



# 无人系统技术

## UNMANNED SYSTEMS TECHNOLOGY

主管：中国航天科工集团有限公司 主办：北京海鹰科技情报研究所

智能传感与信息处理专刊

特约主编 冯 跃

共同主编 高兵兵

### 顾 问

李德毅 封锡盛 李伯虎 徐德民 刘永才 费爱国 樊邦奎 陈 杰  
魏毅寅 向锦武 王长青 王飞跃

### 第二届编委会

主 任 李风雷

副 主 任 谷满仓 符文星 宋 斌 张 涛

常务委员 (按姓氏拼音排序)

邓宏彬 郭继峰 李东光 潘 泉 王宏伦 徐 昕

委 员 (按姓氏拼音排序)

昂海松 陈 斌 陈家斌 程 进 戴江勇 方 浩 冯伟强 符小卫 黄长强  
姜 梁 李必军 李伟杰 李贻斌 林 平 刘 莉 刘培志 麻广林 马洪忠  
孟凡彬 牛轱峰 齐俊桐 任 章 时兆峰 苏玉民 孙富春 孙智孝 陶 溢  
田大新 韦锦峰 吴向阳 夏元清 谢少荣 徐海刚 薛建儒 颜国正 杨宏晖  
于林宇 张 宁 张卫平 赵 杰 朱小燕 Dan ZHANG Simon X.YANG  
Yang SHI Youmin ZHANG

## 无人系统技术

2018 年创刊 (双月刊)

主管单位：中国航天科工集团有限公司  
主办单位：北京海鹰科技情报研究所  
协办单位：中国无人系统产业联盟 (筹)  
西北工业大学无人系统发展战略研究中心  
西北工业大学无人系统技术研究院

主 编：张冬青  
副 主 编：蔡顺才 孙柏原 李东光 陈少春  
执行主编：王一琳

编辑出版：《无人系统技术》编辑部  
地 址：北京7254信箱4分箱 (100074)  
电 话：010-68191488 (编辑部)  
010-68375084 (发行部)

邮 箱：chinauas310@163.com  
网 址：http://umst.cbpt.cnki.net

国内发行：北京海鹰科技情报研究所  
印刷单位：北京博海升彩色印刷有限公司

Administrated by: China Aerospace Science & Industry Corporation Limited  
Sponsored by: Beijing HIWING Scientific and Technological Information Institute  
Co-organized by: Association for Unmanned Vehicle Systems of China  
Research Center for Unmanned System Strategy Development, NWPU  
Unmanned System Research Institute, NWPU

Editor-in-Chief: ZHANG Dongqing  
Associate Editor: CAI Shuncai SUN Baiyuan LI Dongguang CHEN Shaochun  
Executive Editor: WANG Yilin

Edited&Published by: Editorial Office of Unmanned Systems Technology  
Add: P.O. Box 7254-4, Beijing 100074, China  
Tel: (8610) 68191488 (Editorial)  
(8610) 68375084 (Circulation)

E-mail: chinauas310@163.com  
Website: http://umst.cbpt.cnki.net  
Distributed by: Beijing HIWING Scientific and Technological Information Institute  
Printed by: Beijing BOHS Colour Printing Co., Ltd.

本期责任编辑：李 志

ISSN 2096-5915  
CN 10-1565/TJ

国内定价：30 元 / 期



2021.5  
第4卷 NO.

中国学术期刊网络出版总库 (CNKI) 收录

万方数据—数字化期刊群收录

超星数字期刊数据库收录

维普网数据库收录

无人系统技术

二〇二一年 第四卷

第五期



# 无人系统技术

WUREN XITONG JISHU

第4卷第5期  
2021年9月



# 征稿启事

## 《无人系统技术》期刊

## 目次 CONTENTS

### · 先进特种传感器技术 · Advanced Special Sensor Technology

具有电位测量与刚度筛选功能耦合的触觉传感器研究.....	冯 跃, 周子隆 (01)
Functional Coupled Tactile Sensor for Detecting Object Stiffness and Potential.....	FENG Yue, et al (01)
川藏铁路无砟轨道变形的热电传感与原位监测技术.....	高鸣源, 王 平 (08)
Thermoelectric Sensing and In-situ Monitoring Technology for Sichuan-Tibet Railway Ballastless Track Deformation.....	GAO Mingyuan, et al (08)
适用于极端环境的 MEMS 传感器研究进展.....	张亮亮, 胡腾江, 李 村, 等 (15)
Research Progress of MEMS Sensors Applied in Extreme Environment.....	ZHANG Liangliang, et al (15)
一种具有高抗侧向过载的垂直敏感弹载 MEMS 惯性开关.....	任 超, 武 强, 付 博, 等 (23)
A Vertical Sensitive Missile-borne MEMS Inertial Switch with High Shock-Resistibility to Lateral Overload.....	REN Chao, et al (23)

### · 多源信息融合技术 · Multi-source Information Fusion Technology

无人机着陆过程中的多源引导信息融合技术.....	时莎莎, 韩昕怡, 涂 阔, 等 (31)
Information Fusion Technology for Multi-source Navigation in UAV Landing Process.....	SHI Shasha, et al (31)
一种基于信息融合的天线罩误差斜率估计方法.....	董 航, 陆科林, 金冰煜, 等 (42)
A Radome Error Slope Estimation Method based on Information Fusion.....	DONG Hang, et al (42)
面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计方法.....	张巍巍, 时晨光, 周建江, 等 (53)
Low Probability of Intercept-Based Waveform Design for Multiple Target Tracking in Distributed Radar Network.....	ZHANG Weiwei, et al (53)

### · 无人机编队控制技术 · UAV Formation Control Technology

基于 UWB 局部测量的集群协同平台实现.....	孙大洋, 白恩浩, 李红阳, 等 (61)
Implementation of Cluster Cooperation Platform based on adjacent UWB Measurement.....	SUN Dayang, et al (61)
具有协方差反馈控制的无人机 INS/GNSS 组合自适应 CKF 算法.....	李文敏, 刘明威, 高兵兵, 等 (71)
An Adaptive CKF with Covariance Feedback Control for UAV INS/GNSS Integration.....	LI Wenmin, et al (71)
无人机编队中的高精度抗干扰相对定位技术研究.....	房屹光 (80)
Research on High Precision Anti-jamming Relative Positioning Technology in UAV Formation.....	FANG Yiguang (80)

《无人系统技术》期刊是由中国航天科工集团有限公司主管，北京海鹰科技情报研究所主办，中国无人系统产业联盟（筹）、西北工业大学无人系统发展战略研究中心、西北工业大学无人系统技术研究院联合协办的学术期刊。现诚挚地向无人系统技术研究领域的专家学者、学术带头人以及致力于无人系统理论与技术创新研究的科技工作者约稿。

#### ◆ 约稿方向

稿件内容以综述、研究论文、技术报告、专题研讨和科技评述等形式为主，广泛报道无人空中系统、无人地面系统、无人水面水下系统、智能机器人等研究领域的理论研究成果、技术创新、学术见解和经验总结。主要包括无人系统平台技术、自动控制技术、信息技术以及人工智能、通信、传感器等技术在无人系统领域的新应用。同时，也包括无人系统自主技术、协同技术、跨域同步技术、智能无人系统伦理及其与有人系统的关系等。

#### ◆ 投稿方式

通过期刊采编系统进行投稿，网址：<http://umst.cbpt.cnki.net/>，或直接搜索“无人系统技术”。

#### ◆ 投稿要求

1. 本刊选录稿件主要视其是否有创新点及其价值大小，并综合考虑：立题的科学/工程意义；对科研进展的了解和引用；方法或其应用的创新性；方法和论证的科学性；结论/结果的合理可信性和写作质量。
2. 投稿时须提交电子版“保密审查证明”，稿件正式录用后将“保密审查证明”“版权转让协议”原件邮寄至：北京 7254 信箱 4 分箱《无人系统技术》编辑部，邮编：100074，电话：010-68191488。

#### ◆ 写作要求

1. 来稿应含中英文题目、中英文摘要（说明研究目的、创新试验方法、研究成果和最终结论等，重点是方法创新和成果结论。中英文摘要对应，英文摘要在 250 个实词左右）、关键词（5 ~ 8 个）。引言应说明课题的背景，引述该领域的国内外同行已经取得的进展，以说明本文的选题意义和创新点所在。
2. 量和单位应符合国家规定。外文字符要分清大小写、正斜体，上下角字符的位置高低应区别明显。图、表应提供中英文图题、表题。
3. 参考文献引用应遵循“最新、关键、必要和亲自阅读过”的原则；在正文中顺次引述；数量以不少于 20 篇为宜，未公开发表的资料一般不宜引用。
4. 需提供全部作者简介，内容包括：姓名、出生年、性别、学位、职称、研究方向、照片等。

#### ◆ 关于稿酬

暂不收取版面费、审稿费，稿件一经录用，将按照字数和文章质量情况，向作者一次性支付稿酬。

[引用格式] 冯 跃, 周子隆. 具有电位测量与刚度筛选功能耦合的触觉传感器研究[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 1-7.

# 具有电位测量与刚度筛选功能耦合的 触觉传感器研究

冯 跃, 周子隆

(北京理工大学机电学院, 北京 100081)

**摘 要:** 具有目标辨识能力的传感技术是无人系统环境智能感知的关键技术, 也是制约无人系统智能化发展的重要因素。面向无人系统登月探测任务, 针对现有触觉传感系统局限于感知物体的结构信息如轮廓、表面形貌, 难以获取物体的电学信息如表面电位, 无法有效辨识目标, 提出了具有电位测量与刚度筛选功能的耦合触觉传感系统。该系统基于传感探头内部驻极体的静电效应, 实现对目标表面电位的测量; 利用传感探头弹性拱顶结构的非线性屈曲行为, 实现对目标结构刚度的筛选。建立了包含传感器结构和电学参数、目标物体结构和电学参数的传感模型; 阐明了传感器输出电压波形与目标表面电位及结构刚度之间的数学关系, 并通过实验进行了验证; 搭建了耦合传感系统, 实现了在有限结构空间中测量多种物理量的耦合触觉传感。

**关键词:** 耦合传感; 触觉传感; 非线性屈曲; 驻极体; 表面电位; 结构刚度

**中图分类号:** TP242.6; TP212.1      **文献标识码:** A      **文章编号:** 2096-5915(2021)05-01-07

**DOI:** 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.041

## Functional Coupled Tactile Sensor for Detecting Object Stiffness and Potential

FENG Yue, ZHOU Zilong

(School of Mechatronical Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** Target recognition sensing technology is significant for the ambient intelligent perception of the unmanned system, and also limits the development of the intelligent unmanned systems. This paper is aimed at the unmanned system lunar exploration mission. With regard to the fact that the existing tactile sensor system can only sense the structural information of the object such as contour and surface topography, and it is difficult to obtain the electrical information of the object such as the surface potential, leading to the non-effective target identification. A coupled tactile sensor integrated with potential measurement and stiffness selection functions is proposed. Based on the electrostatic effect of the electret in the sensor probe, the measurement of the target surface potential is realized; the nonlinear buckling behavior of the elastic dome structure of the sensor probe is used to realize the stiffness of the target. A mathematical sensing model including the structure and electrical parameters of both sensor and target is established; the relationship between sensor output voltage waveform and target surface potential and structure stiffness is clarified and verified by experiments. A coupled sensing system is built to realize multiple physical quantities tactile sensing in a limited structure space.

