sup>3</sup>,陈游<sup>1</sup>,杨远志<sup>1</sup> (1. 空军工程大学航空航天工程学院,西安710038; 2. 西北工业大学电子信息学院,西安710072; 3. 空军工程大学理学院,西安710051)

摘 要:为满足复杂电磁环境下战机对辐射源威胁等级判定算法的需求,将粗糙集 理论引入对雷达辐射源威胁评估中,并结合信息熵理论构建一套完备的计算威胁度量值的数 据处理模型,实现对辐射源威胁程度的定量表示,直观地评估辐射源的威胁程度。经典粗糙集 理论难以应对在没有决策信息条件下的决策问题,采用信息熵的方法求取最大权重属性替代 决策属性,拓展粗糙集的适用范围。模型直接基于数据驱动得到辐射源的威胁度量值,易于实 现并具备良好的时效性,减少系统对先验信息的要求与主观赋值带来的影响。仿真结果表明, 该方法可以快速、准确地实现对辐射源威胁的评估。

关键 词:粗糙集;信息熵;威胁度量;属性权重;数据驱动
中图分类号:TN97
文献标识码:A
文章编号:1001-5965(2016)08-1755-07

辐射源威胁评估是电子对抗领域的一个重要 研究课题,干扰资源分配、干扰辅助决策都以等级 判定作为基础<sup>[1]</sup>,对于战机完成作战任务与提高 生存能力至关重要。机载电子对抗装备可以侦察 到5种脉冲描述字(PDW),威胁评估基于此进 行,因而可将辐射源威胁评估作为多属性决策 问题。

目前机载告警设备的威胁评估方式只是与预 先装订好的数据库进行快速数据比对,判定威胁 等级,无法应对没有先验信息的信号样式,且辐射 源威胁等级评估还有亟待解决的问题:情报数据 与先验信息有限,而且先验信息的准确度与完备 性有待考究,尤其是高威胁目标的信号特征与脉 冲参数难以获得;电磁环境日益复杂,空间中电磁 信号已达每秒百万量级,信号样式复杂多变,机载 资源有限,难以保证准确快速的排序;对多维脉冲 描述字进行决策时,数据维数的增多必将导致计 算量的激增与实时性的下降;装备能力有限,致使 参数的测量精度受限甚至出现错误。上述客观因 素严重制约着辐射源威胁高速准确地评估,因此 要求评估算法必须具有极强的实时性、良好的通 用性与适当的容错性。

为解决辐射源威胁等级排序的短板,诸多学者进行了深入的研究并取得丰硕的成果。文献 [2-3]结合计算机网络和专家知识库集成技术,提 出集群目标威胁评估的新方案;文献[4]采用模 糊认知图的方式,通过构建模糊结构,建立复杂系 统模型,实现对空中目标威胁等级进行评估;文献 [5-6]采用基于直觉模糊集理论,构建威胁评估模 型,实现对目标威胁程度的判定。上述方案在一 定条件下均具有良好的处理能力与应用前景,但 专家系统或模糊灰色处理等方案会由于决策者具 有不同的知识结构、经验集成和个人偏好,导致不 同专家给定的最终参考方案差距较大,主观因素

引用格式:范翔字,王红卫,索中英,等.基于粗糙集-信息熵的辐射源威胁评估方法[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8): 1755-1761. FAN X Y, WANG H W, SUO Z Y, et al. Radiator threat evaluating method based on rough set and information entropy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016,42(8): 1755-1761 (in Chinese).

收稿日期: 2015-10-14; 录用日期: 2016-01-22; 网络出版时间: 2016-02-16 15:52

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160216.1552.001.html

基金项目: 航空科学基金 (20152096019,20145596025)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 029-84787835-801 E-mail: hww0818@163.com



2016 年

影响严重,且某些参数一旦设定就难以改变,不适 宜动态更新,限制评估结果的准确性。文献[7-8] 提出基于神经网络的威胁评估方法,通过监督学 习的方式,准确地完成对空战目标威胁评估;文献 [9-10]采用支持向量机(SVM)的方式,根据有限 的样本信息在模型的复杂性和学习能力之间寻找 最佳折中,利用其特有的推广能力实现对于目标 威胁等级的判定。两者具备良好的泛化能力与 容错性,但神经网络与 SVM 内部运算属于黑盒 处理,需要大量的先验信息作为训练样本,同时 神经网络与 SVM 需要调用大量的系统资源,当 输入矢量维数过多和训练样本过大时,计算复 杂度及空间复杂性会大大增加,导致收敛速度 慢,致使算法的效率大打折扣,难以满足现代空 战对于实时性的要求。

针对上述方案的局限与对算法特性的需求, 本文采用粗糙集-信息熵的方法实现对辐射源进 行威胁评估。粗糙集方法通过处理大数据量、处 理不确定数据、消除冗余信息等步骤,约简训练数 据,寻找最小属性集,得到有效的决策规则<sup>[11-13]</sup>。 粗糙集理论作为一种处理不精确、不一致、不完整 等各种不完备的信息有效工具,一方面得益于它 的数学基础成熟、不需要先验知识;另一方面在 于它的易用性,且粗糙集在进行离散化处理时 对数据有一定的容错性。然而经典粗糙集无法 处理没有决策值的信息系统。因此本文将信息 熵理论<sup>[14-15]</sup>与粗糙集相结合,通过计算熵值确 定信息量最大的属性来代替决策属性,拓展粗 糙集理论的适用范围,实现对于辐射源的威胁 等级排序。

# 1 辐射源威胁评估处理流程

基于粗糙集-信息熵的威胁评估处理流程如 图1所示。

机载电子对抗设备将测得脉冲描述字输入威胁评估流程,首先按照粗糙集理论构造决策环境, 将形成的信息表中数据进行双路并行处理:一路 采用信息熵的处理方式,确定每个属性的权重,并 确定代替的决策属性;另一路基于粗糙集理论,将 数据遵循断点重要性的方法进行离散,构建决策 辨识矩阵,采用析取合取运算进行属性约简,再计 算属性指标相对于决策属性的权重。将两路输出 的权重矩阵相乘,即可得到衡量每个辐射源的威胁度量值,进行排序后即可实现威胁评估。





# 2 评估处理模型

Step 1 构建决策环境。

定义 **1**<sup>[16]</sup> 称 { U, A, F, d } 为决策信息系统, 其中  $U = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  为对象集, U 中的每个元 素  $x_i(i \le n)$ 称为一个对象。 $A = \{a_1, a_2, \dots, a_m\}$  为 属性集, A 中的每个元素  $a_i(l \le m)$ 称为一个属 性。 $F = \{f_i: U \rightarrow V_i(l \le m)\}$ 为 U = A之间的关系 集,其中 $V_l$ 为 $a_l(l \le m)$ 的值域。 $d: U \to V_d$ 为决策, $V_d$ 取有限值。每个属性子集 $a \subseteq A$ 决定了一个不可区分的关系 ind(A):

 $\operatorname{ind}(A) = \{ (x, y) \in U \cdot U \mid \forall a \in A, a(x) = a(y) \}$  (1)

关系  $ind(a)(a \subseteq A)$ 构成了 U 的划分,用 U/ ind(a)表示。

定义  $2^{[17]}$  称  $\{U, A, F, d\}$  为一个信息系统,

(5)

对于任意 B⊆A,记

 $R_{B} = \{ (x_{i}, x_{j}) \mid f_{l}(x_{i}) = f_{l}(x_{j}) (a_{l} \in B) \}$ (2)  $R_{B} 则是 U 上的等价关系, 记$ 

$$[x_{i}]_{R} = \{x_{i} \mid (x_{i}, x_{i}) \in R_{R}\}$$
(3)

则  $U/R_B = \{ [x_i]_B | x_i \in U \}$  是 U 上的划分。 同理:

$$R_{d} = \{ (x_{i}, x_{j}) \mid d(x_{i}) = d(x_{j}) \}$$
(4)

通过式(1),可以先将数据进行整理,形成一 个原始的对象与属性之间的初始数据表。

Step 2 基于信息熵计算权重向量。

此处采用基于信息熵的多属性决策方法,计 算得到各个属性的权重,具体流程如下:

 1)通过对象集 U上 m 个决策对象对 n 个决 策的属性评价,可以得到特征值矩阵,特征值矩阵 用λ表示:

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \cdots & \lambda_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \lambda_{m1} & \cdots & \lambda_{mn} \end{bmatrix}$$

简要判定属性是效益型还是成本型,计算得 到规范化的属性优度指标矩阵  $\mathbf{R} = (r_{ii})_{m \times n}$ 。

效益型就是指其值越大,目标函数函数越大, 计算公式如下:

$$r_{ij} = \frac{\lambda_{ij} - \bigwedge \lambda_{ij}}{\bigvee \lambda_{ij} - \bigwedge \lambda_{ij}}$$
(6)

成本型就是指其值越大,目标函数函数越小, 计算公式如下:

$$r_{ij} = \frac{\bigwedge \lambda_{ij} - \lambda_{ij}}{\bigvee \lambda_{ij} - \bigwedge \lambda_{ij}}$$
(7)

式中:" /"表示合取运算;" /"表示析取运算。

2) 对矩阵 
$$\mathbf{R} = (r_{ij})_{m \times n}$$
进行列归一化,得到  
 $\mathbf{R}' = (r'_{ij})_{m \times n}$  (8)

$$r'_{ij} = \frac{r_{ij}}{\sum_{i=1}^{m} r_{ij}}$$
(9)  
3) 计算属性  $a_j$  输出的信息熵:  

$$E_j = -\frac{1}{\ln m} \sum_{i=1}^{m} r'_{ij} \ln r'_{ij}$$
(10)

$$\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \omega_2, \cdots, \omega_n) \tag{11}$$

$$\omega_{j} = \frac{1 - E_{j}}{\sum_{k=1}^{n} (1 - E_{k})}$$
(12)

采用上述步骤即可以计算得出多属性决策表 属性的权重,其中 ω<sub>i</sub> 为 α<sub>i</sub> 的权重。 Step 3 选定代替决策值。

将上述的结果中权重的最大值选出来,由于 本问题中没有涉及决策,根据粗糙集理论,选定权 重最大值的属性为代替决策值,同时也得到各个 属性的权重系数。

本模型关于信息熵处理过程到此为止,接下 来转入利用粗糙集的处理步骤。

Step 4 将属性值离散化。

对于属性进行离散化的方法很多,本模型采 用属性重要性的离散化方法,具体的过程如下 所示:

选择初始种群,初始化初始种群 pop(G),
 G=1。

2) 首先定义 B 对于 F 近似分类的质量为

$$\gamma_B = \sum_{i=1}^{n} |B - (X_i)| / |U|$$
 (13)

式中:F为决策属性集 d 导出的分类。条件属性 子集 B 在条件属性集 A 中的重要性定义为

 $E_{B}(F) = r_{C}(F) - r_{C/A}(F)$ (14)

计算各个个体的适应度 fitness(*i*)及适应度 的和 sum(*G*)。

3)选择操作:采用轮盘赌选择法(roulette wheel selection),每一轮产生一个[0,1]均匀随机 数,选择累计概率与该随机数最接近的个体作为 下一代的个体,得到下一代种群 pop(G+1)。杂 交操作:采用单点杂交,产生随机数,确定要杂交 的次数,要参与杂交的父辈个体,随机选取杂交 点,然后对杂交点后的部分子串进行交换,即产生 下一代个体。变异操作:随机选择要变异的个体, 及要变异的断点,若为0,则变异为1,为1则变异 为0。

4) 对所有个体进行统计,删除重复的个体。

5)如满足结束条件:sum(G)/total(G)>1ε,则结束;否则,G=G+1,返回步骤2)。其中,ε 为给定的小正数。采用上述方法处理后得到离散 化的数据。

Step 5 构造决策辨识集进行属性约简<sup>[18]</sup>。
根据粗糙集的决策辨识集,设{U,A,F,d}为
决策信息系统,记

$$D_{d}([x_{i}]_{A}, [x_{j}]_{A}) = \begin{cases} \{a_{l} \in A \mid f_{l}(x_{i}) \neq f_{l}(x_{j})\} & [x_{i}]_{d} \cap [x_{j}]_{d} \neq \emptyset \\ \emptyset & [x_{i}]_{d} \cap [x_{j}]_{d} = \emptyset \end{cases}$$

$$(15)$$

称  $D_{d}([x_{i}]_{A}, [x_{j}]_{A})$  为 $[x_{i}]_{A}$  与 $[x_{j}]_{A}$  的决策辨识 集,称  $D_{d}$  为决策信息系统的决策辨识矩阵,从而 得到系统的决策辨识矩阵为  $\boldsymbol{D}_{d} = (D_{d}([x_{i}]_{A}, [x_{j}]_{A}) \mid [x_{i}]_{A}, [x_{j}]_{A} \in U/R_{A})$ (16)

根据粗糙集系统的决策约简集的定义,设  $\{U, A, F, d\}$ 为决策信息系统,当且仅当对于任意 的 $D_d([x_i]_A, [x_j]_A) \neq \emptyset$ ,有

B ∩  $D_d([x_i]_A, [x_j]_A) \neq \emptyset$  (17) 则 B 为决策协调集。若 B 的任何真子集均不为 决策协调集时,则称 B 为决策约简集。即可以保 留系统决策不变的约简属性集,属性约简后可以 降低系统的冗余度。对以上决策表进行约简,得 到系统的核心属性,并将离散化后的数据进行属 性约简得到约简后的决策表。

**Step 6** 计算在属性指标下相对于决策属性的权重表。

通过计算方案及对于每个属性的分类。定义:  $\beta_{ij}^{i} = \frac{|D_{i} \cap C_{ij}|}{|C_{ij}|}$ (18)

称为决策属性的第t个等价类与每一个条件属性的等价类间的等价近似度,取 max  $\beta_{ij}^{i}$ ,记为对象在决策属性中的局部权重。

利用式(18),得到各个属性在属性指标下相 对于决策属性的权重表。最后得到量化辐射源威 胁能力的指标为

$$Q = \sum_{i=1}^{m} \omega_j \cdot \boldsymbol{\beta}_{ij}$$
(19)

最后将衡量指标进行排序得到辐射源的威胁 程度的排序,即可得到对于辐射源的威胁排序。

# 3 辐射源威胁评估决策系统

本文选取文献[19]中5个辐射源的雷达脉 冲描述字作为威胁等级排序的仿真验证条件,构 建已知方案集,即初始信息表,并形成条件属性: 对象集: $U = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$ 

指标(属性)集:A={a,b,c,d,e}

式中:*a* 为载频周期(RF),MHz;*b* 为脉冲重复间隔(PRI), μs;*c* 为脉冲宽度(PW), μs;*d* 为到达方位角(AOA), (°);*e* 为脉冲幅度(PA), dB。

具体数据如表1所示。

表 1 原始各个辐射源的脉冲描述字

Table 1         Original data of each radiator's Plant	DW	V
--	----	---

才名			属性				
刈豕	a	b	с	d	е		
<i>x</i> <sub>1</sub>	9 500	3	1.2	11	10		
<i>x</i> <sub>2</sub>	9 800	11.4	0.29	2	12		
<i>x</i> <sub>3</sub>	9 000	3.1	1.1	30	6		
$x_4$	1 500	100	1.1	15	11		
$x_5$	10 000	3	0.5	45	5		

根据雷达信号的特征与用途初步判定每种脉 冲描述字为成本型或效益型属性。

对于执行空战任务的战机而言,除却雷达导 引头,威胁等级最高的辐射源即为机载火控雷达, 机载火控雷达的一大明显特点是载频绝大部分处 于 X 波段,载频相较于其他用途的雷达而言要 大,因而判定载频为效益型;PRI的倒数为脉冲重 复频率(PRF),为了精确测量目标信息,机载火控 雷达常采用高重频(HPRF)模式,实现高精度测量 目标参数,为武器系统实施火力打击构建火控解算 条件,因此 PRI 为成本型;PW 越窄,指向性越强, 对目标信息测量的精准度就越高,更有助于构建火 力打击条件,并有可能形成脉冲压缩处理,即 PW 为成本型;AOA 越小,敌方辐射源与我方战机的迎 头性越强,致使我方战机越难以规避敌方武器系统 的攻击,威胁程度越大,AOA 即为成本型属性:PA 越大, 侦收到敌方信号的能量越强, 与本机的距离 越近,威胁程度越高,因此将 PA 判定为效益型。