**Key words:** Coupled Sensing; Tactile Sensing; Nonlinear Buckling; Electret; Potential; Stiffness

收稿日期: 2021-06-04; 修回日期: 2021-08-27

基金项目: 国家自然科学基金 (520770055、51607007)

## 1 引言

近年来,智能无人系统已成为应用广泛、发展最引人注目的高新技术之一。智能无人系统能够感知周围环境信息,在复杂环境中执行灵活的操作任务,极大地推动了经济发展、社会进步以及军事变革<sup>[1]</sup>。而传感器技术是无人系统智能化的先决条件,触觉传感技术则是该领域热门研究内容之一<sup>[2]</sup>。触觉是无人系统实现与环境交互的一种重要媒介。通过安装于末端执行器上的触觉传感器,无人系统不仅可以用来判断是否接触物体,还可以通过物理触摸来获取所需的物理信息,测量接触目标的温度、刚度、纹理、形状和接触力大小等特性,进而识别目标物体<sup>[3-5]</sup>。

传统触觉传感器依据传感原理的不同主要可以分为电容式、压阻式、热电阻式、电感式、压电式、电磁式和光学等<sup>[6-8]</sup>。一般而言,电容式、压阻式和压电式具有潜在优越的性能和实用性,因此通常是传感器设计者的首选。其他几种方法可以获得极高的灵敏度和较高的空间分辨率,然而这些技术中的大多数存在有效负载较大、制造昂贵且复杂的问题<sup>[9]</sup>。相反地,采用电容式、压阻式和压电式触觉传感器能够在保证较宽的工作范围的同时降低成本和功耗。

但是现有的多数触觉传感器仅能获得目标的轮廓与表面形貌,尚不足以有效识别结构属性相近的目标<sup>[10]</sup>。通过利用目标的电学特性如表面电位,反映物体的电导率,可以进一步提高目标识别准确率<sup>[11]</sup>。目标结构刚度反映了物体的杨氏模量,是辨识材料的有效依据。然而大多数刚度触觉传感器基本上依靠传感器和物体之间通过压电的压力检测,再结合光学设备的位移检测,对弱力下的微小变形不敏感<sup>[12]</sup>。

因此,本文提出了一种新型电容式耦合触觉传感器,可以同步识别物体的刚度和表面电位。电容式传感器具有单稳态金属拱顶和驻极体薄膜覆盖的对电极,能够实现刚度区分和表面电位传感。当传感器接触和释放物体时,输出由表面电位和刚度信息组成的耦合电压信号。通过解耦输出波形,本文确定了所提出的传感器测量的电压

与物体表面电位之间的关系,以及电压与物体刚度之间的关系。

## 2 传感探头设计

本文所提出的耦合触觉传感器的测量探头由前端电极、后端电极、基底和一层驻极体薄膜构成(见图1)。传感器的基底为绝缘介质FR4;前端电极为不锈钢(301钢)制弹性拱顶结构,焊接在基底上;后端电极呈圆形,刻蚀在基底上;表面覆有一层驻极体薄膜,驻极体与前端电极之间存在一定宽度的空气间隙。

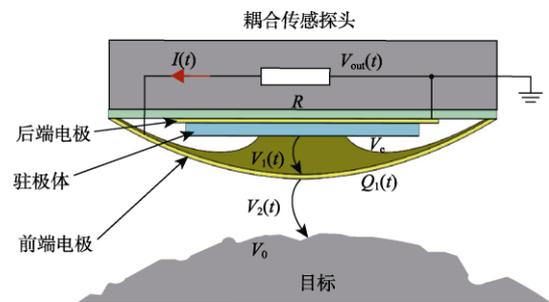


图1 耦合传感探头结构示意图

Fig. 1 Diagram of coupled sensor probe

驻极体是指能够长期储存空间电荷和偶极电荷的电介质材料,即从时间跨度上来看,它们的电荷衰减时间常数比驻极体形成的周期长得多<sup>[13]</sup>。本文所用驻极体材料为PTFE(Poly Tetra Fluoro-ethylene),化学气相沉积在后端电极表面。PTFE具有优异的电荷储存能力<sup>[14]</sup>,能够实现传感器测量时的互感效应;同时,其杨氏模量远小于不锈钢,不会对弹性拱顶结构刚度造成影响。当传感器探头接近目标物体时,由于静电感应,传感器前端产生感应电荷,距离目标物体越近,静电感应效应越强,探头两电极输出电压越高。随后,传感器接触到目标物体,并仍向前运动直至与目标物体接触产生一个电压脉冲。前端电极被物体挡住,物体与电极间产生相互作用力。前端电极为弹性拱顶结构,当其受力达到临界值时,电极产生非线性屈曲,形状发生突变,驻极体层与前端电极间的空气间隙的宽度以较快的速度缩小到无。两电极之间会产生一个较高的电压脉冲。

### 3 物理模型

#### 3.1 拱顶结构非线性屈曲理论

传感器前端电极结构如图 2(a)所示。探头前端电极弹性拱顶结构顶部为球壳形状, 由 4 个腿支撑。探头前端电极结构可以简化为由 4 个腿弹性支撑的轴对称球壳, 其力学模型如图 2(b)所示。当顶部电极接触物体时, 拱顶(帽高为  $h$ , 腿长为  $l$ , 拱跨距为  $R_d$ 、厚度为  $t$ , 球半径为  $R_s$ ) 在中心集中载荷下变形。利用柱坐标系下改良 Föppl-von Kármán 方程<sup>[15]</sup>, 可以获得拱顶在中心集中载荷  $F$  下的变形, 即

$$\begin{cases} D \frac{d}{dr} \left\{ \frac{d}{rdr} \left[ \frac{R_d r dw(r)}{(l + R_d) dr} \right] \right\} \\ = f_r(r) \left[ \frac{r}{R_s} + \frac{R_d dw(r)}{(l + R_d) dr} \right] + \frac{Fr}{2} \\ \frac{r}{Et} \frac{d}{dr} \left[ \frac{d}{rdr} (r^2 f_r(r)) \right] \\ = - \frac{R_d dw(r)}{(l + R_d) dr} \left[ \frac{r}{R_s} + \frac{R_d dw(r)}{(2l + 2R_d) dr} \right] \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $w(r)$  和  $N_r(r)$  分别是壳体拱顶的垂直挠度和径向应力;  $D$  是球壳的弯曲刚度, 定义为  $D=Et^3/12(1-\nu)$ 。基于胡克定律, 拱顶的等效刚度  $k$  被定义为集中力  $F$  与拱顶中点位移  $d$  的比率,  $k=F/d$ , 其中  $d=w(0)$ 。

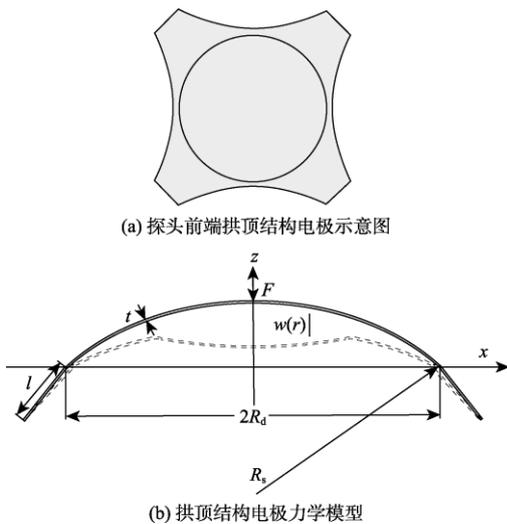


图 2 探头结构示意图及其力学模型

Fig. 2 Dome-shaped sensor and its mechanical model

当拱形结构受到力的作用时, 会产生形变, 随着力的增大, 结构上的点的挠度增加, 当力达到临界值  $F_c$  时, 会发生结构失稳位移突变现象, 表现为结构上的点从某一位置突跳到另一位置, 即屈曲行为。图 3 描述了拱顶电极相对于无量纲中心点偏转的无量纲力和刚度响应。随着拱顶中心位移的增加, 拱顶的刚度  $k$  将首先保持不变, 定义为阈值刚度  $k_{th}$ , 然后缓慢减小。一旦中心挠度接近临界中心位移  $d_c$ , 刚度就会在很窄的距离内显著降低。当中心挠度达到临界值  $d_c$  时, 刚度达到零点, 并且发生屈曲行为。对于具有已知结构参数的柔性金属拱顶, 临界中心位移  $d_c$  和阈值刚度  $k_{th}$  都已确定。当荷载作用在结构上时, 是否发生屈曲取决于结构的挠度。根据胡克定律, 在相同的力下, 越硬的物体变形越小。如果物体的结构刚度高于拱顶的初始刚度, 那么当拱顶发生单稳态动力学时, 物体的挠度小于临界位移  $d_c$ 。因此, 将压力位移设置为两倍临界位移, 可以在无需测量压力和变形的情况下, 直接比较物体的刚度和拱顶的刚度。并且单稳态拱顶结构的非线性屈曲无需外部回复力即可恢复至初始状态, 非常适用于无法提供外部回复力的触觉传感系统。

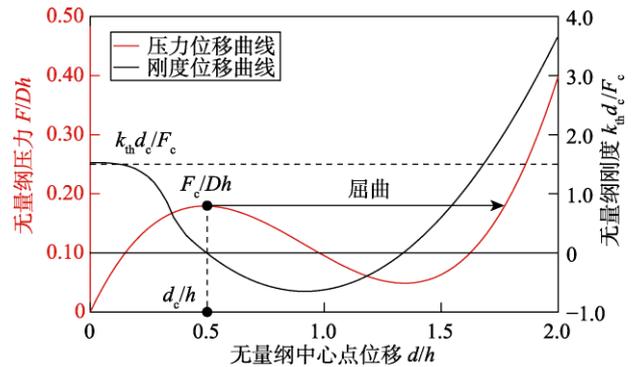


图 3 压力位移曲线和刚度-位移曲线

Fig. 3 Force-displacement and stiffness-displacement curves

#### 3.2 探头耦合传感理论

基于基尔霍夫理论, 输出电压  $V_{out}(t)$ 、驻极体表面电位  $V_e$  和目标物体表面电位  $V_0$  的关系为

$$V_0 + V_2(t) + V_1(t) + V_e + V_{out}(t) = 0 \quad (2)$$

其中,  $V_1(t)$ 和  $V_2(t)$ 分别是驻极体表面与探头前端电极之间的电压及目标物体表面与探头前端电极之间的电压。根据电容公式  $V=Q/C$ , 输出电压表达式改写为<sup>[16]</sup>

$$V_{\text{out}}(t) = R \frac{dQ_1(t)}{dt} = V_e + \left[ \frac{-V_0}{\frac{1}{C_1(t)} + \frac{1}{C_2(t)} + \frac{1}{C_e}} - Q_1(t) - C_e V_e \right] \left[ \frac{1}{C_1(t)} + \frac{1}{C_e} \right] \quad (3)$$