## 4 仿真验证

按照图1所示的流程并结合第3节构建的模型,对初始方案集进行处理。首先利用式(5)求取出表1的特征值矩阵,根据第3节对辐射源参数定性类型的界定,并结合式(6)~式(9)对得到的特征值矩阵进行列归一化处理,得到归一化决策矩阵,如表2所示。

计算得到属性 *a*、*b*、*c*、*d*、*e* 的信息熵, 如表 3 所示。

属性 a、b、c、d、e 的属性权重向量如表 4 所示。

表 2 归一化决策矩阵

Table 2 Decision matrix after normalizing

对鱼			属性		
NJ 3K	a	b	с	d	е
<i>x</i> <sub>1</sub>	0.2380	0.0002	0.0002	0	0
<i>x</i> <sub>2</sub>	0.2458	0.1126	0.1126	0.0540	0.0543
<i>x</i> <sub>3</sub>	0.2255	0.2084	0.2084	0.3439	0.3620
$x_4$	0.0401	0.3223	0.3223	0.0182	0.0808
<i>x</i> <sub>5</sub>	0.2506	0.3565	0.3565	0.5839	0.5030

表 3 5 个属性的信息熵

### Table 3 Information entropy of five attributes

属性	a	b	с	d	е
信息熵	0.2143	0.7161	0.9285	0.7052	0.9176

表 4 5 个属性的权重向量

Table 4Weight vector of five attributes

属性	a	b	с	d	е
权重	0.5175	0.1870	0.0471	0.1942	0.0543

2016 年

从表4的权重向量中可以看出 a 的权重最 大,虽然对于雷达自身而言,载频并不携带信号信 息,但对于侦察方可以根据其载频的特性初步判 定该辐射源为机载火控雷达。在实际应用中,同 等条件下 RF 有助于直接判定辐射源类型,符合 实际侦察的情况。结合上述模型,可以将载频信 息看成是粗糙集理论中决策表的决策属性 D。将 各个参量离散化后,构建完备的信息决策表,如 表5所示。

得到决策辨识矩阵,如表6所示。

表 5 离散化后辐射源的脉冲描述字

Table 5	Each	radiator	S	PDWs	after	discreting

对象			属性		
	b	с	d	e	D
<i>x</i> <sub>1</sub>	1	4	1	3	4
$x_2$	1	1	1	4	4
<i>x</i> <sub>3</sub>	1	4	3	1	4
$x_4$	4	4	2	4	1
<i>x</i> <sub>5</sub>	1	1	4	1	4

表6 决策辨识矩阵

Table 6 Decision discernibility matrix

对象	$x_1$	<i>x</i> <sub>2</sub>	<i>x</i> <sub>3</sub>	<i>x</i> <sub>4</sub>	$x_5$
<i>x</i> <sub>1</sub>	Ø	Ø	Ø	bde	Ø
<i>x</i> <sub>2</sub>	Ø	Ø	Ø	bcd	Ø
<i>x</i> <sub>3</sub>	Ø	Ø	Ø	bde	Ø
$x_4$	bde	bcd	bde	Ø	bcde
<i>x</i> <sub>5</sub>	Ø	Ø	Ø	bcde	Ø

得到系统的决策核心属性为:b,d;相对必要 属性为:c,e;没有不必要属性,从而不需要进行属 性约简。

得到方案集对于属性的分类为

 $U/b = \{x_1, x_2, x_3, x_5\}, \{x_4\}$  $U/c = \{x_1, x_3, x_4\}, \{x_2, x_5\}$  $U/d = \{x_1, x_2\}, \{x_3\}, \{x_4\}, \{x_5\}$  $U/e = \{x_1\}, \{x_2, x_4\}, \{x_3, x_5\}$  $U/D = \{x_1, x_2, x_3, x_5\}, \{x_4\}$ 

基于粗糙集多属性决策的排序法得到每个方 案在每一个指标下相对于决策属性的权重如表 7 所示。

表 7 每个指标相对于决策属性的权重值

 Table 7 Weight of each attribute relative to

 decision property

			r . r	, ,	
对象 —			属性		
	b	с	d	е	D
<i>x</i> <sub>1</sub>	1	0.67	1	1	1
$x_2$	1	1	1	0.5	1
<i>x</i> <sub>3</sub>	1	0.67	1	1	1
$x_4$	1	0.67	1	0.5	1
$x_5$	1	1	1	1	1

最终得到各个辐射源的威胁度量值 Q,如表8所示。

北航学报

表 8 各个辐射源的威胁度量值 Q

Table 8 Threat metric v	value Q	of	each	radiator
	~			

对象	$x_1$	<i>x</i> <sub>2</sub>	<i>x</i> <sub>3</sub>	$x_4$	<i>x</i> <sub>5</sub>
<i>Q</i> 值	0.9845	0.9729	0.9845	0.9573	1.0000

对 Q 值进行排序,得到的威胁状态的排序为  $x_5 > x_1 = x_3 > x_2 > x_4$ 

由原始数据也可以看出:x,辐射源的 PW 窄, PRI 低,符合制导雷达的特征,威胁等级为最高, x<sub>1</sub>和x,辐射源的 PW 较窄,PRI 较低,有可能处 于单目标跟踪(STT)或者边跟踪边扫描(TWS)状 态测定我机状态信息,用以引导攻击,威胁等级较 高;x<sub>2</sub>由于 PRI 较大,难以实现对我方战机参数 的精确测量,无法构成火控解算条件,但我方侦测 到其功率较大,距离我机较近,威胁等级较次,有 可能采用以精度换取探测范围的搜索状态;x<sub>4</sub>的 信号特征与远程警戒或机载预警雷达相似,实现 对我方的远程粗略探测,从而引导飞机布防,威胁 等级不高。由此可见,本文的仿真验证结果与实 际威胁等级相吻合,可以实现较好的判定辐射源 的威胁状况。

# 5 结 论

 构建的数学模型实现了对于辐射源威胁 程度的有效评估。采用基于粗糙集理论的方法, 利用原始数据特征,有效地规避了由于主观因素 产生的 arrow 不可能性定理,并减少了对于先验 信息的需求。

2)本模型可以通过计算得到辐射源威胁度 量值,定量地体现出辐射源威胁程度,根据辐射源 威胁程度的量化值进行排序,过程简单易于操作, 结果直观准确,且具有良好的实时性与可行性。

3)由于电磁环境的复杂性与实际装备的限制,可能导致侦察到的脉冲描述字存在错误,或者部分参数丢失的情况,而粗糙集本身具有一定的容错性,适宜实际威胁排序的需求。

4)本文提出的方法拓展了粗糙集的应用范围,可以在未知决策属性时实现对于对象的排序,使粗糙集理论进一步完善。仿真过程完全依照流程处理,不需人为干预,所得结果与实际的情况相符,佐证了方法的正确性。本文方法具有良好的时效性与通用性,且方法易于实现,对推进威胁等级排序的理论研究与工程实践具有借鉴意义。



## 参考文献 (References)

[1]姜宁,胡维礼,孙翱.辐射源威胁等级判定的模糊多属性方法[J]. 兵工学报,2004,25(1):56-59.

JIANG N, HU W L, SUN A. Fuzzy multiattribute method of emitter threatening grade evaluation [J]. Acta Armamentarii, 2004,25(1):56-59(in Chinese).

 [2] 黄大荣,郭安学,李云生,等.基于专家知识属性重要度的 集群目标威胁评估方法[J].兵工学报,2009,30(10): 1357-1362.

HUANG D R,GUO A X,LI Y S, et al. An object-group threat assessment method based on attribute significance of multi-field expert systems [J]. Acta Armamentarii, 2009, 30 (10): 1357-1362 (in Chinese).

- [3] 张媛,刘文彪,张立民.基于主客观综合赋权的 CGF 态势评 估建模研究[J].系统工程与电子技术,2013,35(1):85-90.
  ZHANG Y,LIU W B,ZHANG L M. Situation assessment modeling for CGF based on the subject and objective integrated weight [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35 (1):85-90(in Chinese).
- [4] CHEN J, YU G H, GAO X G. Cooperative threat assessment of multi-aircrafts based on synthetic fuzzy cognitive map [J]. Shanghai Jiao Tong University (Science), 2012, 17(2):228-232.
- [5] 潘红华,王建明,朱森,等. 目标威胁判断的模糊模式识别模型[J].兵工学报,2004,25(5):576-580.
  PAN H H,WANG J M,ZHU S, et al. A fuzzy pattern recognition model for the threat evaluation of targets[J]. Acta Armamentarii,2004,25(5):576-580(in Chinese).
- [6] XU Y J, WANG Y C, MIU X D. Multi-attribute decision making method for air target threat evaluation based on intuitionistic fuzzy sets[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2012,23(6):891-897.
- [7]陈洁钰,姚佩阳,王勃,等.基于结构熵和 IGSO-BP 算法的 动态威胁评估[J].系统工程与电子技术,2015,37(5): 1076-1083.

CHEN J Y, YAO P Y, WANG B, et al. Dynamic threat assessment based on structure entropy and IGSO-BP algorithm [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(5): 1076-1083(in Chinese).

[8] 王改革,郭立红,段红,等.基于萤火虫算法优化 BP 神经网络的目标威胁估计[J].吉林大学学报(工学报),2013,43
 (4):1064-1069.

WANG G G, GUO L H, DUAN H, et al. Target threat assessment using glowworm swarm optimization and BP neural network [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2013, 43 (4):1064-1069 (in Chinese).

[9] 郭辉,徐浩军,刘凌. 基于回归型支持向量机的空战目标威胁评估[J]. 北京航空航天大学学报,2010,36(1):123-126.
GUO H,XU H J,LIU L. Target threat assessment of air combat based on support vector machines for regression[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36 (1):123-126(in Chinese).

[10] 李姜,郭立红.基于改进支持向量机的目标威胁估计[J].
 光学精密工程,2014,22(5):1354-1362.
 LI J,GUO L H. Target threat assessment using improved SVM

[J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22 (5):1354-1362(in Chinese).

- [11] FENG Z Q,LIU C G,HUANG H. Knowledge modeling based on interval-valued fuzzy rough set and similarity inference: Prediction of welding distortion[J]. Journal of Zhejiang University-Science C (Computers & Electronics), 2014, 15(8):636-650.
- [12] WANG J, PENG J X, LIU O. Density-based rough set model for hesitant node clustering in overlapping community detection
   [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25
   (6):1089-1097.
- [13] 李俊,孟涛,张立新,等.基于粗糙集规则提取的导弹武器 质量性能评估方法研究[J]. 兵工学报,2013,34(12): 1529-1535.
  - LI J, MENG T, ZHANG L X, et al. Research on evaluation method for quality and performance of missile weapon based on rough set rule extraction [J]. Acta Armamentarii, 2013, 34 (12):1529-1535(in Chinese).
- [14] 樊冰,曾瑛,唐良瑞.基于信息熵的电力通信网脆弱性评价 方法[J].电子与信息学报,2014,36(9):2138-2144.
  FAN B,ZENG Y,TANG L R. Vulnerability assessment of power communication network based on information entropy[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36 (9): 2138-2144(in Chinese).
- [15] 王展,颜云辉,焦学勇.基于灰色理论的迷彩伪装多指标综合评价[J]. 兵工学报,2013,34(10):1250-1257.
  WANG Z, YAN Y H, JIAO X Y. Multi-index comprehensive evaluation of camouflage based on gray theory[J]. Acta Armamentarii,2013,34(10):1250-1257(in Chinese).
- [16] 索中英,程嗣怡,袁修久,等.优势决策信息系统规则获取 方法及应用[J].兵工学报,2015,36(3):539-545.
  SUO Z Y, CHENG S Y, YUAN X J, et al. Rule acquisition method and application of dominance decision-making information system[J]. Acta Armamentarii,2015,36(3):539-545(in Chinese).
- [17] 文莹,肖明清,王邑,等.基于信息熵属性约简的航空发动 机故障诊断[J].仪器仪表学报,2012,33(8):1773-1778.
  WEN Y,XIAO M Q,WANG Y, et al. Aero-engine fault diagnosis based on information entropy attribute reduction [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012,33(8):1773-1778 (in Chinese).
- [18] 张文修,仇国芳. 基于粗糙集的不确定决策[M]. 北京:清 华大学出版社,2006:26-27.
  ZHANG W X,QIU G F. Uncertain decision making based on rough sets[M]. Beijing: Tsinghua University Press,2006:26-27(in Chinese).
- [19] 王睿甲,王星,程嗣怡,等.基于脉冲样本图的机载 RWR/ ESM 辐射源威胁评估[J].电光与控制,2015,22(6):1-8.
  WANG R J, WANG X, CHENG S Y, et al. Airborne RWR/ ESM threaten assessment of radiation source based on the pulse sequence pattern [J]. Electronics Optics & Control, 2015,22 (6):1-8(in Chinese).

王红卫



1761

作者简介: 范翔字 男,硕士研究生。主要研究方向:信息与通信工程、电 子对抗理论与技术。 Tel.:029-84787835-803 E-mail: panda0077@163.com

男,博士,副教授。主要研究方向:信息与通信工程、

电子对抗理论与技术。 Tel.:029-84787835-801 E-mail:hww0818@163.com

**索中英** 女,博士,讲师。主要研究方向:系统工程、信息系统 工程与智能决策。 E-mail: 1070444988@ qq. com

# Radiator threat evaluating method based on rough set and information entropy

FAN Xiangyu<sup>1</sup>, WANG Hongwei<sup>1,2,\*</sup>, SUO Zhongying<sup>3</sup>, CHEN You<sup>1</sup>, YANG Yuanzhi<sup>1</sup>

(1. Aeronautics and Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. College of Electronic and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi' an 710072, China;

3. College of Science, Air Force Engineering University, Xi' an 710051, China)

Abstract: In order to meet the need of threat ranking arithmetic of air radar emitter in complex electronic environment, the rough set theory is introduced into radar radiator threat evaluation. A self-contained data processing model for computing threat metric values is established to realize the quantitative representation of the radiator threat degree, thus allowing evaluating the threat degree of emitter straightforward. The information entropy is applied to determine the attribute with the maximal weight instead of decision one, solving the decision-making problem when there is no prior knowledge, which can be used to extend the range of application of classical rough set. This model is based on data-boost method to acquire the radiator threat metric values directly, which is easily realized and has favorable time-efficient feature. The method reduces the demand of system for prior information and avoids the effect introduced by subjective assignments. The simulation results show that the method has good ability to accomplish target threat assessment fleetly and exactly.

Key words: rough set; information entropy; threat metric; attribute weight; data-boost

Received: 2015-10-14; Accepted: 2016-01-22; Published online: 2016-02-16 15:52 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160216.1552.001.html Foundation items: Aeronautical Science Foundation of China (20152096019,20145596025)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel. : 029-84787835-801 E-mail: hww0818@163.com



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0491

# 基于图像特征分析的物体轮廓提取

王田\*, 邹子龙, 乔美娜

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院,北京 100083)

摘 要:对物体的轮廓进行分析提取,是计算机视觉方向的基础问题之一,对其进行 研究对于复杂场景的分析理解至关重要。本文对室内场景图像进行研究,基于图像特征进行 图像分割,提取物体轮廓。在彩色场景图像全局轮廓后验边界概率(gPb)提取算法的基础上, 加入深度图像信息,对室内场景的彩色、深度(RCB-D)图像中的物体轮廓进行分析。通过多 尺度信息融合,计算得到多尺度轮廓后验概率(mPb)和谱后验概率(sPb),两后验概率加权综 合得到 gPb。而后结合超度量轮廓图与分水岭算法,对基于方向特征变化的 gPb 图像融合处 理,最终得到清晰的物体轮廓。本文所提方法在通用的 RCB-D 数据库基础上进行实验。实验 结果表明,本文所提出的方法能提取出清晰的室内物体轮廓图。

关键 词:RGB-D;尺度次信息融合;全局轮廓后验边界概率(gPb);分水岭算法;超度量轮廓

中图分类号: TP391.4

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1762-07

图像特征分析是图像处理的重要研究方向之 一。采用合适的图像特征检测方法,使其能在图 像特定区域提取出合理的相应的图像特征,并且 对光照强度、视角或尺度具有较强的鲁棒性,是图 像特征分析的难点。本文从图像特征分析入手, 研究单帧图像中物体的轮廓检测算法。

基于图像特征分析的轮廓检测方法包括图像 局部检测子方法,对某一像素周围区域量化以检 测边界信息。例如 Roberts 算子<sup>[1]</sup>、Sobel 算子<sup>[2]</sup> 和 Prewitt 算子<sup>[3]</sup>等是通过对图像的模拟色彩通 道使用局部微分滤波器作卷积。Marr 和 Hildreth 算子<sup>[4]</sup>是用高斯模板的拉普拉斯变换(Laplacian of Gaussian, LoG)做边缘分割。考虑图像在不同 尺度、不同方向滤波器下响应值的图像特征描述 子也是研究点之一,如文献[5-6]中使用正交的对 偶对称滤波器,设计基于方向的图像能量描述子。 有的研究者在检测轮廓时,考虑色彩和纹理 信息。文献[7-8]提出利用梯度算子对亮度、色彩 和纹理通道进行检测,并把它们作为逻辑回归分 类器的输入以预测边界强度。Dollar等<sup>[9]</sup>提出了 一种提升式边界学习算法,概率提升树(probabilistic boosting tree)<sup>[10]</sup>,从多种图像特征中学习合 适的边界分类器。有的研究者将图像分割成小的 目标块<sup>[11]</sup>,而后融合图像块内的亮度、色彩和纹 理等特征,使用聚类算法对局部特征进行量化。 而后将聚类中心作为图像的基元,采用核密度估 计等方式来评价最优基元以作为图像的轮廓。

传统的二维图像(或视频图像帧)由于其自 身的局限性,在轮廓提取上遇到瓶颈,而彩色-深 度(RGB-D)图像能获取图像(或视频图像帧)的 深度信息,在物体轮廓提取方面具有巨大的潜 力<sup>[12]</sup>。随着深度传感器价格的下降和计算机视

收稿日期: 2015-07-22; 录用日期: 2015-09-18; 网络出版时间: 2015-11-19 10:08

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1008.004.html

基金项目: 国家自然科学基金 (U1435220, 61503017); 中央高校基本科研业务费专项资金 (YWF-14-RSC-102)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82339358 E-mail: wangtian@ buaa. edu. cn

**引用格式:**王田, 邹子龙, 乔美娜. 基于图像特征分析的物体轮廓提取[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (8): 1762-1768. WANG T, ZOU Z L, QIAO M N. Object contour extraction based on image feature analysis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1762-1768 (in Chinese).