其中,  $Q_1(t)$ 为探头前端电极感应电荷;  $R$ 为外接电阻阻值;  $C_1(t)$ 为探头前端电极与目标物体间空气层电容;  $C_2(t)$ 为探头前端电极与驻极体间空气层电容;  $C_e$ 为驻极体电容。可以看出, 输出电压  $V_{\text{out}}(t)$ 随驻极体表面电位  $V_e$  和目标物体表面电位  $V_0$  增加而呈线性提高。

## 4 数值仿真结果及分析

### 4.1 拱顶非线性屈曲行为仿真

为了研究拱跨距对前端拱顶非线性屈曲行为的影响, 拱跨距  $R_d$  从 1.80 mm 增加至 2.10 mm, 厚度  $t$  和球半径  $R_s$  分别为 2.50 mm 和 0.18 mm (图 4)。从图 4 可以看出, 当拱跨距增加时, 拱顶中心点临界位移增加, 拱顶非线性行为增强, 逐渐变为双稳态拱顶结构。双稳态拱顶需要回复力以恢复至初始状态, 这是拱顶设计中所避免的。因此通过设置合适的拱顶结构参数可以精准地控制其非线性行为。

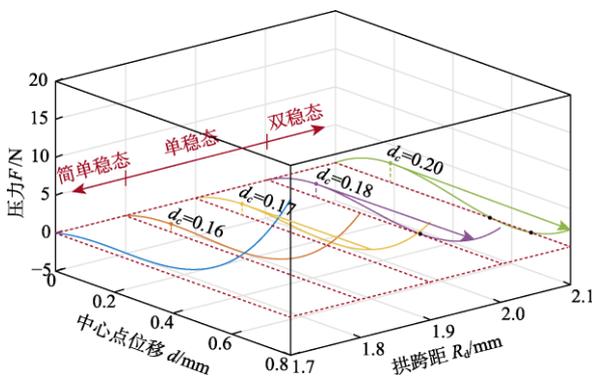


图 4 中心点压力与位移曲线随拱跨距的变化  
Fig. 4 Force responses of the mental dome under various basic radiuses

### 4.2 探头静电感应仿真

当探头尚未接触目标时, 给定目标物体表面电位为 50 V, 探头以 2 Hz 的频率在 20 mm 的位移范围内来回正弦运动, 外接电阻  $R$  为 10 M $\Omega$ , 改变目标物体表面电位与运动频率, 仿真的探头输出电压峰值变化曲线如图 5 所示。可以发现, 随着目标物体表面电位的增大, 感应电荷越多, 探头输出电压的峰值越大; 随着运动频率的增加, 探头接近目标速度增加, 感应电荷变化越快, 电压越高。

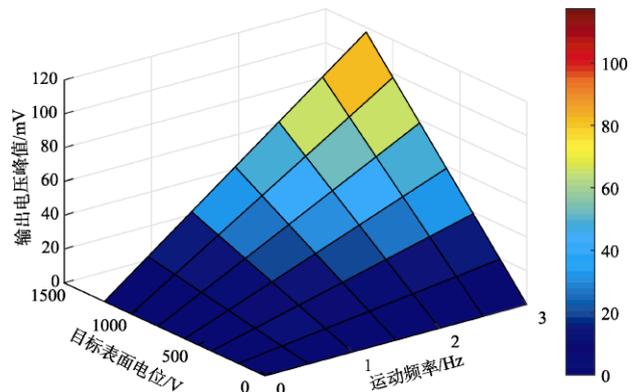


图 5 感应电压峰值随目标表面电位与探头运动频率变化  
Fig. 5 The output voltage as a function of the object surface potential and motion frequency

### 4.3 探头刚度筛选仿真

设驻极体表面电位为 -500 V, 面积为  $R_s^2$ , 厚度为 20  $\mu\text{m}$ , 探头振动频率 2 Hz, 外接电阻  $R$  为 10 M $\Omega$ , 探头在不接触目标、接触刚度小于阈值刚度的目标以及接触刚度大于阈值刚度的目标时, 电压波形如图 6 所示。当探头的前端电极接触到目标物体时, 静电感应信号达到峰值, 并以此为判据, 探头开始进行目标刚度测量。当前端电极的具有弹性的拱顶结构受到力的作用, 中心点的形变位移达到临界位移  $d_c$  时, 刚度会快速降为零。此时球形拱顶结构非线性失稳会造成前后两端电极之间空气间隙在短时间内急剧减小, 在电阻两端形成一个明显的电压脉冲。计算出前端电极未发生非线性屈曲时的理论的形变电压最大值, 并将该形变电压最大值设定为阈值电压, 以此判断前端电极是否发生非线性屈曲。当耦合

识别探头的前端电极接触带电的目标物体时, 根据设定位移 (两倍临界位移) 继续按压物体。若探头输出的电压峰值未超过阈值电压, 表明前端电极未发生非线性屈曲, 说明目标物体的刚度小于前端电极的阈值刚度; 反之, 若电压波形有明显的脉冲, 幅值超过阈值电压, 表明非线性屈曲发生, 说明目标物体的刚度大于前端电极的阈值刚度。

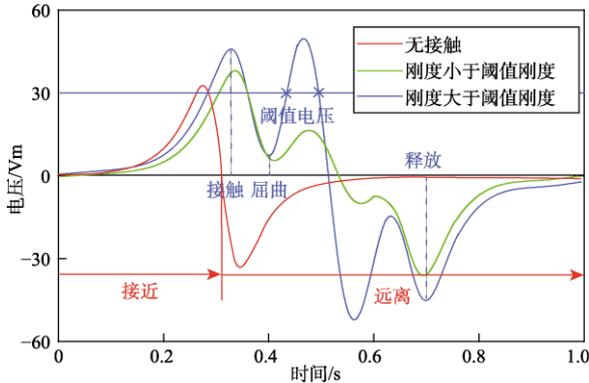


图 6 探头输出电压波形  
Fig. 6 The output voltage waveform under different object stiffness

### 5 实验结果及分析

实验台系统结构图如图 7 所示。传感器探头安装在电磁振动台上用于模拟机器人手臂的运动, 信号发生器输出正弦信号驱动振动台使传感探头以一定的频率来回运动。目标物体为双边夹紧梁, 被固定在实验台的金属板上, 保持高度与传感探头一致, 其刚度通过改变长度来调节。梁上粘贴有极化驻极体薄膜作用于模拟梁表面电位。当触觉传感器探头往返运动时与目标物体相接触, 传感探头输出电压波形经过测量电路滤波与放大处理后, 通过 ADC 采样输入至计算机。

实验选取了 3 种不同结构参数的拱顶结构样

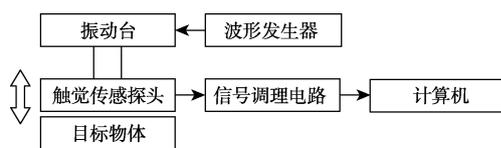


图 7 触觉传感器测试系统  
Fig. 7 The test system of tactile sensor

品, 其结构参数如表 1 所示。不同的金属圆顶可以设计为不同的阈值刚度。因此, 可以制造触觉传感阵列以确定更准确的表面电位与刚度范围。图 8 描述了三个金属圆顶试样的理论 (虚线) 和实验 (实线) 力位移响应。

表 1 样品三维尺寸  
Table 1 3-Dimensions of specimens

样品	拱跨距 $R_d$ /mm	厚度 $t$ /mm	球半径 $R_s$ /mm
1	2.00	0.16	2.50
2	1.90	0.16	2.50
3	1.90	0.16	2.70

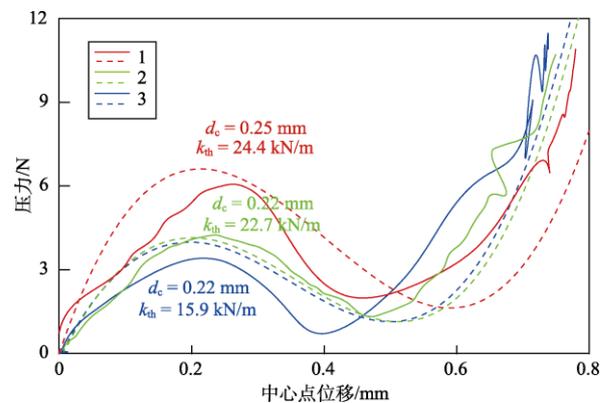


图 8 3 个样品力-位移实验与理论曲线  
Fig. 8 The theoretical (dashed lines) and experimental (solid lines) force-displacement curves of three specimens

将 3 个样品分别作为 3 种探头的前端电极。PTFE 厚度为  $20 \mu\text{m}$ , 其极化过程如图 9 所示。后端电极与前端电极分别接高压源和地, 在电极间营造极化偏置电场。电极间的空气隙在软 X 射线辐射下光电离产生正负电荷, 其中负电荷在偏置电场作用下注入 PTFE 表面, 形成驻极体。在  $10.0 \text{ keV}$  软 X 射线辐射下, 施加  $1.0 \text{ kV}$  高压  $10 \text{ min}$  后, 驻极体表面电位为  $-800\text{V}$ 。

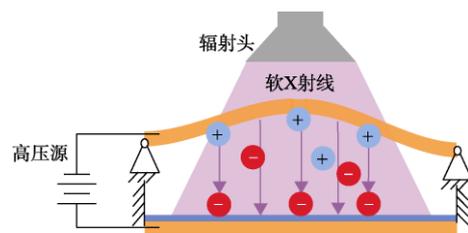


图 9 PTFE 软 X 射线极化示意图  
Fig. 9 The diagram of soft X-ray charing of PTFE

3种不同探头在静电感应与刚度筛选过程中的性能如图10所示,其中目标表面电位从0变为 $-1.0\text{ kV}$ 。结果表明,在传感探头的运动行为不变的情况下,输出电压的最大值与表面电位呈线性正相关,与理论模型非常吻合。图11展示了整个检测过程中3个样品的输出电压,其中通过压痕机测得的梁刚度为 $23.6\text{ kN/m}$ ,表面电位设为 $-1.0\text{ kV}$ 。显然,试样的输出电压在释放前有两个负脉冲。由于静电效应,当传感探头接触物体时获得第一个脉冲;由于非线性屈曲,第二个脉冲用于判断物体的刚度阈值。相比之下,探头1只有一个负脉冲,这意味着没有屈曲;探头2和探头3有两个负脉冲,这意味着发生屈曲。根据传感器输出的电压波形,反演出的表面电位为 $-950\sim-900\text{ V}$ ,刚度范围为 $22.7\sim 24.4\text{ kN/m}$ ,与设定值接近。

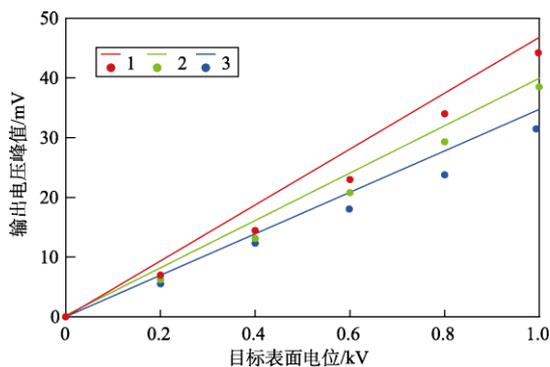


图10 静电感应电压随目标表面电位变化

Fig. 10 Maximum of output voltage with respect to various surface potentials

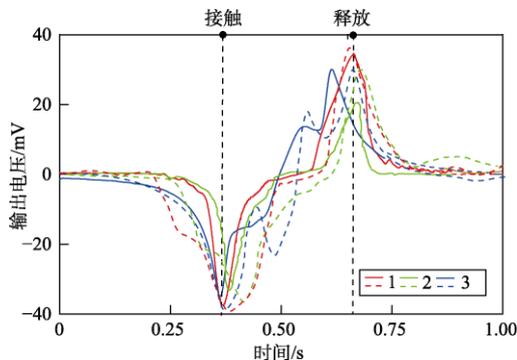


图11 耦合传感器输出波形

Fig. 11 The measured (solid lines) and theoretical (dashed lines) voltage waveforms from coupled tactile sensors

## 6 结论

本文提出了一种能够同时确定物体表面电位和结构刚度的耦合触觉传感器。该传感器探头由作为前端电极的金属拱顶和作为后端电极表面附有驻极体层的圆形金属片组成。由于带电目标和驻极体静电效应,在两个电极之间输出电压,并根据电压波形反演出物体的表面电位和刚度,本文主要获得了以下研究结论。

(1) 研究了传感器探头前端电极弹性拱顶结构的屈曲特性,利用冯卡门大挠度理论推导了拱顶结构在几种载荷作用下中心点的位移公式,对比理论与实验数据,发现理论与实验结果基本吻合,证明了通过改变结构参数控制拱顶结构非线性屈曲行为的可行性。理论上确定了当接触后设定的位移为探头前端电极临界位移的两倍时,可以实现对目标物体刚度的阈值判定。

(2) 建立耦合传感理论模型,推导了电压响应理论公式。数值计算结果表明:当传感器不与目标物体接触时,目标物体的表面电位越高,电压响应越强,据此可判断目标物体材料的导电性能;当探头与目标物体接触并且前端电极发生屈曲时,电压响应突增,根据电压变化可判断接触时的相互作用力是否达到临界值,从而判定硬度阈值。

(3) 选取了3种不同探头样品,设计了耦合传感实验。基于理论,对传感器输出电压解算,在目标物体刚度为 $23.6\text{ kN/m}$ 且表面电位为 $-1.0\text{ kV}$ 时,测得表面电位为 $-950\sim-900\text{ V}$ ,刚度范围为 $22.7\sim 24.4\text{ kN/m}$ ,实现了对目标物体表面的测量与刚度的阈值判定。

## 参考文献

- [1] Tiwana M I, Redmond S J, Lovell N H. A review of tactile sensing technologies with applications in biomedical engineering [J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2012, 179(3): 17-31.
- [2] Huang C, Wang Q, Zhao M, et al. Tactile perception technologies and their applications in minimally invasive surgery: A review [J]. *Frontiers in Physiology*, 2020, 11: 611596.
- [3] 曹建国, 周建辉, 缪存孝, 等. 电子皮肤触觉传感器研究进展与发展趋势[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2017, 49(1):1-13.

- [4] Stassi S, Cauda V, Canavese G, et al. Flexible tactile sensing based on piezoresistive composites: A review [J]. *Sensors*, 2014, 14(3):5296-5332.
- [5] Pedro S G, Pedro M P R, Octavian P, et al. Tactile sensors for robotic applications [J]. *Measurement*, 2013, 46(3): 1257-1271.
- [6] Lei K F, Lee K F, Lee M Y. A flexible PDMS capacitive tactile sensor with adjustable measurement range for plantar pressure measurement [J]. *Microsystem Technologies*, 2014, 20(7):1351-1358.
- [7] Zhang Y, Ju F, Wei X, et al. A piezoelectric tactile sensor for tissue stiffness detection with arbitrary contact angle [J]. *Sensor*, 2020, 20(22): 6607.
- [8] Zhang Y, Ye J, Lin Z, et al. A piezoresistive tactile sensor for a large area employing neural network [J]. *Sensor*, 2019, 19(1): 27.
- [9] Majumder B D, Roy J K, Padhee S. Recent advances in multi-functional sensing technology on a perspective of multi-sensor system: A review [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2019, 19(4): 1204-1214.
- [10] 浮翔,陈雪亮,王琳,等. 触觉传感器及感知技术研究现状与发展趋势[J]. *船电技术*, 2019, 39(4): 60-64.
- [11] Kurita K, Morinaga S. Noncontact detection of movements of standing up from and sitting down on a chair using electrostatic induction [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2019, 19(19): 8934-8939.
- [12] Deng H, Xu X, Zhuo W, et al. Current-sensor-based contact stiffness detection for prosthetic hands [J]. *IEEE Access*, 2020, 8:29456-29466.
- [13] Suzuki Y. Recent progress in MEMS electret generator for energy harvesting [J]. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2011, 6(2): 101-111.
- [14] Zhang K, Hou Z, Zhang B, et al. Highly sensitive humidity sensor based on graphene oxide foam [J]. *Applied Physics Letters*, 2017, 111(15): 153101.
- [15] 王飞鹏,夏钟福,吴越华,等. P(VDF-TFE-HFP)/PTFE双层驻极体膜的压电性[J]. *物理学报*, 2004, 53(5): 1534-1539.
- [16] Feng Y, Yu Z, Han Y. High-performance gap-closing vibrational energy harvesting using electret-polarized dielectric oscillators [J]. *Applied Physics Letters*, 2018, 112(3): 032901.

#### 作者简介:



冯 跃 (1982-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为智能传感技术与环境发电技术。本文通信作者。



周子隆 (1997-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为静电传感技术。

[引用格式] 高鸣源, 王平. 川藏铁路无砟轨道变形的热电传感与原位监测技术[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 8-14.

# 川藏铁路无砟轨道变形的热电传感与原位监测技术

高鸣源<sup>1</sup>, 王平<sup>2,3</sup>

(1. 西南大学工程技术学院, 重庆 400716; 2. 西南交通大学土木工程学院, 成都 610031;  
3. 高速铁路线路工程教育部重点实验室, 成都 610031)

**摘要:** 川藏铁路沿线无人区处于极端温差条件下, 尤其是日气温变化显著, 会在轨道结构内部产生大梯度温度场, 导致无砟轨道多层结构超常变形, 构成行车安全的重大隐患。提出了基于热电效应的轨道变形一体化原位监测技术。借助温度场建模和试验研究, 建立了温度场作用下无砟轨道多层结构的变形响应非线性分析方法, 可求解大梯度、突变温度场作用下无砟轨道多层结构的变形响应。利用轨道结构温度场热电效应, 监测温差产生的电量变化, 辨识热电监测敏感区和温度监测部位, 研发了轨道变形无源热电监测原型机。研究验证了在川藏线无人区对无砟轨道结构变形进行自供电热电传感和原位监测的可行性, 对保障川藏铁路行车安全具有重要的借鉴意义。

**关键词:** 川藏铁路; 热电; 极端温差; 无砟轨道; 变形; 原位监测

中图分类号: V279 文献标识码: A 文章编号: 2096-5915(2021)05-08-07

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.042

## Thermoelectric Sensing and In-situ Monitoring Technology for Sichuan-Tibet Railway Ballastless Track Deformation

GAO Mingyuan<sup>1</sup>, WANG Ping<sup>2,3</sup>

(1. College of Engineering and Technology, Southwest University, Chongqing 400716, China;  
2. School of Civil Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;  
3. Key Laboratory of High-Speed Railway Engineering, Ministry of Education, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** The unmanned areas along the Sichuan-Tibet Railway are under extreme temperature difference conditions, especially the daily temperature changes significantly, which will generate a large gradient temperature field inside the track structure, resulting in abnormal deformation of the multi-layer structure of the ballastless track, posing a major hidden danger to driving safety. This paper proposes an integrated in-situ monitoring technology for track deformation based on thermoelectric effects. With the help of temperature field modeling and experimental research, a nonlinear analysis method for the deformation response of the multi-layer ballastless track under the action of the temperature field is established, which can solve the deformation response of the multi-layer ballastless track under the action of a sudden temperature field. The thermoelectric effect of the track structure temperature field is used to monitor the electrical change caused by the temperature difference, to identify the thermoelectric monitoring sensitive area and the temperature monitoring position, and to develop a self-powered thermoelectric monitoring prototype for track deformation

monitoring. The experimental research verifies the feasibility of self-powered thermoelectric sensing and in-situ monitoring of the deformation of the Ballastless Track in the unmanned area of the Sichuan-Tibet line, which is of important significance for ensuring the safety of the Sichuan-Tibet railway.

**Key words:** Sichuan-Tibet Railway; Thermoelectric; Extreme Temperature Difference; Ballastless Track; Deformation; In-situ Monitoring

## 1 引言

川藏铁路东起四川省成都市,向西经雅安、康定、昌都、林芝、山南到拉萨,新建正线长度为 1543 km,运营长度为 1573 km,大部分路段设计速度为 200 km/h,无砟轨道是主要的轨道结构型式。川藏铁路经过多个地貌单元,沿线气候和地质条件复杂<sup>[1]</sup>。全线平均海拔 3800 m,高原平均高程为 4500~5000 m,相对高差为 4000~6000 m。高海拔地区空气稀薄、大气干洁,对太阳辐射的削弱作用小,太阳年辐射总量高达 1600~2200 kW·h/m<sup>2</sup>,比西北干旱地区的新疆高出三分之一;而在夜间,稀薄的空气对地面的保温作用弱,气温会迅速下降,导致昼夜温差大。这种温度的剧烈变化在冬季尤其显著,高原上每年 11 月至次年 2 月夜间气温常降到 -20℃ 以下,而由于强太阳辐射日间气温又迅速升高至 0℃ 以上。例如数据记录表明:在索县中午 11:00~12:00 的 1 h 内升温可达 10.3℃;那曲 24 h 内温差可达 22℃<sup>[2]</sup>,日气温变化显著。高原上的强太阳辐射和各种环境温度要素的配合,使得铁路沿线的温度条件极为复杂,成为影响线路工程稳定性的重要因素。例如,1991 年 4 月 8 日在青藏铁路的关角地区(海拔 3700 m),气温突然升高,地表最高温度达 49.8℃,致使严重冻害突然热熔回落,路基下沉,导致 3434 次列车脱轨,造成中断行车 17 h 56 min<sup>[3]</sup>。

在日温差变化较大地区,轨道结构在整体温度荷载和温度梯度作用下会发生变形现象,如出现钢轨碎弯、道床板拱胀变形及轨道板翘曲变形、离缝、脱空等。对东北地区哈大线部分区段的无砟轨道的现场观测表明<sup>[4]</sup>,轨道板在一天内由于气温变化在板内形成温度梯度,导致板表面和板

底部之间“上冷下热”或“上热下冷”,由此引起轨道板翘曲变形。在 20℃ 的大温差条件下,无砟轨道板端日伸缩变形幅值可达常规日温差(5~10℃)的 3.2~10 倍<sup>[5]</sup>。对西北地区兰新二线无砟轨道温度场特性的研究表明<sup>[6]</sup>:双块式无砟轨道上拱值与整体温升、温度梯度增幅呈线性增长关系;整体温升 45℃、温度梯度大于 75℃/m 时道床板即出现压溃破坏;当温降值超过 31℃ 时道床板开裂会超过规范要求。因此,极端日温差下无砟轨道结构的变形可构成影响行车安全的重大隐患。