1763

觉技术的发展,RGB-D 深度摄像机取得了商业上 的成功,并在研究领域得到了广泛的研究,其被应 用到场景理解、三维重建、姿态识别、目标识别和 动作识别等研究课题中。价格相对低廉的深度信 息采集传感器(如 Kinect)的使用,使得可以用深 度信息处理物体轮廓提取的问题。

# 1 轮廓特征提取

在轮廓特征提取部分,本文参考了 Martin<sup>[7]</sup> 和 Arbelaez<sup>[13]</sup>等的工作。Martin 等<sup>[7]</sup>定义了边界 后验概率(Pb)函数,用于预测在任意一个图像像 素(*x*,*y*)角度为θ的边界线的后验概率。他通过 测量局部图像的亮度、颜色和纹理信息的差异来 得到 Pb 函数。而本文基于 RGB-D 图像,增加了 深度信息,得到更全面的 Pb 函数。同时,采用多 尺度的 Pb 算子,再基于此采用锐化的手段来提高 轮廓准确度。

## 1.1 检测亮度、色彩、纹理和深度的梯度信息

Pb 算子计算图像的方向性梯度信号  $G(x,y,\theta)$ 。对于图像中的某一像素点(x,y)做某 一半径的圆,区域内的像素被角度为 $\theta$ 的直径分 为两部分。对这两块半圆内的像素,做它们的强 度直方图<sup>[13]</sup>。在像素点(x, y)的梯度量为

$$\chi^{2}(g,h) = \frac{1}{2} \sum_{i} \frac{(g(i) - h(i))^{2}}{g(i) + h(i)}$$
(1)

式中:*i* 为像素点强度值,求和范围由图像像素值 的范围决定;g(*i*)和*h*(*i*)为半圆内的强度直方 图。以每一个目标像素点为中心,施加一个方向 为θ的局部二维窗口。在这个二维窗口内计算每 个像素点的响应值,代替原有灰度信息,得到在某 一像素点的不同方向的梯度值。图像轮廓是像素 点的一种表现形式,而梯度值是对像素邻域内建 模的好方法,有很强的鲁棒性。对于 RGB-D 图 像,本文提出设计 Pb 算子的方向性梯度量有 5 个 特征,分别是亮度色彩相关的 *L*、*a* 和 *b* 特征,体 现空间域特性的纹理特征和相对深度特征。

1.1.1 Lab 色彩空间

为了减小 RGB 颜色数据所受的采集设备影响,采用 Lab 色彩空间来进行计算。Lab 色彩空间与 RGB 空间的换算公式如下。

RGB 空间先变换为 XYZ 空间:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.4124 & 0.3579 & 0.1805 \\ 0.2126 & 0.7152 & 0.0722 \\ 0.0193 & 0.1192 & 0.9505 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g(R_{\rm srgb}) \\ g(G_{\rm srgb}) \\ g(B_{\rm srgb}) \end{bmatrix}$$

(2)

式中: $R_{srgb}$ 、 $G_{srgb}$ 和 $B_{srgb}$ 代表 RGB 图像 3 个通道的 值;X、Y、Z代表着 CIE XYZ 空间的值。对某一通 道的值 K, 当 K > 0. 040 45 时, 有 $g(K) = [(K + a)/(1 + a)]^{\gamma}$ , 其中 a = 0. 055,  $\gamma = 2$ . 4; 而当  $K \leq 0$ . 040 45 时, 则 g(K) = K/12. 92。

XYZ 空间再换算至 Lab 空间:

$$L^* = 116f\left(\frac{Y}{Y_n}\right) - 16$$
 (3)

$$a^* = 500 \left[ f\left(\frac{X}{X_n}\right) - f\left(\frac{Y}{Y_n}\right) \right]$$
(4)

$$b^* = 200 \left[ f\left(\frac{Y}{Y_n}\right) - f\left(\frac{Z}{Z_n}\right) \right]$$
(5)

式中: $L^*$ 、 $a^*$ 和 $b^*$ 为计算得到的 Lab 色彩空间的 值; $X_n$ 、 $Y_n$ 和 $Z_n$ 则为固定的参考值。对于某一变 量t,当 $t > \left(\frac{6}{29}\right)^3$ 时,有 $f(t) = t^{\frac{1}{3}}$ ;而 $t \le \left(\frac{6}{29}\right)^3$ 时, 有 $f(t) = \frac{1}{3} \left(\frac{29}{6}\right)^2 t + \frac{16}{116}$ 。图 1 为 RGB 图像转换 为 Lab 色彩空间的示例图。



经过1.1.1节转换算法得到的 Lab色彩空间图

图 1 RGB 图像转换为 Lab 色彩空间示例 Fig. 1 Example of RGB image changed to Lab color space

1.1.2 纹理特征和深度特征

提取图像的纹理基元特征。先把图像转化为 灰度图像,并使用 8 个方向的 Gabor 小波和 DOG 特征子提取出不同方向的纹理信息,总共有17 个 高斯滤波结果,图 2 为滤波器的示例图。

使用这 17 种高斯滤波后,每个像素点得到 一个 17 维响应矩阵。对这些矩阵使用 K-means



图 2 滤波器示例图 Fig. 2 Example of filter maps



2016 年

(K<sub>m</sub> = 32)算法聚类。聚类的中心定义为纹理基 元,每个像素点得到值为[1,32]的纹理标示。计 算结果为一幅每个像素点都有[1,K]范围内的一 个整数值的图像,这个值即是由 K-means 聚类算 法得到的基元标示。得到的纹理特征矩阵 T 如 图 3 所示。



RGB图

经过1.1.2节算法得到的纹理图

图 3 RGB 图像得到的纹理特征 Fig. 3 Texture feature of RGB image

由 RGB-D 数据得到的深度信息矩阵为每个 像素点相对摄像头的深度值,设定最低深度为零 海平面,从而得到整张图像的相对深度信息,如 图 4所示。根据深度信息可由梯度计算公式计算 深度特征的梯度矩阵。

深度梯度表现图像相对于摄像头深度值的不 连续性。通过深度信息,能方便地分辨出处于图 像中不同景深的物体。当背景颜色与物体颜色相 近时,深度梯度能弥补 RCB 数据的不足。



图 4 深度图 Fig. 4 Depth image

### 1.2 多尺度信息融合

本节介绍一种基于 Pb 算子的多尺度信息融合。为了更好检测轮廓,定义了 3 种计算梯度量的圆半径。对每种特征都有 3 种尺度 [ $\sigma/2,\sigma$ ,  $2\sigma$ ]。对于不同的特征可以采用不同的尺度值。将这些处理后的梯度量叠加得到多尺度的方向性信息,如式(6)所示:

mPb( $x, y, \theta$ ) =  $\sum_{s} \sum_{i} \alpha_{i,s} G_{i,\sigma(i,s)}(x, y, \theta)$  (6) 式中:s 代表 3 种不同尺度;i 代表 5 种特征(亮度 L, 色彩 a, 色彩 b, 纹理 T 和深度 D); $\theta$  在[ $0,\pi$ ] 内等间隔若干方向; $G_{i,\sigma(i,s)}(x, y, \theta)$ 即1.1 节所提 到的在任一像素点(x, y)的一定半径的圆,区域 内的像素被角度为θ的直径分为两部分,对这两 块半圆内的像素,计算梯度值;变量α<sub>i,s</sub>衡量的是 每一种梯度量的贡献度。多尺度信息融合结果如 图5所示,图5(a)为多尺度信息融合输入的信 息,图5(b)为单项信息得到的输出,mPb算法结 果如图6所示。将mPb在多个方向上的最大响















(a) 多尺度信息融合输入 (b) 经过1.2节算法单项信息得到的输出

图 5 多尺度信息融合结果 Fig. 5 Results from multi-scale cues fusion



RGB图和深度图

图 6 mPb 算法结果 Fig. 6 Results obtained by mPb algorithm

应值作为每个像素点的边界强度衡量参数:  
$$mPb(x,y) = \max_{\theta} \{mPb(x,y,\theta)\}$$
 (7)

## 1.3 锐 化

由于 1.2 节多尺度信息融合 mPb 的结果对 图像细节边缘部分模糊,因此需要采取锐化措施, 通过基于谱后验概率(sPb)的计算结果,弥补边 缘的信息损失。图像锐化(image sharpening)的 本质是增强图像原有轮廓的边缘部分,弥补图像 的边缘缺失及在边缘处发生跳变的部分,从而使 图像更加清晰。本文使用两个像素点间最大的 mPb 值,构建一个对称的稀疏关系矩阵 W,作为 谱聚类的输入,从而完成图像锐化操作。

以像素点 *i* 为圆心、固定的 *r* 值为半径得到 圆域,圆域内任意点 *i* 与 *j* 的关系矩阵:

 $W_{ij} = \exp(-\max_{p \in ij} \{mPb(p)\}/\rho)$  (8) 式中:p 为像素点 *i* 与 *j* 的连线上任意一点,半径 为 *r*; 常数  $\rho$  为放大系数。定义  $D_{ii} = \sum_{j} W_{ij}$ ,把 像素点 *i* 为圆心、r 为半径的圆内的所有其他像素 *j* 与之的关系矩阵求和。得到该点像素点基于全 局的关系矩阵。求解 $(D - W) v = \lambda D v$ ,得到一组 特征向量 $\{v_0, v_1, \dots, v_n\}$ 。这组特征矩阵代表了 该像素点基于全局的相关性矩阵。

该方法与直接采用 mPb 相比,可以避免区域 过平滑化,防止物体因背景不同而被截断。将每个 特征矩阵作不同方向上的 Gabor 滤波,得到基于方 向性的特征矩阵{ $\nabla_{\theta} v_k(x,y)$ },即各个方向上都存 在特定方向上的保留特征,综合起来相当于保留了 整张图像的特征,从而避免过平滑问题。之后利用 谱分解得到对尖锐边缘敏感的 sPb 特征:

$$sPb(x,y,\theta) = \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{k}}} \times \nabla_{\theta} \boldsymbol{v}_{k}(x,y)$$
(9)

式中:λ 为特征矩阵的特征值。sPb的结果如 图 7所示。

mPb 信息和 sPb 信息代表着图像的不同特性,前者集中于整体大型边界,后者集中于尖锐的轮廓。把这两种信息以一定的权重进行线性叠



Fig. 7 Image of max { sPb( $x, y, \theta$ ) }

加,能够综合两种信息的优点,可以得到高效的全 局轮廓后验边界概率(gPb):

化航学报

$$Pb(x, y, \theta) = \sum_{s} \sum_{i} \beta_{i,s} G_{i,\sigma(i,s)}(x, y, \theta) + \gamma \times sPb(x, y, \theta)$$
(10)

从而可以得到较好的轮廓清晰度。gPb的结 果如图 8 所示,由本节算法得到。



图 8 gPb 结果 Fig. 8 Image of gPb

由实验结果可以看出,多尺度信息 mPb 与图 像锐化后的 sPb 的结合,能得到比较清晰的图像 边缘和较好的物体轮廓。但 gPb 中的图像轮廓并 不是完全闭合的。实际结果中存在能描述出物体 轮廓,但是无法形成闭合的轮廓曲线。而闭合的 轮廓曲线,才是物体分割所真正需要的部分。下 节将讨论利用分水岭算法等方法获取闭合的轮廓 曲线。

# 2 图像分割

由第1节结果可以看出,利用 gPb 方法得到 轮廓通常是不闭合的,从而无法把图像分成不同 区域。本节讨论在第1节 gPb 未闭合的轮廓基础 上,使用分水岭算法等来恢复闭合轮廓,同时还能 保证在第1节中的边界质量。

## 2.1 方向性的分水岭算法

在第1节中,从不同的角度出发对图像特征进 行计算和融合,那么不同角度下得到的分水岭也是 不一样的,所以使用不同角度下的数据进行选择提 取。令函数  $E(x,y,\theta)$ 代表图像中的某一边界在像 素点(x,y)方向 $\theta$ 上为真实边界的概率。计算  $E(x,y) = \max_{\theta} E(x,y,\theta)$ ,得到所有方向上轮廓计 算子的最大响应值。将E(x,y)的局部最小值作为 同类片段的初始种子点,并使用分水岭算法计算 E(x,y)定义的局部最小值的影响区域。而局部最 $小值的集水盆<math>\mathcal{P}_{0}$ ,提供最细分割的区域;相应的分 水岭片段 $\mathcal{L}_{0}$  作为可能的边界位置。

基础的分水岭算法<sup>[14]</sup>有一定缺陷,简单地通 过像素点的 *E*(*x*,*y*)平均值评价每一段片段容易

<u>化航学报</u> 赠 阅

2016 年

造成虚假边界。为了修正这个问题,方向性分水 岭算法保证边界片段的强度与片段 $\mathcal{K}_0$ 上的概率  $E(x,y,\theta)$ 信号的一致性。通过把分水岭弧用直 线近似代替,从几何学的角度检测某一片段上的 每个像素的方向性。递归地细分每段弧,直到直 线段连上了它的终点。通过这种近似的评价方 法,得到弧上一点离直线段的最大距离,作为直线 段长度的一段。由此得到了尺度不变形的细分弧 段。对细分弧段上每一个像素点(x,y)分配一个 对应直线段的方向 $o(x,y) \in (0,\pi)$ 。而后,使用 基于方向性的轮廓检测子输出结果 $E(x,y,\theta)$ ,分 配给弧上每一个像素点(x,y)一个边界强度E(x, y, o(x, y))。最后,根据像素点的平均边界强度 对每一段上 $\mathcal{K}_0$ 的原始分水岭片段赋予权重。

### 2.2 超度量轮廓图

利用分水岭算法得到的图像轮廓并不具有确 定性,采用超度量的轮廓图(ultrametric contour maps)<sup>[15]</sup>提升轮廓检测的结果,其基本思想将轮 廓层次化。底层次的层级能针对较弱强度的边界 进行处理,但同时也会造成过分割的图像结果;而 上层的层级更针对强边界,但同时会导致分割缺 失。所以需要在底层和上层层级系统中寻找平衡 点,即把图像理解成一个多种尺度空间下的分割 结果的集合,再从中选择合理的轮廓。采取的方 法是,定义一个使用原始图像的色彩信息的距离、 对比区域间的对比度。将色彩图像转移至 Lab 色 彩空间,由毕达哥拉斯公式评价两种颜色的距离。 两种颜色 k = (L, a, b)和 k' = (L', a', b')之间的 距离定义为

$$d^{*}(k,k') = \sqrt{(L-L')^{2} + \xi(a-a')^{2} + \xi(b-b')^{2}}$$
(11)