现行的轨检车等检测手段定期对轨道几何状态进行检测时需占用线路且不能实时获取数据,在应对突发状况时存在挑战,因此,研究高速铁路无砟轨道的变形监测评估方法是保障高速铁路运营安全的重要技术支撑。国际上,Klug 等<sup>[7]</sup>采用基于布里渊散射的分布式光纤传感监测技术,通过测量应变来计算轨道变形。徕卡公司<sup>[8]</sup>研发了包含全站仪、控制点及监测点棱镜的变形监测系统,该系统要求每个棱镜与全站仪必须保持通视,且要保证与轨道、线缆间的安全距离。Soni 等<sup>[9]</sup>提出了基于三维激光扫描仪和近景摄影测量法的轨道结构变形监测方法。上述监测仪器的安装往往会侵入铁路限界,仪器占地大且安装于轨道旁,安装后容易遗失。国内方面,文献[10]提出了利用液体压差测量原理的无砟轨道路基沉降变形监测技术。文献[11]总结了无砟轨道温度和变形的各类有源监测手段及其应用案例,包括温度传感器、位移计、振弦式监测、光纤光栅和电涡流监测等。文献[12]研究了高铁大跨度桥梁的监测指标,指出需建立基于服役状态的健康监测体系以控制桥梁长期静态变形。文献[13]探讨了采用分布式光纤传感技术的严寒区 CRTSIII 型板

式无砟轨道安全监测系统的构建思路。

现有的无砟轨道的温度和变形监测均采用有源传感器，均需要外部供电。有线供电方式采用电线电缆对监测设备进行供电，需要布设电网和电站等基础设施，耗资巨大；无线供电方式采用蓄电池等移动电源，不依赖电网等基础设施，但是需要定期对电池进行充电或更换，充电作业无法在现场完成，维护养护成本高<sup>[14]</sup>。其他可再生能源方式，如太阳能高度依赖天气条件，且无法用于隧道等封闭空间的铁路线路上<sup>[15]</sup>，而风能发电在隧道和桥梁等区段的安装空间受限，且需要建设风力发电机组，投资较大。尤其是对于川藏铁路所经过的极端环境地质区域，上述问题对轨道变形的可持续实时监测构成极大挑战。近年来，随着二维材料、微纳加工工艺和功率器件等技术的突破和自感知混凝土结构材料的提出<sup>[16-17]</sup>，基于温差热电效应的微小型热能转换器件设计和集成技术日渐成熟<sup>[18]</sup>，为其在本项目的应用奠定了技术基础。

## 2 物理模型

多层无砟轨道结构从上至下分别为钢轨、道床板/轨道板、支承层/混凝土底座等，其中，钢轨可按梁来建模，轨道板和支承层等可按板来建模。下面以板为例，引入非线性动力学理论，说明本研究所采用的非线性分析建模过程。

如图1所示的等厚度长方形各向同性板，板边简支承受沿着纵向分布的面内参数激励（温度荷载）和垂向均布的外部激励（振动荷载）。板的长度和宽度分别为 $a$ 和 $b$ ，厚度 $h$ 远小于长度和宽度，可作为薄板处理。

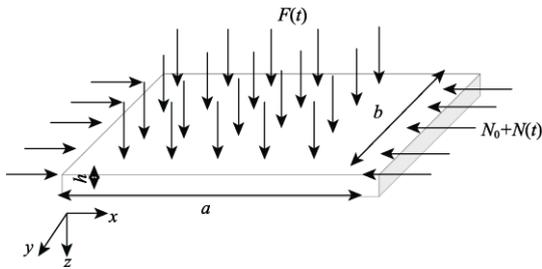


图1 无砟轨道结构-板模型

Fig. 1 Ballastless track structure-slab model

板的控制方程为

$$\rho h \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} + C \frac{\partial w}{\partial t} + \left( \frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} + 2 \frac{\partial^2 M_{xy}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} \right) + N_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + 2N_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} + N_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} = F(t) \quad (1)$$

其中， $w(x, y, t)$ 是板的垂向挠度； $\rho$ 是薄板的密度； $C$ 是阻尼系数； $N_x$ 、 $N_y$ 和 $N_{xy}$ 为单位长度上的力，表征薄板平面上的应力状态； $M_x$ 、 $M_y$ 和 $M_{xy}$ 为对应方向上单位长度的力矩。上述力和力矩可表示为

$$\begin{aligned} M_x &= -D \left( \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \nu_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right); \\ M_y &= -D \left( \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \nu_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right); \quad M_{xy} = \frac{Gh^3}{6} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \\ N_y &= \frac{Eh}{1-\nu_x \nu_y} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 + \frac{\nu_x}{2} \left( \frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 \right]; \\ N_x &= \frac{Eh}{1-\nu_x \nu_y} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{\partial w}{\partial x} \right)^2 + \frac{\nu_y}{2} \left( \frac{\partial w}{\partial y} \right)^2 \right] - (N_0 + N(t)); \\ N_{xy} &= Gh \left( \frac{\partial w}{\partial x} \frac{\partial w}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中， $\nu_x, \nu_y$ 分别为 $x$ 轴与 $y$ 轴方向的泊松比； $D = Eh^3 / [12(1-\nu_x \nu_y)]$ ，为板的单位长度弯曲刚度； $E$ 为弹性模量； $G$ 为剪切模量。

川藏铁路拟采用双块式无砟轨道结构形式，而莫喀高铁拟采用CRTSIII型板式轨道结构。本项目的建模方法同时适用于双块式轨道结构和板式轨道结构。

## 3 数值计算方法

依据本课题组已开展的研究工作和前人的研究结论，无砟轨道结构的日温度变化和年温度变化曲线均呈正弦函数形式，可以按不同的时间尺度在方程中予以考虑。因此，温度荷载的激励形式可表示为

$$N_0 + N(t) = N_0 + N_1 \cos(\Omega t) \quad (3)$$

其中,  $N_1$  为温度力幅值;  $N_0$  为沿纵向的单位长度静态压力, 与温度求解的初始值和施工时的锁定轨温相关。

高速铁路列车车辆由若干节轴重相同的车厢编组而成, 其行驶速度时刻变化, 因而板所受的随机振动荷载可假设为由一系列具恒幅值  $P$ 、到达时刻  $t_i$  不同、行进速度  $v_i$  随机变化的点力组成。

$$F(t) = P \sum_{i=1}^{N_v} \varepsilon_i \delta[x - x_i(t - t_i)] \quad (4)$$

其中,  $\varepsilon_i$  为窗函数, 当振动荷载进入平板时取值  $\varepsilon_i = 1$ , 当荷载离开平板时取值  $\varepsilon_i = 0$ ;  $N_v$  为平板所承受的幅值为  $P$  的点力的数量, 可根据单元式轨道结构和纵连式轨道结构取适当的值。

基于板边简支的边界条件, 板的垂向变形可以表示为

$$w(x, y, t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \chi_{nm}(t) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{b}y\right) \quad (5)$$

取一阶模态  $\chi_{11}(t) = \chi(t)$  可以保证足够的求解精度, 将式(5)代入式(1), 采用 Galerkin 方法, 并进行无量纲化可得

$$\begin{aligned} & \ddot{\chi}(\tau) + \delta \dot{\chi}(\tau) - k \chi(\tau) - \alpha_0 \cos(\Omega_0 \tau) \chi(\tau) \\ & + \eta D_i^\mu \chi(\tau) + \gamma \chi^3(\tau) + \eta_0 D_i^\mu \chi^3(\tau) \\ & = \Gamma \sum_{i=1}^{N_v} \varepsilon_i \sin[\omega \tau + \pi \sigma_v W_i(\tau - \tau_i)] \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中右侧是具有恒定振幅和随机相位的

谐波函数(在数学上等同于频率波动的非单色驱动器), 因此, 它等价于有界或正弦维纳噪声;  $W_i(\tau - \tau_i)$  为维纳随机过程; 其他参数如下

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{\lambda}{\rho h \Omega'}; \quad \eta = g_s \Omega'^\mu; \quad \Omega' = \left[ \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 \right] \sqrt{\frac{D}{\rho h}}; \\ k &= \frac{N_0}{N_{cr}} - 1; \quad N_{cr} = D \left(\frac{a}{\pi}\right)^2 \left[ \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 \right]^2; \\ \alpha_0 &= \frac{N_1}{N_{cr}}; \quad \Omega_0 = \frac{\Omega}{\Omega'}; \quad \eta_0 = g_s \gamma \Omega'^\mu; \\ \gamma &= \frac{G_0 h^2}{32 \rho \Omega'^2 (1 - \nu^2)} \left[ 3 \left(\frac{\pi}{a}\right)^4 + 2(4\nu - 1) \left(\frac{\pi^2}{ab}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^4 \right]; \\ \omega &= \frac{\pi v_0}{\tilde{v}}; \quad \Gamma = \frac{12(1 - \nu^2)P}{\rho h^4 \Omega'^2}; \quad \tau_i = \frac{\tilde{v} t_i}{a} \end{aligned} \quad (7)$$

无砟轨道分为板式轨道结构和双块式轨道结构。本文运用有限体积法(Finite Volume Method), 进行无砟轨道温度场计算模型的建立。以双块式无砟轨道为例, 图 2 为以 4 组轨枕和 3 m 长钢轨, 建立了一个完整的三维轨道温度场计算模型。该模型由太阳辐射、热传导和热对流模块组成, 其中太阳辐射条件可依据研究对象所在区域观测站所处的纬度和海拔进行设定。将局部网格技术应用于钢轨、道床板/轨道板和混凝土轨枕/支承块, 以获得这些复杂几何形状的精确结果, 并控制网格质量(即长宽比)。环境温度初步设置为 33°C, 可根据现场测试结果进行调整。

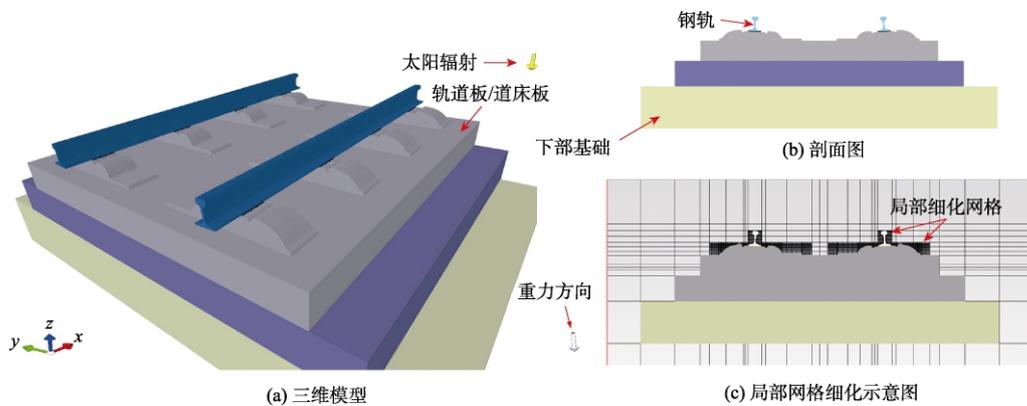


图 2 轨道结构热分析模型  
Fig. 2 Thermal analysis model of track structure

### 4 仿真结果及分析

图 3 和图 4 显示了热仿真结果，可见无砟轨道结构内部存在明显的温度梯度，这是由不同材料（例如钢轨、混凝土道床板/轨道板、支承层和土壤等下部基础）的分层布置特性引起的。因此，轨道结构的温度梯度为热电能量转换提供了能量来源。

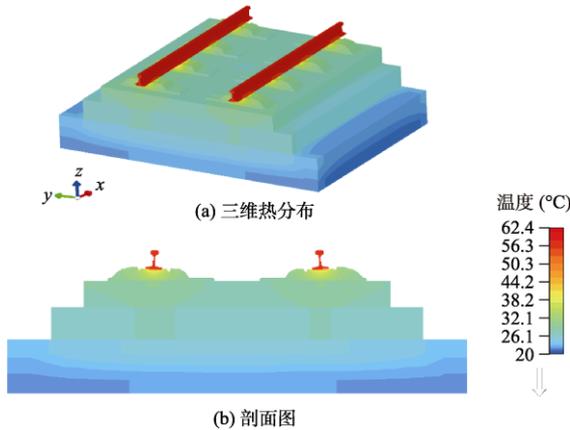


图 3 轨道结构热仿真示意图  
Fig. 3 Schematic diagram of thermal simulation of track structure

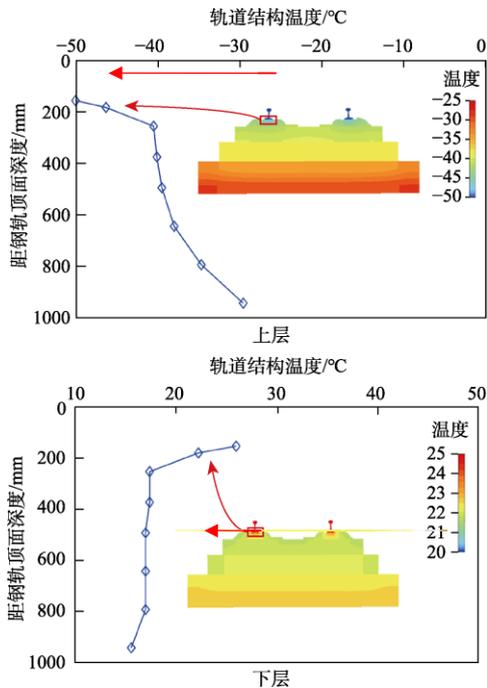


图 4 不同气温条件的层状轨道结构上下层温度分布  
Fig. 4 Temperature distribution of the upper and lower layers of a layered track structure under different temperature conditions

热电功能结构为在骨料中掺入热电功能填料的混凝土或埋入多层轨道结构内部的微小型热电元件。以热电元件为例，如图 5 所示，考虑到轨道结构温度梯度场的非线性特性，监测点采取纵、垂向不等间距布设方式，对温度梯度变化较大的区域如轨道板/道床板等处采取集中布设（轨道结构表面采样粘接方式，轨道结构内部采用埋入方式），而对温度梯度变化较小的区域如底座板/支承层等处采取稀疏布设。热电无源监测元件采取主从节点分布式监测、集中式协调的方式。

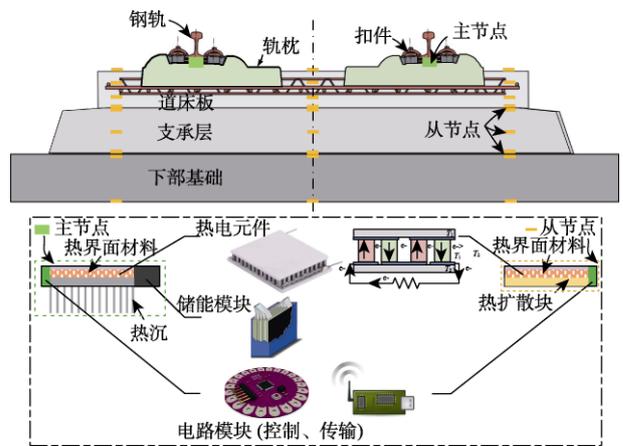


图 5 热电无源监测元件布设图  
Fig. 5 Layout of thermoelectric self-powered monitoring components

图 6 为轨道结构热电能量转换系统的实测输出电压和电流值。由测试结果可知，本项目组提出的基于层状轨道结构上下温差的热电监测系统可输出较高的电流信号（100~200 mA），既能通过热电信号提取温差数据，也可直接供能于监测传感器（常用传感器的负载电路需要 10~50 mA 的工作电流），可与 DC-DC 能量转换电路、锂电池和超级电容能量存储单元相连，为轨道结构无源监测系统提供持续的能量供给。

图 7 为热电功能结构及其力电响应路径。前期研究中以二硫化钼二维材料单层试制了热电功能填料用于轨道多层功能结构，其光学显微镜成像如图 7(a)所示，其力电响应分析结果如图 7(b)所示。可见在特定区域内满足场协同原理，可据此表征敏感区并确立力电响应的主映射路径。

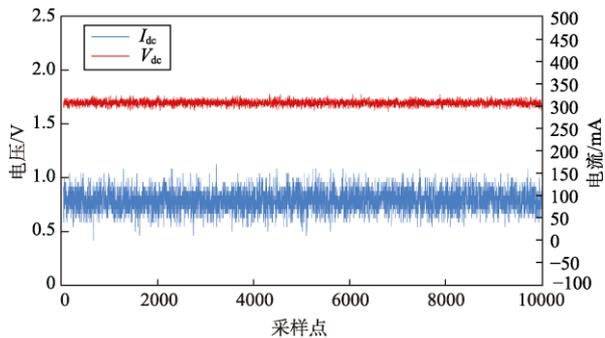


图 6 层状轨道结构温度场热电能量转换实测结果  
Fig. 6 Measured results of thermoelectric energy conversion

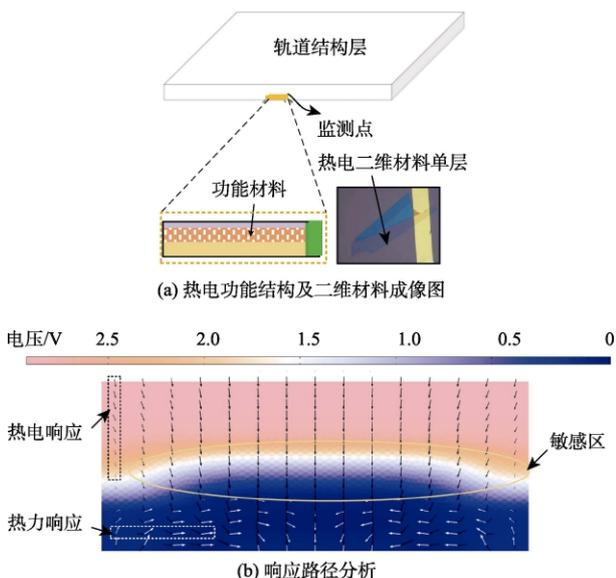


图 7 温度场作用下热电功能结构及其响应路径  
Fig. 7 Thermoelectric functional structure and its response path under the action of temperature field

### 5 结 论

本文研究了川藏铁路沿线极端温差条件下的多层轨道结构温度场的分布和演变规律, 基于非线性动力学理论, 揭示了大梯度、突变温度场作用下无砟轨道多层结构的变形响应; 利用轨道结构温度场的热电效应, 监测温差产生的电量变化; 研究基于热电效应的轨道结构变形评估方法, 开发了适用于川藏线无人区的无砟轨道结构变形无源热电监测系统, 得出了下面的主要结论。

(1) 研究了多层轨道结构在大梯度突变温度场作用下的受力特性, 建立了热激励条件下无砟

轨道多层结构的动力学模型, 可以求解轨道变形响应。

(2) 结合川藏铁路的特殊性, 研究极端气温日较差和突变温度边界条件下的环境与轨道表层、多层轨道结构之间、轨道结构与下部基础的温度场特性和热交换行为。

(3) 探讨了无砟轨道结构变形无源热电监测原型机的一体化设计和集成方法, 开展了试验测试, 对在川藏线无人区对无砟轨道结构变形进行自供电热电监测的可行性进行了验证。

### 参 考 文 献

- [1] 许佑顶, 姚令侃. 川藏铁路沿线特殊环境地质问题的认识与思考[J]. 铁道工程学报, 2017(1): 1-5.
- [2] 中国科学院青藏高原综合科学考察队. 西藏自然地理[M]. 北京: 科学出版社, 1982.
- [3] 杨克敏. 水害对铁路路基的危害及预防措施[J]. 内蒙古煤炭经济, 2008(1): 48-49.
- [4] 赵勇, 司道林, 姜子清, 等. 严寒地区 CRTS I 型板式无砟轨道温度场及变形研究[J]. 铁道建筑, 2016(5): 47-52.
- [5] 韦有信, 杨斌, 黄诚, 等. 极端日气温差对单元道床板伸缩变形的影响分析[J]. 铁道标准设计, 2019(7):41-46.
- [6] 杨斌. 大温差地区路基上双块式无砟轨道结构优化研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
- [7] Klug F, Lackner S, Lienhart W. Monitoring of railway deformations using distributed fiber optic sensors[C]. Joint International Symposium on Deformation Monitoring, Wien, Austria, 2016.
- [8] Hingerling J, Schneider K. Geodetic target object and surveying system with a structural integration of transmitting channels and receiving channels into a common unit with a reflector component: U.S. Patent 7804051[P]. 2010-9-28.
- [9] Soni A, Robson S, Gleeson B. Structural monitoring for the rail industry using conventional survey, laser scanning and photogrammetry[J]. Applied Geomatics, 2015, 7(2): 123-138.
- [10] 张玉芝, 杜彦良, 孙宝臣, 等. 基于液力测量的高速铁路无砟轨道路基沉降变形监测方法[J]. 北京交通大学学报, 2013, 37(1): 80-84.
- [11] 王玉泽, 王森荣. 高速铁路无砟轨道监测技术[J]. 铁道标准设计, 2015, 59(8): 1-9.
- [12] 高芒芒, 赵会东, 许兆军. 高速铁路大跨度桥梁基于服役状态的健康监测指标研究[J]. 中国铁路, 2019(1): 15-20.
- [13] 徐锡江, 何建平. 严寒地区高速铁路轨道分布式光纤安全监测研究[J]. 现代交通技术, 2019, 16(3): 80-84.

- [14] 高鸣源, 王平. 磁浮式轨道振动俘能机理与试验研究[J]. 铁道学报, 2018, (40)6: 144-153.
- [15] Gao M Y, Wang P, Wang Y F, et al. Self-powered zigbee wireless sensor nodes for railway condition monitoring[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 19(3): 900-909.
- [16] 韩宝国, 丁思齐, 董素芬, 等. 本征自感知混凝土在高铁土建基础设施原位监测中的应用展望[J]. 中国铁路, 2019(11): 68-76.
- [17] 葛悦涛, 任彦. 2020 年人工智能芯片技术发展综述[J]. 无人系统技术, 2021, 4(2): 14-19.
- [18] Shi X L, Tao X Y, Zou J, et al. High-performance thermoelectric

SnSe: Aqueous synthesis, innovations, and challenges[J]. Advanced Science, 2020, 7(7): 1902923.