通过 Lab 空间的颜色表达,灰度图像相对的 参数  $\xi = 0$ ,而一般情况下的 Lab 空间  $\xi = 1$ 。为了 提高边界检测的准确性,利用局部比较函数,来对 某一点进行评估:

 $\gamma(u,x) = \sup \left\{ d^* \left( u(y), u(y') \right) \mid \forall y, y' \in B_r(x) \right\}$ (12)

式中:B<sub>r</sub>(x)表示一个以 x 为球心的、r 为半径的 欧式空间内的球。计算共有轮廓的平均局部 对比:

$$r_{c}(R_{i},R_{j}) = \frac{\sum_{c} (\partial_{ij})}{L(\partial_{ij})}$$
(13)

式中: $L(\partial)$ 代表轮廓 $\partial$ 的长度;  $\sum_{c} (\partial)$ 可以通过式(14)计算:

$$\sum_{c} (\partial) = \int_{\partial} \tau(u, x(s)) ds$$
(14)

相互关联的超度量轮廓图能保留原始边界的 位置。而后利用区域融合贪婪算法对 RGB-D 图 像的 gPb 输出结果进行处理,得到超度量轮廓图, 如图 9 所示。



# 3 实验过程与结果

本文所提的实验算法实现步骤如算法 1 所示。根据本文中所叙述的方法,对 NYU Depth Dataset V2 数据库中的 RGB-D 室内图像进行处理,得到的结果如图 10 所示。

实验算法实现步骤如下。

**算法1** 基于图像特征分析的物体轮廓提取。输入量:室内 RGB-D 图像。

1)数据预处理,把 RGB 数据换算至 LAB 空间,从图像中提取出纹理特征,深度数据换算至相 对深度。

2) 对预处理后的 5 组数据(亮度 L、色彩 a、
 色彩 b、纹理 T 和深度 D)作梯度量运算。

3)使用 mPb 算子对 5 组梯度量运算,得到多 尺度下多方向的信息融合 mPb 结果。

4) 使用 sPb 算子对 5 组梯度量运算,得到不同梯度方向下的 sPb 结果。

5)综合 mPb 和 sPb 算子结果,得到不同梯度 方向下的 gPb 结果。

6) 基于超度量距离对 gPb 结果采用分水岭 算法,得到闭合的超度量轮廓图,即物体实际 轮廓。

本实验结果与使用其他物体轮廓提取算法结 果对比,如图 11 所示。图中可以看出 Sobel 无法 提取出有效边界,Laplace 算子能提取出大部分边 界,但是无法形成有效闭合轮廓。因为引入了深 度数据,相比图 11(b)中的参考文献实验,在颜色 相近的不同深度物体间边缘处理有一定改进,例 如在此幅图像的右半部分的橱柜和餐具的轮廓显 得更加清晰。 王田,等:基于图像特征分析的物体轮廓提取







- 4 结 论
  - 1) 本文对室内彩色、深度(RGB-D)图像的颜

色与深度特征进行分析,利用全局轮廓后验边界 概率方法结合超度量图算法提取物体轮廓。

2) 实验结果表明,全局轮廓后验边界概率方 法对室内 RGB-D 图像数据有较好的准确性,能提 取出大致的物体轮廓,融合深度数据能加强实验 结果。

3)基于方向性的分水岭算法和超度量距离 改进后,能成功融合区域,得到超度量轮廓图,即 完整的物体轮廓。

4)在后续的研究中,将尝试更多的数据库来 验证此算法的有效性,探索有效利用深度信息的 方法,并探讨与实测物体尺寸进行比较以客观评 价算法分割精度的方法。

**致谢**感谢王欢女士在本文准备过程中的协助工作。

### 参考文献 (References)

- ROBERTS L G. Machine perception of three-dimensional solids
   [J]. Optical and Electro-optical Information Processing, 1963, 20:31-39.
- [2] DUDA R O, HART P E. Pattern classification and scene analysis
   [M]. New York: Wiley-Interscience Publication, 1973:10-12.
- [3] PREWITT J. Object enhancement and extraction [J]. Picture Processing and Psychopictorics, 1970, 10(1):15-19.
- [4] MARR D, HILDRETH E. Theory of edge detection [J]. Royal Society of London Proceedings, 1980, 207 (1167):187-217.
- [5] PERONA P, MALIK J. Detecting and localizing edges composed of steps, peaks and roofs [C] // Proceedings 3rd IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV 1990). Piscataway, NJ: IEEE Press, 1990:52-57.
- [6] MORRONE M C, OWENS R A. Feature detection from local energy[J]. Pattern Recognition Letters, 2014, 6(5): 303-313.
- [7] MARTIN D R, FOWLKES C C, MALIK J. Learning to detect natural image boundaries using local brightness, color, and texture cues[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2004, 26(5):530-549.
- [8] GUPTA S, ARBELÁEZ P, MALIK J. Perceptual organization and recognition of indoor scenes from RGB-D images [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR 2013). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:564-571.
- [9] DOLLAR P, TU Z, BELONGIE S. Supervised learning of edges and object boundaries [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR 2006). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006:1964-1971.
- [10] TU Z W. Probabilistic boosting-tree: Learning discriminative models for classification, recognition, and clustering [C] // Proceedings 10 th IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV 2005). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005: 1589-1596.



2016 年

- [11] FELZENSZWALB P F, HUTTENLOCHER D P. Efficient graph-based image segmentation [J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 59(2):167-181.
- [12] SILBERMAN N, HOIEM D, KOHLI P, et al. Indoor segmentation and support inference from RGBD images [C] // Proceedings of the 12th European Conference on Computer Vision (ECCV 2012). Heidelberg: Springer-Verlag, 2012, Part 5: 746-760.
- [13] ARBELAEZ P, MAIRE M, FOWLKES C, et al. Contour detection and hierarchical image segmentation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence, 2011, 33 (5):898-916.
- [14] NAJMAN L, SCHMITT M. Geodesic saliency of watershed con-

tours and hierarchical segmentation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence, 1996, 18 (12): 1163-1173.

[15] AEBELAEZ P. Boundary extraction in natural images using ultrametric contour maps [C] // Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshop. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006:182-189.

### 作者简介:

**王田** 男,博士,讲师。主要研究方向为:计算机视觉与模式 识别。

Tel. : 010-82339358

E-mail: wangtian@ buaa. edu. cn

# Object contour extraction based on image feature analysis

### WANG Tian\*, ZOU Zilong, QIAO Meina

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Contour analysis and extraction is the fundamental problem in computer vision, and the research about it plays an important part in complex scene analysis and comprehension. In this paper, an algorithm for analyzing indoor scene images is studied. Based on the image features extracted from the images, the objects in the indoor scenes are segmented, and further the contours of the objects are extracted. Based on the globalized posterior probability of a boundary (gPb) method for the contour extraction on the RGB image, we introduce the depth information to enhance the performance of contour extraction on RGB-D data of indoor scenes. By combining multi-scale cues, the multi-scale posterior probability (mPb) and spectral posterior probability (sPb) are obtained. The mPb and sPb results are summed and weighted to get the gPb information. Then, the gPb information is processed by ultrametric contour and watershed algorithm, and the contours of the indoor scene objects are gained. The experiments presented in this paper are run on the general RGB-D dataset. The experimental results show that our method can extract the distinct contours of indoor objects.

Key words: RGB-D; multi-scale cues fusion; globalized posterior probability of a boundary (gPb); watershed algorithm; ultrametric contour

Received: 2015-07-22; Accepted: 2015-09-18; Published online: 2015-11-19 10:08

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1008.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (U1435220, 61503017); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (YWF-14-RSC-102)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82339358 E-mail: wangtian@ buaa. edu. cn



http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2015.0492

# 基于线性调频波的有源对消隐身仿真及分析



边晓臣,黄沛霖,姬金祖\*

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院,北京100083)

摘 要:有源对消隐身技术由于其适用性广、灵活主动及不破坏目标外形等特点而 受到重视。针对其技术要求中的快速反应、延时较短的特点,提出了一种基于线性调频 (LFM)波的对消系统方案。该方案对入射波采样后进行相位和频率的调制,然后直接转发, 使其匹配滤波输出与原入射波的回波输出进行对消;探讨了有源对消技术的电磁学原理并以 理想导电无限长圆柱为散射源,对平面波与柱面波的对消效果进行了仿真验证,得出不同视 角、平面波与柱面波的夹角都会对对消效果产生影响的结论,且在两列波夹角为0°时达到最 佳;推导了进行相位与频率调制的对消后信号输出公式,并利用 MATLAB 对其进行了仿真验 证,结果表明,对消后输出信号峰值由时延脉宽之比决定,带宽对输出信号主峰的宽窄程度有 直接影响。

关 键 词:有源对消;隐身;信号处理;匹配滤波;线性调频(LFM)波 中图分类号: V218

文献标识码:A

文章编号: 1001-5965(2016)08-1769-08

隐身技术对于提高飞行器生存力和突防纵 深打击能力十分重要,按是否需要消耗能量来 区分,其可分为无源和有源两类<sup>[1]</sup>。随着现代 信息化战争对隐身武器的需求,在传统无源隐 身技术的基础上,有必要研究新的隐身机理,其 中有源对消即是热点之一<sup>[1-2]</sup>。有源隐身,是指 用己方辐射源对敌方辐射源的来波信号进行欺 骗、干扰,以主动改变目标的雷达散射分布特性 或雷达等效方向性函数,使敌方雷达难以判断、 定位、跟踪目标的技术。本文主要研究对消式 雷达有源隐身技术。

由于军事敏感性,关于有源对消研究的可见 文献较少。其中文献[3],其从原理上分析对消波 的频率、幅度与相位的要求,并定量地给出了频率、 初相位与幅度误差对对消效果的影响;文献[4]阐 述了有源隐身的电磁学基础,并计算了相干对消

的波瓣特性、功率指标及对消波的幅相取值条件; 文献[5]采用数理统计的方法计算了有源隐身目 标散射场和对消场差值的均值和均方差,在方位 角上分别在均匀和随机规律情况下,对对消效果 进行了统计分析;文献[6]阐述了有源隐身技术 的分类及其实现途径,并创造性地提出了相控阵 法实现对消式有源隐身的技术方案,并提出了对 消度这一衡量对消效果的参数;文献[7]基于目 标的雷达散射截面(RCS)特性,具体分析了满足 有源对消隐身条件下的幅值和相位误差对隐身效 果的影响,并对关键技术进行了讨论;文献[8]提 出了一种基于雷达相控阵技术,结合数字射频存 储器和现场可编程门阵列的转发式有源对消隐身 系统方案,并基于信号的群延迟特性,提出了一种 针对线性调频和非线性调频信号的对消系统;文 献[9]提出了一种新的回波对消算法,即将线性

**引用格式**:边晓臣,黄沛霖,姬金祖. 基于线性调频波的有源对消隐身仿真及分析[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(8):1769-1776. BIAN X C, HUANG P L, JI J Z. Simulation and analysis of active cancellation stealth based on LFM wave [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (8): 1769- 1776 (in Chinese).

收稿日期: 2015-07-22; 录用日期: 2015-10-23; 网络出版时间: 2015-11-19 10:12

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1012.005.html

基金项目:国家自然科学基金青年基金 (51307004)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82317503 E-mail: jijinzu@ buaa. edu. cn
调频(LFM)信号与其自身延迟信号相乘,获得 延迟与频率之间的线性关系并对其进行移频然 后进行幅度和相位调制,实现与目标回波对消 的作用;文献[10]以信号的间歇采样转发为切 入点,从干扰信号经匹配滤波后的输出信号角 度,提出了一种通过转发时延、频率、功率等参 数的调制来实现干扰信号与目标信号的反相对 消;文献[11]则更具体地细化了相关技术细节, 并指出了参数的不同调制对对消效果的影响。 上述文献或是仅从理论上阐述了技术途径,或 是提出的方案均需要预先建立目标的全向散射 特性数据库,而后根据对消装置探测到的对方 雷达信号后调取相应信号下目标的散射特性信 号数据,而后调制产生对应的对消信号发射对 消波与目标的散射回波相对消,而目标的散射 特性是极其复杂的函数,由此会产生一系列的 累计误差以及调取庞大的数据库会存在更大的 时延问题,从而导致结果可信度降低且工程实 验难度较大。

本文在前人研究的基础上,以平面波与柱面 波的相干对消效果为前提,提出了一种基于 LFM 波的转发干扰式有源对消系统,该系统由对消装 置探测到对方雷达信号后经过一系列的调制产生 对消波,与对方的来波信号直接相对消,避免了建 立目标全向散射特性数据库以及系统提取数据库 数据的时延等累计误差,时延更少、误差更小,步 骤简单易实现,具有较高可信度与可实现度,为工 程实现提供了参考。

#### 1 有源对消的电磁学原理

雷达散射截面是目标散射特征的重要参数, 其表达式为

 $\sigma = 4\pi \lim_{R \to \infty} R^2 \frac{|\mathbf{E}^s|^2}{|\mathbf{E}^i|^2}$ (1)

式中:E<sup>\*</sup> 和 E<sup>i</sup> 分别为反射到雷达的反射电场矢 量和入射电场矢量;R 为探测雷达与目标之间的 距离。因此,通过有源手段使得目标回波被抵消 减弱,从而降低目标的雷达散射截面,实现隐身目 的,即为有源对消隐身。

本文所提出的对消系统,采用对来波采样 并转发,通过合理的间歇采样干扰参数选择,可 以使产生的低阶假目标相位与真实目标相反、 幅值相近、时域重叠,从而使其在对方雷达天线 端的匹配滤波输出与原入射波回波的匹配输出 进行相干抵消,降低目标的可检测性。其流程 图如图1所示。



北航学报



### 2 平面波与柱面波的相干抵消效果

由于对消系统接收到对方探测信号后发出的 对消信号是以球面波或柱面波的形式发出,而对 方来波信号一般是平面波的形式,因此需要先验 证柱面波与平面波的对消效果。另一方面,对方 来波的方向是随机的,与系统所发射的对消波的 传播方向可能不在一条直线上,从而有不同的夹 角,因而要验证平面波与柱面波在不同夹角情况 下的对消效果,以确定在不同角域内的不同对消 效果,以便于做下一步的研究。下文将以柱面波 为例,进行验证。

如图 2 所示,设无限长理想导电圆柱半径为 a,其轴线沿 z 轴放置,设入射波为波长为 λ 的平 面波,其表达式为

$$E_z^i = e_z e^{-jkx}$$
 (2)  
则其远区散射场<sup>[12]</sup>为

$$\boldsymbol{E}_{z}^{s} = -\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\rho}}{\sqrt{\rho}}\sqrt{\frac{2\mathrm{j}}{k\pi}}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{\mathrm{J}_{m}\left(ka\right)}{\mathrm{H}_{m}^{\left(2\right)}\left(ka\right)}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}m\varphi}$$
(3)

式中:k 为真空中的波数; $\rho$  为观察点到圆柱中心的 距离; $J_m(ka)$ 为第一类 m 阶贝塞尔函数; $H_m^{(2)}(ka)$ 为第二类 m 阶 Hankel 函数; $\varphi$  为散射点(观察点) 的相位。

对消波为柱面波,其相当于强度为 $I_z(\rho')$ 的 无限长线电流,位于 $(\rho', \varphi')$ 处,流向为z方向,则 其散射场可以表示为

$$\boldsymbol{E}_{z}^{*} = \frac{\omega p I}{4} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\mathbf{J}_{m}(ka)}{\mathbf{H}_{m}^{(2)}(ka)} \mathbf{H}_{m}^{(2)}(k\rho') \mathbf{H}_{m}^{(2)}(k\rho) e^{jm(\varphi-\varphi')}$$



图 2 理想导电圆柱对平面波、柱面波的散射 Fig. 2 Scatter of plane wave and cylindrical wave by ideal conducting cylinder



1771

式中: ω 为角频率; p 为真空中磁导率; l 为线电流 的电流强度。

当 $\rho'=10\lambda$ ,  $a = \lambda$ 时, 分别研究当对消柱面波 与平面波的夹角为 0°、30°、45°、60°、75°、90°时的 对消效果, 其仿真结果如图 3 所示。