#### 作者简介:



高鸣源 (1985-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为柔性电子、特种能源、智能交通系统。



王平 (1969-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为高速道岔结构及动力学、轮轨关系、新型轨道结构。本文通信作者。

[引用格式] 张亮亮, 胡腾江, 李 村, 等. 适用于极端环境的 MEMS 传感器研究进展[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 15-22.

# 适用于极端环境的 MEMS 传感器研究进展

张亮亮, 胡腾江, 李 村, 赵玉龙

(西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 西安 710049)

**摘要:** MEMS 传感器的优势使其能够在高温、高压、高过载、高旋转、油气、腐蚀等极端环境中使用。分别介绍了适用于油气田深井环境监测的大量程 MEMS 高温高压传感器、适用于侵彻武器超高加速度测量的 MEMS 高  $g$  值加速度传感器和适用于微型惯性导航集成系统加速度测量的高精度石英谐振加速度传感器。详细论述了 3 种传感器的应用背景、设计思路和方案、结构优化设计、芯片加工与测试分析。最后对下一步的研究方向进行了展望, 可以从芯片结构设计、加工工艺、温度补偿技术和传感器封装工艺等方面进一步提高传感器的性能参数和适用范围, 为适用于极端环境的 MEMS 传感器的研究提供了参考。

**关键词:** MEMS 传感器; 极端环境; 大量程高温高压传感器; 高  $g$  值加速度传感器; 高精度石英谐振加速度传感器

中图分类号: TP212

文献标识码: A

文章编号: 2096-5915(2021)05-15-08

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.043

## Research Progress of MEMS Sensors Applied in Extreme Environment

ZHANG Liangliang, HU Tengjiang, LI Cun, ZHAO Yulong

(State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** MEMS sensors have been used in extreme environment of high temperature, high pressure, high overload, high rotation, oil and gas, corrosion and so on because of the advantages. In this paper, a high temperature pressure sensor with wide measurement range for deep well environment monitoring in oil and gas fields, a high  $g$  accelerometer for ultra-high acceleration measurement of penetration weapons and a high precision quartz resonant accelerometer for micro-inertial navigation integrated system are introduced respectively. The application background, designing scheme, structure optimize design, wafer processing, testing and results analyses of these three kinds of sensors are discussed in detail. Further research issues can be carried out from the aspects of chip structure design, processing technology, temperature compensation and sensor packaging technology, which provides a reference for the research of high performance special MEMS sensors.

**Key words:** MEMS Sensors; Extreme Environment; High Temperature Pressure Sensor for Wide Measurement Range; High  $g$  Accelerometer; High Precision Quartz Resonant Accelerometer

收稿日期: 2021-06-17; 修回日期: 2021-08-17

基金项目: 国家重点研发计划 (2017YFB1102900); 中国博士后科学基金面上项目 (2018M640977); 高校基本科研业务费项目 (xzy012019004)

## 1 引言

MEMS 传感器是采用微电子和微机械加工技术制造出来的新型传感器。与传统的传感器相比,它具有体积小、重量轻、功耗低、可靠性高、精度高、适于批量化生产、易于集成和实现智能化等优点,在航空航天、船舶、潜艇、兵器工业、无人机系统、自动驾驶、智能机器人、石油化工等领域的应用日趋广泛<sup>[1-4]</sup>。MEMS 传感器的优势使其能够在高温、高压、高过载、高旋转、油气、腐蚀等极端环境中使用<sup>[5-7]</sup>。本文着重介绍适用于极端环境的大量程 MEMS 高温高压传感器、MEMS 高  $g$  值加速度传感器和高精度石英谐振加速度传感器。

## 2 大量程 MEMS 高温高压传感器

当钻井设备在油气田深层地下持续作业时,针对井下高温高压环境下的压力监测成为当前石化工业安全保障的重中之重。在油气井连续作业生产的过程中,稳定可靠的压力传感器是安全生产的有力保障,压力传感器在设计之初应首要注重其设计的稳定性和可靠性。在稳定可靠的基础上,提高压力传感器的综合性能是石化行业生产的更高要求,传感器的量程越大,测量灵敏度、线性度及精度等指标越高,对环境变化监测的范围越广,准确性就越高<sup>[8]</sup>。

针对油气田井下高温高压环境的检测需求,基于 MEMS 微加工技术研制了大量程高温高压传感器。研制的传感器采用压阻敏感机理和 SOI 技术。采用 SOI 材料制成的集成电路具有寄生电容小、集成密度高、速度快、器件工作温度范围大、工艺简单、抗辐射性能高、短沟道效应小等优势,且 SIMOX 技术的引入解决了传统体硅压阻式传感器芯片在高温下因 P-N 结漏电流增大而失效的问题,适合高温传感器的制作<sup>[9-10]</sup>。

为了解决传感器的大量程测量问题,采用增加膜片厚度、缩小膜片尺寸、采用矩形厚膜结构等思路设计了如图 1 所示的传感器芯片。在所设计的压力传感器芯片中,传感器的敏感膜结构由

位于芯片中心的矩形厚膜形成;膜上压敏电阻采用中心排布的方式,电阻方向一致平行于矩形膜短边方向排列;4 组桥臂压敏电阻由金属引线连接组成惠斯通电桥检测电路。这种设计首先采用了矩形膜结构以提高传感器的承压能力和输出灵敏度;其次增加了膜片厚度,大幅提升了传感器的耐压能力,提高了测量量程与结构稳定性。

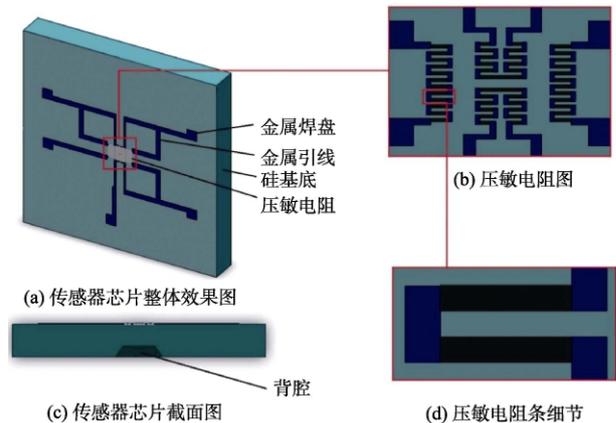


图 1 大量程 MEMS 高温高压传感器芯片设计图

Fig.1 Design drawing of high temperature pressure sensor chip for wide measurement range

研究中选用了  $525\ \mu\text{m}$  厚度的 SOI 结构晶圆作为传感器芯片加工的初始材料,所设计的传感器芯片外尺寸为  $4000\ \mu\text{m}\times 4000\ \mu\text{m}\times 525\ \mu\text{m}$ ,矩形厚膜结构的敏感单元尺寸为  $1000\ \mu\text{m}\times 500\ \mu\text{m}\times 300\ \mu\text{m}$ ,腔体腐蚀倾角  $54.7^\circ$ ,腔体底面尺寸  $818\ \mu\text{m}\times 1318\ \mu\text{m}$ 。材料属性:弹性模量为  $1.3\times 10^{11}\ \text{Pa}$ ,泊松比为 0.28。利用 ANSYS 软件对所设计的传感器芯片整体进行有限元仿真得到的矩形膜片在  $150\ \text{MPa}$  压强下的受力分析情况,由图 2 所示,传感器芯片上的最大应力出现在矩形膜片背腔长边侧壁的中点处,最大应力达到  $417\ \text{MPa}$ ,符合硅材料的设计强度要求,同时符合传感器耐压  $621\ \text{MPa}$  的设计。传感器芯片正表面上的最大应力达到  $155.3\ \text{MPa}$ ,芯片整体产生的最大挠度为  $1.391\ \mu\text{m}$ 。

加工的大量程 MEMS 高温高压传感器芯片实物图如图 3 所示。将矩形膜结构与厚膜结构相结合的设计思路在提升传感器测量量程的同时,

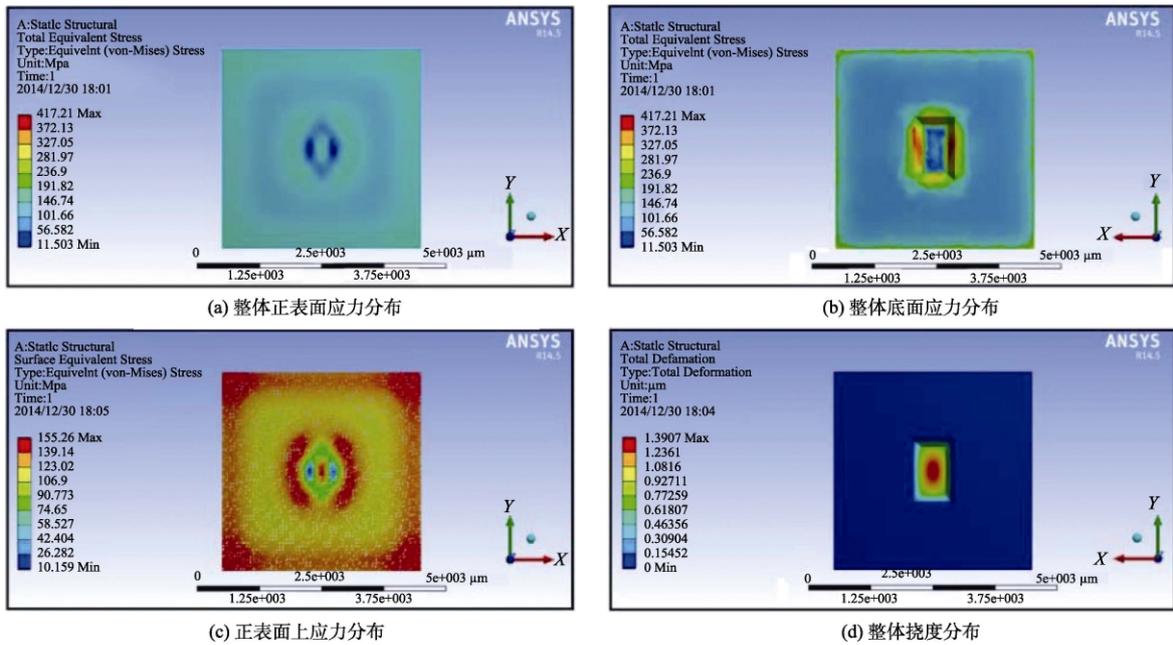


图 2 大量程 MEMS 高温高压传感器芯片有限元仿真图

Fig. 2 Finite element simulation of high temperature pressure sensor for wide measurement range