分析以上仿真结果可知,柱面波的散射场随

着参数  $\varphi'$ 的变化而左右移动。在  $\varphi' = 180°$ 附近 时,目标后向(即  $\varphi = 180°$ 附近)合成场减弱区域 明显增大;在  $\varphi' = 180°$ 亦即对消波与入射波夹角 为 0°时,柱面波的散射场形状与入射平面波的散 射场基本一致,目标全向合成场均减弱,未有增 强,对消效果较为明显,从而视为最佳对消。





Fig. 3 Cancellation effect at different angles between plane wave and cylindrical wave

由此可得结论,柱面波与平面波在满足一定 条件下,是可以进行相干抵消的,从而为以下的有 源对消系统提供了理论上的支持。

## 3 LFM 信号的群延迟及对消波匹 配滤波输出分析

#### 3.1 接收信号及其匹配滤波器的群延迟特性

设接收信号为 x(t),则其匹配滤波器的冲击 响应为<sup>[13-16]</sup>

 $h(t) = K \cdot x^{*}(t_{0} - t)$  (5) 式中:K 为常数;t 为时间。则由此得信号的匹配 滤波器频率响应为

 $H(f) = K \cdot X^{*}(f) e^{-j2\pi f t_{0}}$ (6)

式中:X(f)为信号 x(t) 经匹配滤波器的傅里叶 变换。

综上可得其相频特性函数为

 $\arctan(H(f)) = -\arctan(X(f)) - 2\pi f_0$ 式中:  $\arctan(H(f))$ 为相位谱。
(7)

由此得到匹配滤波器的群延迟为

$$\tau_{\rm M}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\operatorname{darctan}(H(f))}{\mathrm{d}f}$$
(8)

$$\tau_{\rm M}(f) = t_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{\operatorname{darctan}(X(f))}{\mathrm{d}f}$$
(9)

相应的,信号x(t)的群延迟为

$$\tau_{x}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{\operatorname{darctan}(X(f))}{\mathrm{d}f}$$
(10)

以上分析可知,匹配滤波器的群延迟特性正 好和接收信号相反,则如果改变输入信号的群延 迟特性的同时保持滤波器不变,将会使得信号经 匹配滤波后的输出峰值点前移或滞后。

#### 3.2 接 LFM 信号的频率调制特性

假设 LFM 信号为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi\mu t^2} \tag{11}$$

式中: $\tau$ 为信号的脉宽; $\mu$ 为调频斜率且 $\mu = B/\tau$ , B 为信号带宽,当  $BT \gg 1$ 时,信号的频谱为

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{B}} e^{-j\frac{f^2}{\mu} + j\frac{\pi}{4}} \qquad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2}$$
(12)

由式(12)和式(6)可得到信号 *s*(*t*)的匹配滤 波频率响应为

$$H(f) = K \frac{1}{\sqrt{B}} e^{-j\frac{f^2}{\pi_{\mu}} + j\frac{\pi}{4} - 2\pi f t_0} \qquad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2}$$
(13)

在进行频率调制时,若在原信号基础上进行 f<sub>1</sub>>0的频率调制,则可得到干扰的频谱为

$$U(f) = \frac{1}{\sqrt{\mu}} e^{-j\pi \frac{(f-f_{\rm J})^2}{\mu} + j\frac{\pi}{4}} \qquad f_{\rm J} - \frac{B}{2} < f < f_{\rm J} + \frac{B}{2} \quad (14)$$

由以上分析可知,式(13)和式(14)在整个频 率范围内的图形如图4所示。



图 4 匹配滤波器频谱与对消波频谱的关系 Fig. 4 Relationship between spectrum of matched filter and spectrum of cancellation wave

由图 4 可知,在(-B/2, -B/2 +  $f_1$ )区间内, 只有原信号 s(t)的输出;在(-B/2 +  $f_1$ , B/2)内 有原信号及干扰信号的输出;在(B/2, B/2 +  $f_1$ ) 区间内,只有干扰信号的输出。

#### 3.3 对消波的匹配滤波输出分析。

以 LFM 信号为例,设入射波信号为

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{(j2\pi f_0 t + j\pi \mu t^2)}$$
(15)

式中: $f_0$ 为中心频率,其余各量与 3.2 节中定义相同。设对消系统的总延时为  $\Delta \tau$ ,并且对入射波信号分别进行  $\Delta \varphi \int_m$ 的相位和频率的调制,则转发 对消波信号为

$$x_{c}(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \operatorname{rect}\left(\frac{t - \Delta \tau}{\tau}\right) e^{\left[j2\pi(f_{0} + f_{m})(t - \Delta \tau) + j\pi\mu(t - \Delta \tau)^{2} + j\Delta\varphi\right]}$$

(16)

人射信号与对消信号经目标反射后共同进入 接收机的匹配滤波器,可表示成接收信号的形式为  $x_{in}(t) = x(t) + x_{e}(t)$  (17)

则经匹配滤波后的输出信号为

$$x_{\text{out}}(t) = h(t) * x_{\text{in}}(t) = h(t) * (x(t) + x_{\text{c}}(t)) =$$

$$\int_{-\infty} h(\varepsilon) \left( x(t-\varepsilon) + x_{c}(t-\varepsilon) \right) d\varepsilon \qquad (18)$$

式中:h(t)为接收机匹配滤波器的冲击响应且  $h(t) = x^*(-t) =$ 

$$\frac{1}{\sqrt{\tau}}\operatorname{rect}\left(\frac{-t}{\tau}\right)\exp\left(j2\pi f_0t-j\pi\mu t^2\right)$$

综合以上信息,对式(18)进行积分可得最终 匹配滤波输出信号 x<sub>out</sub>(t)的表达式为

1773

$$\begin{cases} h(t) * x(t) = \left(1 - \frac{|t|}{\tau}\right) \exp(j2\pi f_0 t) \cdot \\ \operatorname{sinc} \left[\pi\mu t(|t| - \tau)\right] & -\tau < t \le -\tau + \Delta \tau \\ h(t) * (x(t) + x_c(t)) = \left(1 - \frac{|t|}{\tau}\right) \cdot \\ \exp(j2\pi f_0 t) \operatorname{sinc} \left[\pi\mu t(|t| - \tau)\right] + \\ \left(1 - \frac{|t - \Delta \tau|}{\tau}\right) \exp[j2\pi f_0 (t - \Delta \tau) + \\ j\Delta \varphi + j\pi f_m (t - \Delta \tau)\right] \cdot \\ \operatorname{sinc} \left[\pi(\mu (\Delta \tau - t) - f_m) (\tau - |t - \Delta \tau|)\right] \\ -\tau + \Delta \tau < t \le \tau \\ h(t) * x_c(t) = \left(1 - \frac{|t - \Delta \tau|}{\tau}\right) \cdot \\ \exp(j2\pi f_0 (t - \Delta \tau) + j\Delta \varphi + j\pi f_m (t - \Delta \tau)) \cdot \\ \operatorname{sinc} \left\{\pi[\mu (\Delta \tau - t) - f_m] (\tau - |t - \Delta \tau|)\right\} \\ \tau < t \le \tau + \Delta \tau \end{cases}$$

$$(19)$$

式(19)表明,经调频、调相后的匹配滤波输出分为3段:第1段为( $-\tau,\Delta\tau - \tau$ ],只有入射波信号 x(t)产生输出;第2段为( $\Delta\tau - \tau, \tau$ ]入射波与对 消波均产生输出;第3段为( $\tau,\Delta\tau + \tau$ ],只有对消 波产生输出。各段输出包络均为 sinc 函数。此 结果与 3.2 节所分析的结果一致,印证了分析的 正确性。

由于对消装置时延  $\Delta \tau$  相对于  $\tau$  很小,因此 第 1 段和第 3 段的峰值均较小;第 2 段分为入射 波和对消波两部分的匹配滤波输出之和,前者在 t = 0时取峰值 1,后者在因子  $\mu(\Delta \tau - t) - f_m = 0$  亦 即  $t = \Delta \tau - f_m / \mu$  时取得峰值  $1 - f_m / (\mu \tau)$ ,此时两 者相位差为  $\Delta \phi = j\Delta \varphi + j\pi f_m (t - \Delta \tau) - j2\pi f_0 \Delta \tau$ 。 由对消方案知须使得两者的峰值出现在同一时刻 且相位相反,则可得

$$\begin{cases} t = \Delta \tau - f_{m}/\mu = 0\\ \Delta \phi = j[\Delta \varphi + \pi f_{m}(t - \Delta \tau) - 2\pi f_{0}\Delta \tau] = \\ j(2n + 1)\pi\\ \exists \Psi : n \ \Im \bigotimes , \Re \ge \Im \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_{m} = \mu \Delta \tau \\ \Delta \varphi = (2n + 1 + f_{m} \Delta \tau + 2f_{0} \Delta \tau) \pi \end{cases}$$
(21)

20)

由此可知,通过控制参数  $f_m \ \Delta \varphi$  达到式(21)的要求,可使入射波的回波输出与对消波的回波 输出峰值出现在同一时刻、相位相差(2n+1) $\pi$ , 从而使得对消后信号的输出峰值为

$$|x(t)|_{\max} - |x_{c}(t)|_{\max} = 1 - \left(1 - \frac{|\Delta \tau - f_{m}/\mu - \Delta \tau|}{\tau}\right) = \frac{\Delta \tau}{\tau}$$
  
但是此时需要事先知晓或是探测出对方雷达

信号的 f<sub>0</sub>、µ 等参数,以及对自身对消装置系统的时延的控制。

### 4 仿真验证

设入射波信号参数为:  $f_0 = 1.2$  GHz、B = 5 MHz、 $\tau = 20$  μs,利用 MATLAB 进行仿真编程可 直观呈现上述分析的仿真结果。由 3.3 节的分析 可知,对消后输出信号的峰值由  $\Delta \tau / \tau$  的值决定, 图 5 给出了 B = 5 MHz、无对消信号以及  $\Delta \tau$  分别 为 1、5、10 μs 时对消后信号输出情况(由于不同 目标的散射特性不尽相同,从具有统一性和便于 理解、直观地表现出对消前后信号的变化程度的 角度来说,此处用归一化幅值)。





分析以上仿真结果可知,对消后输出波的峰 值与 Δτ/τ 比值呈正相关,即当控制时延在很小 的数量级时,对消效果则更加明显。

另外,带宽对对消效果亦有一定的影响。可 令带宽 B = 1 MHz,其余参数不变,进行仿真结果 如图6所示。

对比图 5 与图 6 可知,带宽 B 对对消后信号的峰值没有影响,其影响信号主峰的宽窄,带宽越大,主峰越窄,从探测的角度来讲,越有利于飞行器的隐身。



### 5 结 论

 本文提出的基于 LFM 波的有源对消隐身 技术方案,适用的平台为大中型飞行器,这样使得 对消波的波形更加接近于平面波的形式,否则会 出现误差较大的情况。

2)验证了以无限长理想导电圆柱为散射源的情况下,平面波与柱面波的对消效果;不同观察视角、对消波与入射波的夹角都会对对消后散射场的幅值产生较大影响;在对消波与入射波夹角为0°时,每一观察视角处都有隐身效果,没有出现信号增强的情况。

3)分析并仿真了所提对消系统的对消效果。 进行调频、调相后的对消波与入射波的对消很大 程度上取决于时延的大小,且对消后信号输出的 峰值与 Δτ/τ 有直接的关系;带宽对于信号主峰 的宽窄有直接的影响,带宽越大,则主峰越窄。 参考文献 (References)

- [1] 贺媛媛,周超.飞行器隐身技术研究及发展[J].飞航导弹, 2012(1):84-91.
  - HE Y Y,ZHOU C. The research and development of the aircraft stealth technology[J]. Aerodynamic Missile Journal,2012,(1): 84-91(in Chinese).
- [2] 向迎春,曲长文,李柄荣,等. 基于舰船雷达散射特性的对 消隐身仿真研究[J].系统仿真学报,2013,25(1):104-110.
  XIANG Y C, QU C W, LI B R, et al. Simulation research on cancellation stealth of warship based on its radar scattering properties[J]. Journal of System Simulation,2013,25(1):104-110(in Chinese).
- [3]洪光启,陈图强,吴晓葆.雷达有源对消原理研究[J].雷达与对抗,1995(1):32-35.
  HONG G Q, CHEN T Q, WU X B. The principle research on radar active cancellation stealth [J]. Radar & ECM, 1995, (1):32-35(in Chinese).
- [4] 邓扬建,张杰儒.雷达有源隐身技术研究[J].电子对抗技术,1997(4):11-17.

DENG Y J,ZHANG J R. The research on radar active cancellation stealth technology [ J ]. Electronic Information Warfare Technology,1997(4):11-17(in Chinese).

- [5]杨小鹏,赵维江,黄立伟.目标 RCS的计算和对消效果的统计分析[J].电波科学学报,2002,17(1):88-92.
  YANG X P,ZHAO W J,HUANG L W. Calculation of RCS of targets and statistical analysis of cancellation effect[J]. Chinese Journal of Radio Science,2002,17(1):88-92(in Chinese).
- [6] 梁百川. 有源隐身技术研究[J]. 舰船电子对抗, 2004, 27 (1):3-6. LIANG B C. Study on active stealth techniques[J]. Shipboard
- Electronic Countermeasure,2004,27(1):3-6(in Chinese).
  [7] 曲长文,向迎春.基于目标 RCS 特性的有源对消隐身分析
  [J].雷达科学与技术,2010,8(2):109-112.
  QU C W, XIANG Y C. Active cancellation stealth analysis based on RCS characteristic of target[J]. Radar Science and Technology,2010,8(2):109-112(in Chinese).
- [8] 徐胜.雷达有源对消隐身技术研究[D].北京:北京航空航 天大学,2013:11-92.
   XU S. Research on radar active cancellation stealth technique

[D]. Beijing: Beihang University, 2013:11-92 (in Chinese).

- [9] 王玉军,赵国庆,王宏伟.一种 LFM 雷达回波对消干扰算法
  [J].西安电子科技大学学报,2008,35(6):1031-1035.
  WANG Y J,ZHAO G Q,WANG H W. Echo cancelling algorithm for the LFM radar [J]. Journal of Xidian University, 2008,35(6):1031-1035(in Chinese).
- [10] 冯德军,王伟,徐乐涛、对 V-调频信号的间歇采样转发干扰 研究[J]. 雷达科学与技术,2013,11(2):209-213.
  FENG D J, WANG W, XU L T. Jamming V-FM signal using interrupted-sampling repeater [J]. Radar Science and Technology,2013,11(2):209-213(in Chinese).
- [11] 陈世春,黄沛霖,姬金祖.线性调频波的转发干扰对消分析
  [J].北京航空航天大学学报,2014,40(7):939-946.
  CHEN S C,HUANG P L,JI J Z. Analysis on repeater jamming active cancellation for linear frequency modulated wave [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014,40(7):939-946(in Chinese).

[12] 杨儒贵.高等电磁理论[M].北京:高等教育出版社,2008:

224-239.

YANG R G. Advanced electromagnetic theory [ M ]. Beijing: Higher Education Press, 2008:224-239(in Chinese).

- [13] 王雪松,刘建成,张文明,等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J].中国科学(E辑:信息科学),2006,36(8):891-901.
  WANG X S, LIU J C, ZHANG W M, et al. The mathematical principle of interrupted-sampling repeater[J]. Science in China (Series E: Information Sciences), 2006, 36(8):891-901 (in Chinese).
- [14] 刘建成,刘忠,王雪松,等. 基于群延迟的前移干扰研究
  [J]. 自然科学进展,2007,17(1):99-105.
  LIU J C, LIU Z, WANG X S, et al. Study on the group delay based on forward jamming [J]. Progress in Natural Science, 2007,17(1):99-105(in Chinese).
- [15] 冯德军,徐乐涛,王雪松.间歇采样转发假目标的相位特性 及其在角度欺骗干扰中的应用[J].国防科技大学学报, 2014,36(3):135-140.

FENG D J,XU L T,WANG X S. Phase signature of active decoy and its application in angular deception jamming using interrupted-sampling repeater[J]. Journal of National University of Defense Technology,2014,36(3):135-140(in Chinese).

[16] XU S,XU Y M. Assemble an active cancellation stealth system [J]. Microwaves & RF,2012,51(7):S16-S21.

#### 作者简介:

**边晓臣** 男,硕士研究生。主要研究方向:飞行器总体设计、目标电磁特性、有源对消隐身技术。 E-mail: bxcbuaa@163.com

**黄沛霖** 男,博士,副教授。主要研究方向:飞行器总体设计及 雷达隐身。 Tel.:010-82319736 E-mail: peilin\_h@ 126.com

**姬金祖** 男,博士,讲师。主要研究方向:飞行器总体设计、飞 行器隐身技术及计算电磁学。 Tel.:010-82317503 E-mail:jijinzu@buaa.edu.cn

### Simulation and analysis of active cancellation stealth based on LFM wave

BIAN Xiaochen, HUANG Peilin, JI Jinzu\*

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Active cancellation stealth technology is gaining increasing attention due to its wide applicability, flexibility and its effect which has nothing to do with the shape of the target. A kind of active cancellation system based on linear frequency modulated (LFM) wave was proposed for its technical requirements such as rapid response and low-delay. The phase and frequency of the sampling incident wave were modulated and transmitted, so the synthetizing output of cancellation and original wave are decreased. The electromagnetism principle of active cancellation technology is discussed. The effect of cancellation between plane wave and cylinder wave was simulated based on the scattering source of the ideal electrically conducting infinite cylinder. The conclusion is that the effect of cancellation is influenced by the angle of view and the intersection angle of the two waves and the best result is obtained when the angle is 0°. The output formula of the output signal is derived and the simulation is carried out using MATLAB. Simulation results show that the effect of cancellation is decided by the division of repeating time delay and pulse width, and the width of the output signal is decided by the bandwidth.

Key words: active cancellation; stealth; signal processing; matched filtering; linear frequency modulated (LFM) wave

Received: 2015-07-22; Accepted: 2015-10-23; Published online: 2015-11-19 10:12 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1012.005.html Foundation item: National Natural Science Foundation of China for Young Scholars (51307004) \* Corresponding author. Tel.: 010-82317503 E-mail: jijinzu@ buaa.edu.cn



http://bhxb. buaa. edu. cn jbuaa@ buaa. edu. cn DOI: 10.13700/j. bh. 1001-5965. 2015. 0498

# 四旋翼无人机动态面控制



方旭,刘金琨\*

(北京航空航天大学自动化科学与电气工程学院,北京100083)

摘 要:针对四旋翼无人机(UAV)飞行器系统欠驱动特点,引入动态面控制方法,对 四旋翼 UAV 的位置和姿态进行控制。考虑到飞行器速度和角速度难以测量,设计高增益观测 器得到 UAV 的速度和角速度的估计值。相对于反演法,动态面控制的设计更简洁,并且通过 引入滤波器来求取控制信号中的系统状态的导数项。另外,常用的时标分离方法不能给出全 局稳定性分析,本文引入动态面设计控制律保证系统所有信号半全局一致有界,同时给出系统 全局稳定性证明。仿真结果表明,四旋翼 UAV 能快速精确完成目标跟踪。

关键词:动态面控制;高增益观测器;四旋翼无人机(UAV);分离定理;全局稳定性分析

中图分类号: V279; TB273 文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2016)08-1777-08

最新四旋翼无人机(UAV)吸引了来自不同 领域相关机构的兴趣,旋翼类飞机适合军事侦察、 货物运输和其他一些对敏捷和精确性要求高的任 务<sup>[1-2]</sup>。无人机具有6个自由度和4个输入,是典 型的非线性欠驱动系统<sup>[3]</sup>。Mistler等<sup>[4]</sup>先将无 人机线性化,再使用动态反馈法实现了对无人机 的控制,Xu和Özgüner<sup>[5]</sup>通过变换分解,将整个飞 行器系统分解为完全驱动系统和欠驱动系统,通 过滑模控制实现精确控制。Dierks和Jagannathan<sup>[6]</sup>设计了估计速度的神经网络观测器,观 测值用于控制输入的设计,Coza和Macnab<sup>[7]</sup>使用 模糊系统实现了对无人机的控制。

四旋翼无人机的姿态子系统不包括位置子系统的信息,因此大部分文献采用的是时标分离方法,所谓时标分离方法是指无人机的姿态子系统和位置子系统分开设计控制器,时标分离方法的应用是在假设姿态子系统的收敛速度比位置子系统快的前提下提出的,但是姿态子系统的快速收

敛是基于高增益的参数,在控制过程中,高增益参数可能会使控制输入过大,超过控制器的输出范围,此外,在整个系统的稳定性分析上缺乏明确的证明。

高增益观测器在非线性系统中应用广泛,其 具有设计简单的特点,通过调节增益保证观测器 全局指数渐进收敛<sup>[8-9]</sup>。

反演法是将复杂的非线性系统分解成不超过 系统阶数的子系统<sup>[10]</sup>,为每个子系统设计李雅普 诺夫函数和中间虚拟控制量,通过设计单个李雅 普诺夫函数逐步完成整个系统的李雅普诺夫函数 设计。Bouabdallah 和 Siegwart<sup>[11]</sup>将反演和滑模结 合,用于控制室内小型直升机,Madani 和 Benallegue<sup>[12]</sup>使用反演法和状态估计器来控制无人飞行 器。反步法在实现不确定性非线性系统鲁棒控制 和自适应控制方面效果很好,由于对虚拟控制求导 的过程中可能会出现"微分爆炸"的现象,反步法 在高阶系统的应用将会面临"微分爆炸"的不利影

引用格式:方旭,刘金琨.四旋翼无人机动态面控制[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1777-1784.

收稿日期: 2015-07-28; 录用日期: 2015-10-23; 网络出版时间: 2015-11-19 10:58

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1058.012.html

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金(20121102110008)

<sup>\*</sup> 通讯作者: Tel.: 010-82315354 E-mail: ljk@ buaa. edu. en

FANG X, LIU J K. Dynamic surface control for quadrotor unmanned air vehicle [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics , 2016 , 42 (8) : 1777-1784 (in Chinese).

响。采用动态面可以消除微分项的膨胀<sup>[13]</sup>,一般 是引入一阶滤波器来获得虚拟控制的导数项<sup>[14]</sup>, 将滤波器的输出作为虚拟信号使控制律设计简化, 消除控制律微分项的膨胀。此外,动态面控制的引 入能给出四旋翼无人机整个系统稳定性分析。

### 1 无人机系统动态模型

如图 1 为四旋冀无人机结构图,其中 Oxyz 为 惯性坐标系,飞行器由 4 个螺旋桨控制位置和欧 拉角,*l* 为飞行器半臂长,*F<sub>i</sub>*(*i*=1,2,3,4)为螺旋 桨推力形成的扭转力矩,*m* 为无人机质量,*g* 为重 力加速度。



(1)

式中: $x_y \pi z$ 为位置信息; $\theta_{0}\phi \pi \varphi$ 分别为俯仰 角、滚转角和偏航角; $c_i$ ( $i = 1, 2, \dots, 6$ )为系统参 数; $u_i$ (i = 1, 2, 3, 4)为系统输入。

UAV 具有 6 个自由度和 4 个输入,是典型的 非线性欠驱动系统。由于欠驱动特性的存在,因 此不可能完成对 6 个自由度变量的全部控制。一 般选择控制位置子系统的 3 个量(*x*,*y*,*z*)和在姿 态子系统中选择 1 个变量进行控制,一般选择偏 航角 *φ*,最终实现对 4 个变量的控制,剩下的 2 个 变量保持镇定即可。

时标分离方法的应用是在假设姿态子系统的 收敛速度比位置子系统快的前提下提出的,但是 姿态子系统的快速收敛是基于高增益的参数,在 控制过程中,高增益参数可能会使控制输入过大, 超过控制器的输出范围。另外,从理论上来说,在 混合控制器结构中,2个子系统渐近稳定并不代 表系统整体渐近稳定,而动态面的引入正好能解 决系统整体全局稳定性的证明问题。

### 2 高增益观测器

飞行器 UAV 的位置和欧拉角可以通过传感 器来测量,但是 UAV 的速度 x, y, z 和角速度  $\theta$ 、  $\phi_{\sigma}$  难以测量,可以通过设计观测器来获取速度 和角速度的估计值。令  $x_1 = x_1, x_2 = x_2, y_1 = y_2, y_2 = x_1 = x_2$  $\dot{y}, z_1 = z, z_2 = \dot{z}, \phi_1 = \phi, \phi_2 = \phi, \theta_1 = \theta, \theta_2 = \dot{\theta}, \phi_1 = \dot{\theta}$  $\varphi, \varphi_{2} = \varphi_{0}$  观测器设计如下:  $\hat{x}_1 = \hat{x}_2 + L_{11}/\rho \cdot (x_1 - \hat{x}_1)$  $\hat{x}_2 = u_1(\cos \hat{\phi}_1 \sin \hat{\theta}_1 \cos \hat{\varphi}_1 + \sin \hat{\phi}_1 \sin \hat{\varphi}_1)$  $c_1 \hat{x}_2 + L_{12} / \rho^2 \cdot (x_1 - \hat{x}_1)$  $\hat{y}_1 = \hat{y}_2 + L_{21}/\rho \cdot (y_1 - \hat{y}_1)$  $\hat{y}_2 = u_1(\cos\hat{\phi}_1\sin\hat{\theta}_1\sin\hat{\varphi}_1 - \sin\hat{\phi}_1\cos\hat{\varphi}_1)$  $c_2 \hat{y}_2 + L_{22} / \rho^2 \cdot (y_1 - \hat{y}_1)$  $\hat{z}_1 = \hat{z}_2 + L_{31}/\rho \cdot (z_1 - \hat{z}_1)$  $\hat{z}_2 = u_1(\cos \hat{\phi}_1 \cos \hat{\theta}_1) - g - c_3 \hat{z}_2 + L_{32}/\rho^2 \cdot (z_1)$  $\hat{\boldsymbol{\phi}}_1 = \hat{\boldsymbol{\phi}}_2 + L_{41} / \boldsymbol{\rho} \cdot (\boldsymbol{\phi}_1 - \hat{\boldsymbol{\phi}}_1)$  $\hat{\phi}_2 = u_2 - c_4 \hat{\phi}_2 + L_{42} / \rho^2 \cdot (\phi_1 - \hat{\phi}_1)$  $\hat{\theta}_1 = \hat{\theta}_2 + L_{51}/\rho \cdot (\theta_1 - \hat{\theta}_1)$  $\hat{\theta}_2 = u_3 - c_5 \hat{\theta}_2 + L_{52} / \rho^2 \cdot (\theta_1 - \hat{\theta}_1)$  $\hat{\varphi}_1 = \hat{\varphi}_2 + L_{61} / \rho \cdot (\varphi_1 - \hat{\varphi}_1)$  $\hat{\varphi}_2 = u_4 - c_6 \hat{\varphi}_2 + L_{62} / \rho^2 \cdot (\varphi_1 - \hat{\varphi}_1)$ (2)

- 式中:L为增益; p为收敛参数。 设系统所有的状态变量为

$$\begin{split} \boldsymbol{W}_{i} &= \left[ \tilde{w}_{2i-1}, \tilde{w}_{2i} \right]^{\mathrm{T}} = \\ \left[ w_{2i-1} - \hat{w}_{2i-1}, w_{2i} - \hat{w}_{2i} \right]^{\mathrm{T}} \qquad i = 1, 2, \cdots, 6 \\ & \text{th} \ \text{that} (2) \ \text{T} \end{split}$$

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ \tilde{w}_{2i-1} \\ \vdots \\ \tilde{w}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{i1}/\rho & 1 \\ -L_{i2}/\rho^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{w}_{2i-1} \\ \tilde{w}_{2i} \end{bmatrix}$$
(3)

式中: p 为很小的正实数。

由式(3)可知,存在正数  $\gamma_0$  和 $\partial_0$ ,满足  $\|\widetilde{\boldsymbol{W}}(t)\| \leq \partial_0 \|\widetilde{\boldsymbol{W}}(t_0)\| e^{-\gamma_0(t-t_0)} \quad \forall t \ge t_0 \qquad (4)$ 式中: $t_0$  为初始时间。

#### 3 动态面控制设计

动态面与反演法都是采用"递进式"设计方法,由于对虚拟控制求导的过程中可能会出现 "微分爆炸"的现象,反演法在高阶系统的应用将 会面临"微分爆炸"的不利影响。动态面通过引 人一阶滤波器来获得虚拟控制的导数项,避免虚 拟控制求导,使整个系统的控制律设计简洁化。 动态面控制设计如下。

1) 定义第1个位置误差为

$$\begin{cases} S_{1x} = x_1 - x_{1d} \\ S_{1y} = y_1 - y_{1d} \end{cases}$$

$$l_{S_{1z}} = z_1 - z_{1a}$$

式中: $x_{1d}$ , $y_{1d}$ , $z_{1d}$ 为位置跟踪信号,则 $\hat{S}_{1x} = x_2 - \dot{x}_{1d}$ ,  $\hat{S}_{1y} = y_2 - \dot{y}_{1d}$ , $\hat{S}_{1z} = z_2 - \dot{z}_{1d}$ 。设计第1个 Lyapunov 函数为

$$V_{1} = \frac{1}{2} (S_{1x}^{2} + S_{1y}^{2} + S_{1z}^{2})$$

$$\overrightarrow{\Pi} \overleftarrow{\Box}$$
(6)

$$\begin{cases} y_2 = -k_2 S_{1y} + y_{1d} \\ \bar{z}_2 = -k_3 S_{1z} + \dot{z}_{1d} \end{cases}$$

式中: $k_1, k_2, k_3 > 0$ ,为了避免求 $\bar{x}_2, \bar{y}_2, \bar{z}_2$ 时出现 微分爆炸,将 $\bar{x}_2, \bar{y}_2, \bar{z}_2$ 分别输入到如下低通滤波 器中。

$$\dot{S}_{2x} = u_1(\cos\phi_1\sin\theta_1\cos\varphi_1 + \sin\phi_1\sin\varphi_1) - c_1x_2 - \dot{x}_{2d}$$

$$\dot{S}_{2y} = u_1(\cos\phi_1\sin\theta_1\cos\varphi_1 - \sin\phi_1\sin\varphi_1) - c_2y_2 - \dot{y}_{2d}$$
$$\dot{S}_{2z} = u_1(\cos\phi_1\cos\theta_1) - g_1 - c_3z_2 - \dot{z}_{2d}$$

则设计第2个 Lyapunov 函数为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \left( S_{2x}^2 + S_{2y}^2 + S_{2z}^2 \right)$$
(9)

因为 UAV 为欠驱动系统,控制目标选取为跟踪位置和偏航角,保持俯仰角和滚转角有界。位置子系统只有一个控制输入  $u_1$ ,选取中间指令  $\bar{\phi}_1$ 、 $\bar{\theta}_1$ 来间接控制位置变量,偏航角  $\varphi_1$ 跟踪目标 角度  $\bar{\varphi}_1$ ,设计虚拟控制为

$$\begin{aligned} u_1(\cos\phi_1\sin\theta_1\cos\varphi_1 + \sin\phi_1\sin\varphi_1) &= \\ &-k_4S_{2x} + c_1x_2 + \dot{x}_{2d} - S_{1x} \\ u_1(\cos\overline{\phi}_1\sin\overline{\theta}_1\cos\overline{\varphi}_1 - \sin\overline{\phi}_1\sin\overline{\varphi}_1) &= \\ &-k_5S_{2y} + c_2y_2 + \dot{y}_{2d} - S_{1y} \\ u_1(\cos\overline{\phi}_1\cos\overline{\theta}_1) &= -k_6S_{2z} + g + c_3z_2 + \dot{z}_{2d} - S_{1z} \end{aligned}$$

$$U_{x} = -k_{4}S_{2x} + c_{1}x_{2} + \dot{x}_{2d} - S_{1x}$$

$$U_{y} = -k_{5}S_{2y} + c_{2}y_{2} + \dot{y}_{2d} - S_{1y}$$

$$U_{z} = -k_{6}S_{2z} + g + c_{3}z_{2} + \dot{z}_{2d} - S_{1z}$$

$$\vec{x} \# \vec{j} \neq \vec{E} \vec{\Pi} \not\in$$

$$\begin{vmatrix} u_{1} = \frac{U_{z}}{\cos \overline{\phi}_{1} \cos \overline{\theta}_{1}} \\ \overline{\theta}_{1} = \arctan\left(\frac{U_{x} \cos \overline{\phi}_{1} + U_{y} \sin \overline{\phi}_{1}}{U_{z}}\right) \\ \overline{\phi}_{1} = \arctan\left(\cos \overline{\theta}_{1} \cdot \frac{U_{x} \sin \overline{\phi}_{1} - U_{y} \cos \overline{\phi}_{1}}{U_{z}}\right) \end{vmatrix}$$
(10)

由式(10)可知,中间指令  $\bar{\phi}_1$ 、 $\bar{\theta}_1$  表达式由位 置子系统变量和偏航角构成,整个系统的控制目 标为控制位置子系统和偏航角跟踪目标信号,因 此当位置子系统和偏航角跟踪上目标信号时,中 间指令信号是有界的,进而能保证俯仰角和滚转 角有界。

设

)

$$G_{1} = u_{1}(\cos \phi_{1} \sin \theta_{1} \cos \phi_{1} + \sin \phi_{1} \sin \phi_{1}) - u_{1}(\cos \overline{\phi}_{1} \sin \overline{\theta}_{1} \cos \overline{\phi}_{1} + \sin \overline{\phi}_{1} \sin \overline{\phi}_{1})$$

$$G_{2} = u_{1}(\cos \phi_{1} \sin \theta_{1} \cos \phi_{1} - \sin \phi_{1} \sin \phi_{1}) - u_{1}(\cos \overline{\phi}_{1} \sin \overline{\theta}_{1} \cos \overline{\phi}_{1} - \sin \overline{\phi}_{1} \sin \overline{\phi}_{1})$$

$$G_{3} = u_{1}(\cos \phi_{1} \cos \theta_{1}) - u_{1}(\cos \overline{\phi}_{1} \cos \overline{\theta}_{1}) + u_{1}(\cos \overline{\phi}_{1} \cos \overline{\theta}_{$$

1779

$$\begin{cases} \overline{\tau_{1e}} \dot{\varphi}_{1d} + \varphi_{1d} = \overline{\varphi}_{1} \\ \varphi_{1d}(0) = \overline{\varphi}_{1}(0) \\ 3) \dot{E} \chi \hat{\Re} 3 \wedge \ddot{E} \dot{E} \\ \begin{cases} S_{16} = \phi_{1} - \phi_{1d} \\ \overline{S}_{1e} = \phi_{1} - \phi_{1d} \\ \overline{\Pi} = \phi_{1} - \phi_{1d} \\ \overline{\Psi} = - k_{1}S_{1e} + \phi_{1d} - G_{1}/S_{1e} \\ \frac{\phi_{2}}{\phi_{2}} = -k_{2}S_{1e} + \phi_{1d} - G_{2}/S_{1e} \\ \overline{\pi} = k_{2}S_{1e} + \phi_{1d} - G_{2}/S_{1e} \\ \overline{\pi} = \pi + k_{7}, k_{8}, k_{8} > 0, \Re \quad \overline{\Phi}_{2}, \overline{\theta}_{2}, \overline{\phi}_{2} \quad \overline{\mu} \wedge \Xi \\ \overline{\Phi}_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \begin{cases} \overline{\phi}_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \frac{\phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ 4) \dot{E} \chi \hat{\Re} + \phi_{2d} = \overline{\phi}_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \end{cases} \\ \begin{cases} \overline{\tau}_{2e} \dot{\phi}_{2d} + \phi_{2d} = \overline{\phi}_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ 4) \dot{E} \chi \hat{\Re} + \phi_{1d} = \phi_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \end{cases} \\ \begin{cases} \overline{\tau}_{2e} \dot{\phi}_{2d} + \phi_{2d} = \overline{\phi}_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ 4) \dot{E} \chi \hat{\Re} + \phi_{1d} = \phi_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \end{cases} \\ \end{cases} \\ \begin{cases} \overline{\tau}_{2e} \dot{\phi}_{2d} + \phi_{2d} = \overline{\phi}_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ 4) \dot{E} \chi \hat{\Re} + \phi_{1d} = \phi_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \end{cases} \\ \end{cases} \\ \begin{cases} \overline{\tau}_{2e} \dot{\phi}_{2d} + \phi_{2d} = \overline{\phi}_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ 4) \dot{E} \chi \hat{\Re} + \phi_{1d} = \phi_{2} \\ \phi_{2d}(0) = \overline{\phi}_{2}(0) \\ \hline \\ \overline{\tau}_{2e} \dot{\phi}_{2d} - \phi_{2d} \\ S_{2e} = u_{2} - c_{4}\phi_{2} - \phi_{2d} \\ S_{2e} = u_{2} - c_{4}\phi_{2} - \phi_{2d} \\ S_{2e} = u_{2} - c_{4}\phi_{2} - \phi_{2d} \\ S_{2e} = u_{4} - c_{6}\phi_{2} + \phi_{2d} - S_{1e} \\ u_{3} = -k_{10}S_{2e} + c_{4}\phi_{2} + \phi_{2d} - S_{1e} \\ u_{3} = -k_{10}S_{2e} + c_{4}\phi_{2} + \phi_{2d} - S_{1e} \\ u_{4} = -k_{12}S_{2e} + c_{6}\phi_{2} + \phi_{2d} - S_{1e} \\ u_{3} = -k_{11}S_{2$$

稳定性分析:由于四旋翼无人机具有6个自 由度,需要设计3组一阶滤波器,因此全局稳定性 分析难度增加。定义边界层误差为

$$\begin{cases} \tilde{x}_{2} = x_{2d} - \bar{x}_{2}, \tilde{y}_{2} = y_{2d} - \bar{y}_{2}, \tilde{z}_{2} = z_{2d} - \bar{z}_{2} \\ \tilde{\phi}_{1} = \phi_{1d} - \bar{\phi}_{1}, \tilde{\theta}_{1} = \theta_{1d} - \bar{\theta}_{1}, \tilde{\phi}_{1} = \varphi_{1d} - \bar{\phi}_{1} \\ \tilde{\phi}_{2} = \phi_{2d} - \bar{\phi}_{2}, \tilde{\theta}_{2} = \theta_{2d} - \bar{\theta}_{2}, \tilde{\varphi}_{2} = \varphi_{2d} - \bar{\varphi}_{2} \end{cases}$$
(16)

由低通滤波器表达式,可得  $\begin{cases} \dot{x}_{2d} = -\frac{\tilde{x}_2}{\tau_{2x}}, \dot{y}_{2d} = -\frac{\tilde{y}_2}{\tau_{2y}}, \dot{z}_{2d} = -\frac{\tilde{z}_2}{\tau_{2z}} \\ \dot{\phi}_{1d} = -\frac{\tilde{\phi}_1}{\tau_{1\phi}}, \dot{\theta}_{1d} = -\frac{\tilde{\theta}_1}{\tau_{1\theta}}, \dot{\phi}_{1d} = -\frac{\tilde{\varphi}_1}{\tau_{1\varphi}} \\ \dot{\phi}_{2d} = -\frac{\tilde{\phi}_2}{\tau_{2\phi}}, \dot{\theta}_{2d} = -\frac{\tilde{\theta}_2}{\tau_{2\theta}}, \dot{\phi}_{2d} = -\frac{\tilde{\varphi}_2}{\tau_{2\varphi}} \end{cases}$ (17)由日  $\begin{aligned} x_2 &= S_{2x} + \tilde{x}_2 + \bar{x}_2 \\ z_2 &= S_{2z} + \tilde{z}_2 + \bar{z}_2 \end{aligned} \qquad \begin{aligned} y_2 &= S_{2y} + \tilde{y}_2 + \bar{y}_2 \\ \phi_1 &= S_{1\phi} + \tilde{\phi}_1 + \phi_2 \end{aligned}$  $\phi_1 = S_{1\phi} + \widetilde{\phi}_1 + \overline{\phi}_1$  $\theta_1 = S_{1\theta} + \tilde{\theta}_1 + \bar{\theta}_1 \qquad \varphi_1 = S_{1\varphi} + \tilde{\varphi}_1 + \bar{\varphi}_1$  $\phi_2 = S_{2\phi} + \tilde{\phi}_2 + \bar{\phi}_2$   $\theta_2 = S_{2\theta} + \tilde{\theta}_2 + \bar{\theta}_2$  $\varphi_2 = S_{2\sigma} + \tilde{\varphi}_2 + \bar{\varphi}_2$ ,可得  $\dot{S}_{1x} = x_2 - \dot{x}_{1d} = S_{2x} + \tilde{x}_2 - k_1 S_{1x}$  $\dot{S}_{1y} = y_2 - \dot{y}_{1d} = S_{2y} + \tilde{y}_2 - k_2 S_{1y}$  $\dot{S}_{1z} = z_2 - \dot{z}_{1d} = S_{2z} + \tilde{z}_2 - k_3 S_{1z}$  $\dot{S}_{1\phi} = \phi_2 - \dot{\phi}_{1d} = S_{2\phi} + \tilde{\phi}_2 - k_2 S_{1\phi} - G_1 / S_{1\phi}$  $\dot{S}_{1\theta} = \theta_2 - \dot{\theta}_{1d} = S_{2\theta} + \tilde{\theta}_2 - k_8 S_{1\theta} - G_2 / S_{1\theta}$  $\dot{S}_{1\varphi} = \varphi_2 - \dot{\varphi}_{1d} = S_{2\varphi} + \tilde{\varphi}_2 - k_9 S_{1\varphi} - G_3 / S_{1g}$ 由边界层误差,可得  $\begin{cases} \dot{\bar{x}}_{2} = \dot{\bar{x}}_{2d} - \dot{\bar{x}}_{2} = -\frac{\tilde{\bar{x}}_{2}}{\tau_{2x}} + k_{1} \dot{\bar{S}}_{1x} - \ddot{\bar{x}}_{1d} \\ \dot{\bar{y}}_{2} = \dot{\bar{y}}_{2d} - \dot{\bar{y}}_{2} = -\frac{\tilde{\bar{y}}_{2}}{\tau_{2y}} + k_{2} \dot{\bar{S}}_{1y} - \ddot{\bar{y}}_{1d} \\ \dot{\bar{z}}_{2} = \dot{\bar{z}}_{2d} - \dot{\bar{z}}_{2} = -\frac{\tilde{\bar{z}}_{2}}{\tau_{2z}} + k_{3} \dot{\bar{S}}_{1z} - \ddot{\bar{z}}_{1d} \end{cases}$ (18) $\begin{cases} \dot{\tilde{\phi}}_1 = \dot{\phi}_{1d} - \dot{\bar{\phi}}_1 = -\frac{\tilde{\phi}_1}{\tau_{1\phi}} - \dot{\bar{\phi}}_1 \\ \dot{\tilde{\theta}}_1 = \dot{\theta}_{1d} - \dot{\bar{\theta}}_1 = -\frac{\tilde{\theta}_1}{\tau_{1\theta}} - \dot{\bar{\theta}}_1 \\ \dot{\tilde{\varphi}}_1 = \dot{\varphi}_{1d} - \dot{\bar{\varphi}}_1 = -\frac{\tilde{\varphi}_1}{\tau_{1\phi}} - \dot{\bar{\varphi}}_1 \end{cases}$ (19) $\begin{cases} \dot{\bar{\phi}}_{2} = \dot{\phi}_{2d} - \dot{\bar{\phi}}_{2} = -\frac{\tilde{\phi}_{2}}{\tau_{2\phi}} + k_{7} \dot{S}_{1\phi} - \dot{\phi}_{1d} + \dot{G}_{1} / \dot{S}_{1\phi} \\ \dot{\bar{\theta}}_{2} = \dot{\theta}_{2d} - \dot{\bar{\theta}}_{2} = -\frac{\tilde{\theta}_{2}}{\tau_{2\theta}} + k_{8} \dot{S}_{1\theta} - \ddot{\theta}_{1d} + \dot{G}_{2} / \dot{S}_{1\theta} \\ \dot{\bar{\varphi}}_{2} = \dot{\varphi}_{2d} - \dot{\bar{\varphi}}_{2} = -\frac{\tilde{\varphi}_{2}}{\tau_{2\varphi}} + k_{9} \dot{S}_{1\varphi} - \ddot{\varphi}_{1d} + \dot{G}_{3} / \dot{S}_{1\varphi} \end{cases}$ 

由式(18) ~式(20)可知,变量  $\dot{\tilde{x}}_2, \dot{\tilde{y}}_2, \dot{\tilde{z}}_2, \dot{\tilde{\phi}}_1,$  $\dot{\tilde{\theta}}_1, \dot{\tilde{\phi}}_2, \dot{\tilde{\theta}}_2, \dot{\tilde{\theta}}_2, \dot{\tilde{\varphi}}_2$  为误差和边界层误差的连续函数,设计整个系统的 Lyapunov 函数为  $V = V_4 + \frac{1}{2}(\tilde{x}_2^2 + \tilde{y}_2^2 + \tilde{z}_2^2 + \tilde{\phi}_1^2 + \tilde{\theta}_1^2 + \tilde{\phi}_1^2 + \tilde{\phi}_1^2$ 

北航学报 赠 阅

1781

由式(18) ~式(20)可知,存在非负连续函数  

$$B_{2x}, B_{2y}, B_{2z}, B_{1\phi}, B_{1\theta}, B_{1\varphi}, B_{2\phi}, B_{2\theta}, B_{2\varphi}$$
 满足式(21) ~  
式(23):  

$$\begin{cases} \left| \dot{\tilde{x}}_{2} + \frac{\tilde{x}_{2}}{\tau_{2x}} \right| \leq B_{2x}(S_{1x}, S_{2x}, \tilde{x}_{2}, \tilde{x}_{1d}) \\ \left| \dot{\tilde{y}}_{2} + \frac{\tilde{y}_{2}}{\tau_{2y}} \right| \leq B_{2y}(S_{1y}, S_{2y}, \tilde{y}_{2}, \tilde{y}_{1d}) \end{cases}$$
(21)  
 $\left| \dot{\tilde{x}}_{2} + \frac{\tilde{x}_{2}}{\tau_{2z}} \right| \leq B_{2z}(S_{1z}, S_{2z}, \tilde{z}_{2}, \tilde{z}_{1d}) \end{cases}$ 
(21)  
 $\left| \dot{\tilde{\varphi}}_{1} + \frac{\tilde{\varphi}_{1}}{\tau_{1\varphi}} \right| \leq B_{1\varphi}(\dot{\bar{\varphi}}_{1})$ 
(22)  
 $\left| \dot{\tilde{\theta}}_{1} + \frac{\tilde{\theta}_{1}}{\tau_{1\theta}} \right| \leq B_{1\theta}(\dot{\bar{\theta}}_{1})$ 
(22)  
 $\left| \dot{\tilde{\theta}}_{2} + \frac{\tilde{\theta}_{2}}{\tau_{2\phi}} \right| \leq B_{2\theta}(S_{1\phi}, S_{2\phi}, \tilde{\phi}_{2}, \tilde{\phi}_{1d}, G_{1}, \tilde{G}_{1})$ 
 $\left| \dot{\tilde{\varphi}}_{2} + \frac{\tilde{\theta}_{2}}{\tau_{2\phi}} \right| \leq B_{2\theta}(S_{1\varphi}, S_{2\varphi}, \tilde{\theta}_{2}, \tilde{\theta}_{1d}, G_{2}, \tilde{G}_{2})$ 
(23)

**假设1** 四旋翼的状态变量是可测的并可用 于控制律设计。

**假设2** 跟踪目标  $x_{1d}$ 是有界的,存在正数  $\chi_1$ 使得  $x_{1d}^2 + \dot{x}_{1d}^2 + \ddot{x}_{1d}^2 \leqslant \chi_1$  成立;跟踪目标  $y_{1d}$ 是有界 的,存在正数  $\chi_2$  使得  $y_{1d}^2 + \dot{y}_{1d}^2 + \ddot{y}_{1d}^2 \leqslant \chi_2$  成立;跟踪 目标  $z_{1d}$ 是有界的,存在正数  $\chi_3$  使得  $z_{1d}^2 + \dot{z}_{1d}^2 + \ddot{z}_{1d}^2 + \ddot{z}_{1d}^2 = \chi_3$ 成立;跟踪目标  $\bar{\varphi}_1$ 是有界的,存在正数  $\chi_4$ 使得  $\bar{\varphi}_1^2 + \dot{\bar{\varphi}}_1^2 + \ddot{\bar{\varphi}}_1^2 \leqslant \chi_4$  成立。

**定理1** 对于四旋翼无人机系统,采用控制律 对四旋翼无人机进行控制。在假设1和假设2的 基础上,系统初始值 $V(0) \leq p, p$ 为任意正常数。那 么可以通过调节参数 $k_i(i=1,2,\dots,12)$ 、 $B_{2s}$ , $B_{2g}$ ,  $B_{2s}$ , $B_{1\phi}$ , $B_{1\phi}$ , $B_{1\phi}$ , $B_{2\phi}$ , $B_{2\phi}$ , $B_{2\phi}$ , $B_{2\phi}$ 使整个闭环系统半全 局一致有界,并且跟踪误差收敛到任意小残集内。

证明 在  $V \leq p$  成立的基础上,考虑以下紧集  $\Omega_1 := \{x_{1d}^2 + \dot{x}_{1d}^2 + \ddot{x}_{1d}^2 + y_{1d}^2 + \dot{y}_{1d}^2 + \ddot{y}_{1d}^2 +$ 

$$\begin{split} z_{1d}^{2} + \dot{z}_{1d}^{2} + \ddot{z}_{1d}^{2} + \bar{\varphi}_{1}^{2} + \bar{\varphi}_{1}^{2} + \bar{\varphi}_{1}^{2} &\leq \chi \\ \mathcal{\Omega}_{2} := \{S_{1x}^{2} + S_{1y}^{2} + S_{1z}^{2} + S_{2x}^{2} + S_{2y}^{2} + S_{2z}^{2} + S_{1\phi}^{2} + S_{1\theta}^{2} + S_{1\theta}^{2} + S_{2\phi}^{2} + S_{2\phi}^{2} + \tilde{\chi}_{2}^{2} + \tilde{\chi}_{$$

对 V 求导,可得

$$\begin{split} \dot{V} &\leq -(k_{1}-0.5)S_{1x}^{2}-(k_{2}-0.5)S_{1y}^{2}-(k_{3}-0.5)S_{1z}^{2}-\\ k_{4}S_{2x}^{2}-k_{5}S_{2y}^{2}-k_{6}S_{2z}^{2}-(k_{7}-0.5)S_{1\phi}^{2}-(k_{8}-0.5)S_{1\phi}^{2}-\\ (k_{9}-0.5)S_{1\phi}^{2}-k_{10}S_{2\phi}^{2}-k_{11}S_{2\phi}^{2}-k_{12}S_{2\phi}^{2}-\\ \left(\frac{1}{\tau_{2x}}-0.5-\frac{B_{2x}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{x}_{2}^{2}-\left(\frac{1}{\tau_{2y}}-0.5-\frac{B_{2y}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{y}_{2}^{2}-\\ \left(\frac{1}{\tau_{2z}}-0.5-\frac{B_{2z}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{z}_{2}^{2}-\left(\frac{1}{\tau_{1\phi}}-0.5-\frac{B_{1\phi}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\varphi}_{1}^{2}-\\ \left(\frac{1}{\tau_{1\theta}}-0.5-\frac{B_{1\theta}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\theta}_{1}^{2}-\left(\frac{1}{\tau_{1\phi}}-0.5-\frac{B_{1\phi}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\varphi}_{1}^{2}-\\ \left(\frac{1}{\tau_{2\phi}}-\frac{B_{2\phi}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\varphi}_{2}^{2}-\left(\frac{1}{\tau_{2\theta}}-\frac{B_{2\theta}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\theta}_{2}^{2}-\\ \left(\frac{1}{\tau_{2\phi}}-\frac{B_{2\phi}^{2}}{2\varepsilon}\right)\tilde{\varphi}_{2}^{2}+4.5\varepsilon \end{split}$$
(24)

选取系统的控制参数如下:  $k_1 \ge 0.5 + r, k_2 \ge$ 0.5 +  $r, k_3 \ge 0.5 + r, k_4 \ge r, k_5 \ge r, k_6 \ge r, k_7 \ge$ 0.5 +  $r, k_8 \ge 0.5 + r, k_9 \ge 0.5 + r, \frac{1}{\tau_{2x}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{2x}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2y}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{2y}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2z}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{2z}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{1\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{1\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{1\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{1\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{1\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{1\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{1\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{1\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2\phi}} \ge \frac{1}{2} + \frac{1}{\tau_{2\phi}} + \frac{1}{\tau_{2\phi}} \ge \frac{1}{\tau_{2\phi}} + \frac{1}{\tau_{2\phi}} = \frac{1}{\tau_{2\phi}} + \frac{1}{\tau_{2$ 

 $\frac{M_{2\phi}^2}{2\varepsilon} + r, \frac{1}{\tau_{2\theta}} \ge \frac{1}{2} + \frac{M_{2\theta}^2}{2\varepsilon}, \frac{1}{\tau_{2\varphi}} \ge \frac{M_{2\varphi}^2}{2\varepsilon} + r_{\circ}$ 

选取  $r \ge (4.5\eta)/(2p)$ 。当 V = p 时,由于  $B_* \le$  $M_*(*=2x,2y,2z,1\phi,1\theta,1\varphi,2\phi,2\theta,2\varphi)$ ,可得  $\dot{V} \le -2rp+4.5\varepsilon \le 0$ 。因此可知  $V \le p$  为不变集, 另外当  $V(0) \le p$ ,即对任意 t > 0 都有  $V(t) \le p$ 。 由定理 1 可知  $V(0) \le p$ ,可得

 $\dot{V} \leq -2rV + 4.5\varepsilon$  (25) 求解式(25)可得

$$V \leq \frac{4.5\varepsilon}{2r} + \left(V(0) - \frac{4.5\varepsilon}{2r}\right)e^{-2rt}$$
(26)

因此闭环系统的所有信号是有界的,而且  $\lim V(t) \leq 4.5\varepsilon/(2r)$  (27)

由式(27)可知,可通过调节参数  $k_i$ (i = 1, 2,…,12)、 $B_{2x}$ , $B_{2y}$ , $B_{2z}$ , $B_{1\phi}$ , $B_{1\theta}$ , $B_{1\varphi}$ , $B_{2\phi}$ , $B_{2\theta}$ , $B_{2\varphi}$ , $B_{2}$ 

需要说明的是,由于本文高增益观测器和系 统非线性函数满足分离定理条件<sup>[15-16]</sup>,因此可把 观测器的观测值直接作为状态反馈,可以保证控 制系统的稳定性,即控制律设计中不能直接测量 得到的速度和角速度变量用观测器估计值替换, 而无需再次证明闭环系统的稳定性,即 $t \rightarrow \infty$ , $\hat{x}$ ,  $\hat{y}, \hat{z} \rightarrow \hat{x}, \hat{y}, \hat{z}, \hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{\phi} \rightarrow \hat{\theta}, \phi, \hat{\phi}, \text{仍然可以得到$ 式(25)~式(27),即基于高增益观测器控制的闭环系统的所有信号是半全局一致有界的。



### 4 仿真研究

取动态面控制的参考航迹  $x_{1d} = \frac{1}{2}\cos\left(\frac{1}{2}t\right)$ ,  $y_{1d} = \frac{1}{2}\sin\left(\frac{1}{2}t\right)$ ,  $z_{1d} = 2 + \frac{1}{10}t$ ,  $\bar{\varphi}_1 = \frac{\pi}{3}$ ,  $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ , 设定初始位置为(0.5,0.5,0.5),初始姿态角为 (0,0,0.5)。为了完成跟踪目标,参数选取  $\tau_{2x} = \tau_{2y} = \tau_{2z} = \tau_{1\phi} = \tau_{1\theta} = \tau_{1\varphi} = \tau_{2\phi} = \tau_{2\theta} = \tau_{2\varphi} = 0.02$ ,  $k_i = 5(i = 1, 2, \dots, 12)$ ,取观测器的初值为0,观测 器参数选取  $L_{11} = L_{21} = L_{31} = L_{41} = L_{51} = L_{61} = 1$ ,  $L_{12} = L_{22} = L_{32} = L_{42} = L_{52} = L_{62} = 1$ ,  $\rho = 0.1$ 。

图 2 反映无人机跟踪效果图,图 3 为参数 c<sub>i</sub> (*i*=1,2,…,6)在 10 s 时刻迅速减小 5 倍,观测器 和路径跟踪误差仍保持着较高的精度。

图 4 为 x 方向位置、速度观测值和跟踪效果, 图 5 为 y 方向位置、速度观测值和跟踪效果,图 6 为 z 方向位置、速度观测值和跟踪效果,图 7 为偏 航角、角速度观测值和跟踪效果,图 8 为俯仰角和 滚转角变化。

由图 3~图 8 可以看出,在0.5 s后观测值逼 近真实值,因此可在 0.5 s 后加入动态面控制,动 态面控制可以使飞行器的位置和偏航角快速跟踪 上期望轨迹,并保证滚转角和俯仰角是有界的。



图 2 无人机路径跟踪控制









图 4 水平方向位置、速度观测值和路径跟踪控制 Fig. 4 Path tracking control and observed values of position and velocity of horizon direction



图 5 纵向位置、速度观测值和路径跟踪控制 Fig. 5 Path tracking control and observed values of position and velocity of longitude direction



图 6 垂直方向位置、速度观测值和路径跟踪控制 Fig. 6 Path tracking control and observed values of position and velocity of vertical direction









#### 5 结 论

本文针对四旋翼无人机飞行器系统,利用动 态面技术设计控制器,保证了系统的全局稳定性:

 利用高增益观测器得到位置速度和姿态 加速度估计值,解决了速度信号难以获得的问题。
 由于高增益观测器对未建模部分及系统参数不确 定性具有鲁棒性,因此对模型参数精确性要求 降低。

2)利用动态面设计控制器,通过引入滤波器 来求取控制信号中的系统状态的导数项,避免了 出现系统状态导数项数值过大的现象。并且利用 分离定理来解决观测器与控制器的联合使用 问题。

 3)能够解决系统稳定性整体证明问题,不是 基于常用的时标分离假设进行稳定性分析,而是 从全局的角度给出了系统全局稳定性分析。

#### 参考文献 (References)

- [1] RAFFO G V, ORTEGA M G, RUBIO F R. An integral predictive/nonlinear H<sub>x</sub> control structure for a quadrotor helicopter
   [J]. Automatica, 2010, 46(1):29-39.
- [2] PAN Y, LIU Y, WANG P, et al. Research of UAV control system based on DSP [J]. Electronic Measurement Technology, 2014,15(2):101-121.
- [3] LEE D B, NATARAJ C, BURG T C, et al. Adaptive tracking control of an underactuated aerial vehicle [C] // Proceedings of the 2011 American Control Conference (ACC 2011) American Control Conference. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2011;2326-2331.
- [4] MISTLER V, BENALLEGUE A, M'SIRDI N K. Exact linearization and noninteracting control of a 4 rotors helicopter via dynamic feedback [C] ]//10th IEEE International Workshop on Robot and Human Interactive Communication (ROMAN 2001). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001:586-593.
- [5] XU R, ÖZGÜNER Ü. Sliding mode control of a class of underactuated systems [J]. Automatica, 2008, 44(1):233-241.
- [6] DIERKS T, JAGANNATHAN S. Output feedback control of a quadrotor UAV using neural networks [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2010, 21(1):50-66.
- [7] COZA C, MACNAB C J B. A new robust adaptive-fuzzy control method applied to quadrotor helicopter stabilization [C] // 2006 Annual meeting of the North American on Fuzzy Information Processing Society. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 475-479.
- [8] RAKHTALA S M. Control of oxygen excess ratio in a PEM fuel cell system using high-order sliding-mode controller and observer [J]. Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 2015, 23(1):255-278.
- [9] ZHOU Y, SOH Y C, SHEN J X. High-gain observer with higher order sliding mode for state and unknown disturbance estimations [J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2014,24(15):2136-2151.
- [10] CHEN M A,ZHAO G, FENG S. Design of integrated guidance and control based on wavelet neural network backsteppting method [J]. Journal of Projectiles Rockets Missiles & Guidance, 2015, 21(1):36-45.
- [11] BOUABDALLAH S, SIEGWART R. Backstepping and slidingmode techniques applied to an indoor micro quadrotor [C] // Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005: 2247-2252
- [12] MADANI T, BENALLEGUE A. Backstepping control with exact 2-sliding mode estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle [C] // Proceedings of the 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2007). Piscataway, NJ:IEEE Press, 2007:141-146.
- [13] HUANG J T. Global adaptive neural dynamic surface control of strict-feedback systems [J]. Neurocomputing, 2015, 17 (1): 403-413.
- [14] YU Z, LI S, LI F. Observer-based adaptive neural dynamic surface control for a class of non-strict-feedback stochastic nonlin-



ear systems [J]. International Journal of Systems Science, 2015,12(2):122-129.

- [15] ATASSI A N, KHALII H K. A separation principle for the stabilization of a class of nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44(9):1672-1687.
- [16] ZHOU Y, SOH Y C, SHEN J X. High-gain observer with higher order sliding mode for state and unknown disturbance estimations [J]. International Journal of Robust & Nonlinear Control, 2014,24(15):2136-2151.

#### 作者简介:

**方旭** 男,硕士研究生。主要研究方向:先进控制系统。 E-mail: fangxu@ buaa. edu. cn.

**刘金琨** 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:先进控制系统。 Tel.: 010-82315354 E-mail: ljk@ buaa. edu. cn

### Dynamic surface control for quadrotor unmanned air vehicle

FANG Xu, LIU Jinkun

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: A dynamic surface control method is proposed to control position and attitude of quadrotor unmanned air vehicle (UAV) against its characteristics of underactuation. Considering that velocity and angular velocity are hard to measure, we design a high-gain observer for UAV to estimate velocity and angular velocity. Compared with backstepping approach, the design of dynamic surface control is more concise. Dynamic surface control eliminates the problem of "explosion of complexity" by introducing filter. Traditional time scale separation principle cannot prove the stability of whole system. By introducing the dynamic surface control method, it is shown that the control strategy can guarantee semi-global stability of the closed-loop system and arbitrarily small tracking error by adjusting the controller parameters. The stability of whole system is also given. Simulation results indicate that the proposed control system can achieve accurate tracking control for quadrotor UAV.

Key words: dynamic surface control; high-gain observer; quadrotor unmanned air vehicle (UAV); separation theory; global stability analysis

Received: 2015-07-28; Accepted: 2015-10-23; Published online: 2015-11-19 10:58 URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20151119.1058.012.html

Foundation item: Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20121102110008)

<sup>\*</sup> Corresponding author. Tel.: 010-82315354 E-mail: ljk@ buaa. edu. cn



### 《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综 合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、 培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心 期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一 步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

#### 1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与 工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技 术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航 天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑 之列。

#### 2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过20个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码,中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5~8个),中图分类号,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词,引言,正文,参考文献。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

#### 3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

**3.2** 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满3个月后仍未收 到本刊任何通知,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。 本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100083 北京市海淀区学院路37号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电话: (010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail: jbuaa@ buaa. edu. cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

# 《北京航空航天大学学报》 第五届编辑委员会

### 主任(主编):赵沁平

(以下按姓氏笔划为序)

副王	E任	(副主编):	丁希仑	王少萍	孙志梅	李秋实	李焕喜	杨嘉陵
			苗俊刚	相艳	徐立军	钱德沛	曹晋滨	
编	委:	马殿富	王 琪	王 聪	邓小燕	王青云	王荣明	刘 宇
		刘 红	江 洁	刘强	闫 鹏	朱天乐	刘铁钢	齐铂金
		陈万春	邹正平	苏东林	杨世春	沈成平	邱志平	宋知人
		杨树斌	张晓林	杨晓奕	杨继萍	李惠峰	吴新开	张瑞丰
		杨照华	宋凝芳	周锐	林宇震	林贵平	战强	姚仰平
		胡庆雷	赵秋红	段海滨	赵巍胜	席 平	郭 宏	徐 洁
		徐世杰	郭洪波	康 锐	翟锦	熊华钢		



Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

(原《北京航空学院学报》)
(月刊 1956年创刊)
第42卷第8期 2016年8月

主管单位	中华人民共和国工业和信息化部
主办单位	北京航空航天大学
主 编	赵沁平
编辑出版	《北京航空航天大学学报》
	编辑部
邮编	100083
地 址	北京市海淀区学院路 37号
印 刷	北京科信印刷有限公司
发 行	北航文化传媒集团
发行范围	国内外发行
联系电话	(010) 82315594 82338922
	82314839
电子信箱	jbuaa@buaa.edu.cn

刊 号	ISSN 1001-5965 CN 11-2625/V
国内定价	20.00元/期



(JBUAA)

(Monthly, Started in 1956) Vol.42 No.8 August 2016

Administrated by Ministry of Industry and Information Technology of the People's Republic of China Sponsored by Beijing University of Aeronautics and Astronautics (BUAA) (Beijing 100083, P. R. China) Chief Editor Zhao Qinping Edited and Published by Editorial Board of JBUAA **Printed by** Beijing Kexin Printing Co., Ltd. Distributed by BUAA Culture Media Group Limited Telephone (010) 82315594 82338922 82314839 jbuaa@buaa.edu.cn E-mail http://bhxb.buaa.edu.cn