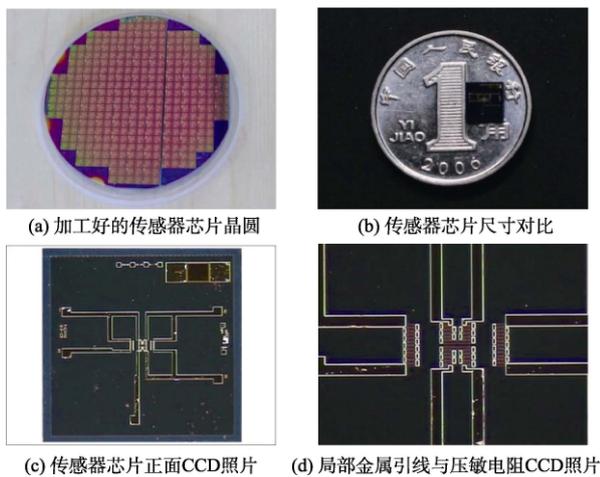


图 3 大量程 MEMS 高温高压传感器芯片实物图

Fig. 3 Physical pictures of high temperature pressure sensor chips for wide measurement range

大幅提高传感器测量灵敏度, 以达到耐高压压力传感器的设计要求<sup>[11]</sup>。

对所采用的压阻式传感器的压阻效应受温度变化影响较大的特点, 采用了 SOI 结构硅片和复合型梁式引线技术及隔离封装结构, 解决了压阻式压力传感器在高温环境下工作失效的问题。测试实验所采用的压力源为 CW-2500T 型活塞式压力计, 供电采用 3 mA 恒流源供电, 将传感器在高温恒温箱中加热至 200 °C 并保持 1 h 后, 对传

感器进行打压测试实验, 测试压力范围为 0~150 MPa。传感器的输出特性曲线如图 4 所示, 表 1 为实际测试结果, 经过计算, 线性度误差 0.13% FS; 输出灵敏度为 1.12 mV/MPa<sup>[12]</sup>。

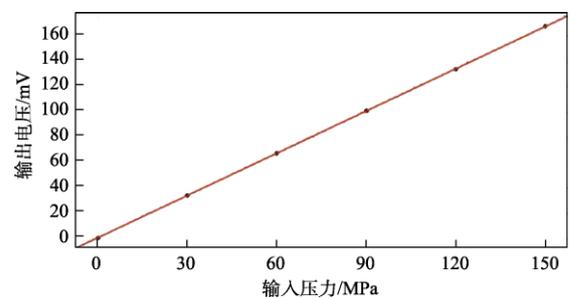


图 4 大量程 MEMS 高温高压传感器测试结果

Fig. 4 Testing results of high temperature pressure sensor for wide measurement range

表 1 大量程 MEMS 高温高压传感器测试数据

Table 1 Testing data of high temperature pressure sensor for wide measurement range

压力/MPa	加载输出电压/mV	卸载输出电压/mV
0	0.85	0.86
30	34.48	34.50
60	67.54	67.56
90	101.25	101.23
120	134.23	134.21
150	167.86	167.86

本课题组研制的大量程 MEMS 高温高压传感器不仅能测试油气井的压力,也可以满足航空航天、国防安全等领域中的高温高压测量需求。在下一步的工作中,还可以针对传感器敏感单元的结构和尺寸进行进一步的分析和优化,并对传感器温度补偿技术进行深入研究,提高传感器的量程和温度适用范围。

### 3 MEMS 高 $g$ 值加速度传感器

侵彻武器主要用于打击地下目标、重要设备、飞机掩体、仓库等具有坚固掩体的目标。在武器的侵彻过程中,当冲击到不同掩体的材料时产生的加速度值是不同的,加速度传感器将加速度信号转化为电信号并反馈至引信系统的信号处理单元,信号处理单元经过识别和运算,计算武器侵彻深度并与设定值对比判断是否引爆,从而使得侵彻武器的打击效果最大化。侵彻武器冲击硬质目标时往往会产生很大的加速度,其值一般为重力加速度的数万倍甚至数十万倍,这就要求检测加速度信号的传感器必须具有体积小、量程大、高过载、可靠性高的特点,采用 MEMS 技术制作的高  $g$  值加速度传感器可以满足此类需求<sup>[13-16]</sup>。

本课题组在高  $g$  值加速度传感器研究方面取得了一定成果,先后研制了具有双端固支结构、单端悬臂结构和梁膜结合结构的高  $g$  值传感器,设计量程高达 200000  $g$ ,灵敏度达到 5.4  $\mu\text{V}/g$ ,实际弹载测试结果显示在弹体侵彻过程中,传感器未发生失效,且成功地测取了弹体高速侵彻硬目标过程中的加速度信号<sup>[17-18]</sup>。

本课题组在 2020 年提出了一种无质量块式新型复合梁结构的高  $g$  值传感器,其敏感结构基于四梁结构制作,并进行相应的改进,如图 5 所示。加速度传感器芯片敏感结构采用一种新型的复合梁结构,同时具有膜结构的高抗冲击特性和梁结构的高灵敏度特性,整条梁厚度一样即不设置质量块,提高了传感器的抗冲击能力和固有频率。同时,为了提高传感器的灵敏度,敏感梁采用变尺寸设计,即梁的固支端尺寸小于四梁交汇

处的中间部分尺寸,使梁的应力集中在根部,在一定程度上提高了传感器的灵敏度<sup>[19]</sup>。

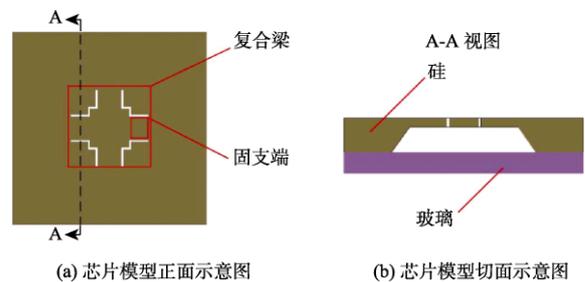


图 5 MEMS 高  $g$  值加速度传感器芯片设计图  
Fig. 5 Design drawing of MEMS high  $g$  accelerometer chip

设计的传感器芯片整体尺寸为 3 mm×3 mm×0.85 mm,复合梁尺寸为 1000  $\mu\text{m}$ ×300  $\mu\text{m}$ ×80  $\mu\text{m}$ ,平衡端尺寸为 500  $\mu\text{m}$ ×500  $\mu\text{m}$ ×80  $\mu\text{m}$ 。使用 SolidWorks 软件对传感器芯片结构进行建模,并将其导入到 ANSYS 软件当中,定义材料属性为各向异性硅,设定弹性模量和泊松比,并划分网格。然后对模型分别施加约束和载荷,施加的加速度载荷分别为 150000  $g$ ,方向为 Z 方向,然后将模型进行求解,观测到模型在上述加速度冲击下的应力分布如图 6(a)所示,梁上最大应力为 17 MPa,能够满足 150000  $g$  的冲击要求而不被破坏,具有较好的抗过载能力,可以认为设计的传感器芯片能够满足测量量程和过载冲击下的强度要求。采用 ANSYS 仿真软件对传感器芯片进行模态分析,一阶模态图如图 6(b)所示,其固有频率为 633 kHz。

研究采用 Pt-Ti-Pt-Au 多层欧姆接触和金属引线,封装采用全金属壳体封装类型,以避免测试过程中的电磁干扰。加工的高  $g$  值加速度传感器实物图如图 7 所示。

通过霍普金森杆试验对高  $g$  值加速度传感器进行测试,测试时首先将气枪气压调节为 0.2 MPa,在此气压下入射杆上产生的加速度值约为 100000  $g$ ,传感器的输出电压信号如图 8(a)所示,输出电压约为 107 mV,加速度信号单个脉冲持续时间约为 20  $\mu\text{s}$ ,表明传感器的工作频率高于 50 kHz;将气枪气压调节为 0.3 MPa,入射杆上

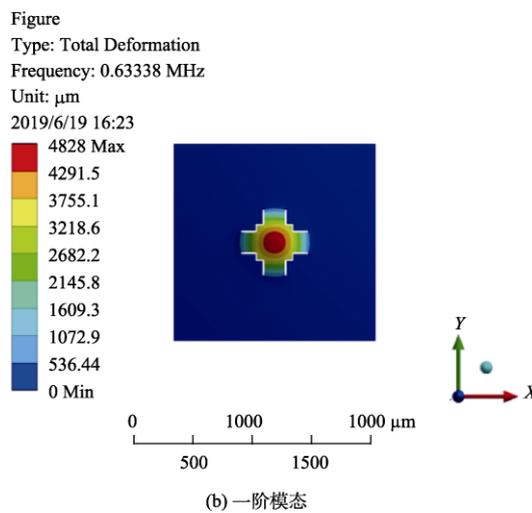
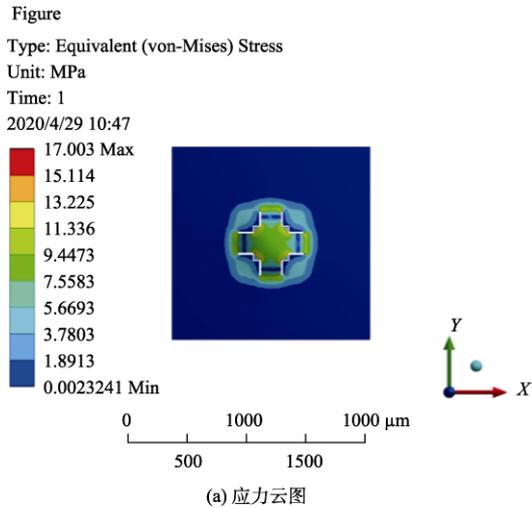


图 6 MEMS 高  $g$  值加速度传感器芯片有限元仿真图  
Fig. 6 Finite element simulation of MEMS high  $g$  accelerometer chip

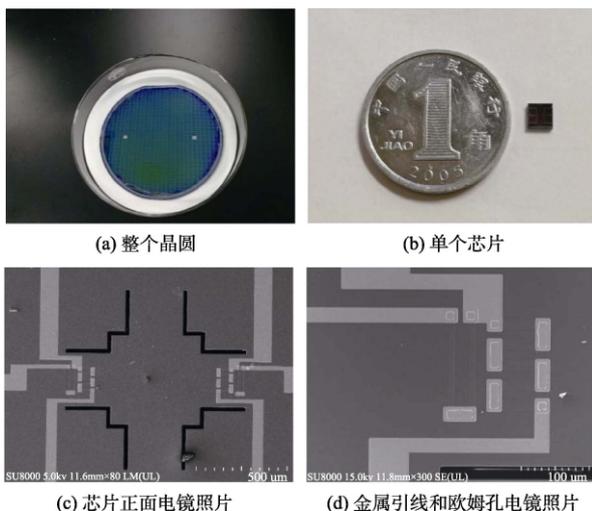
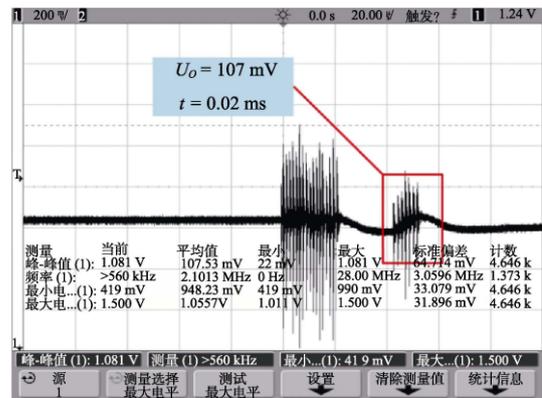
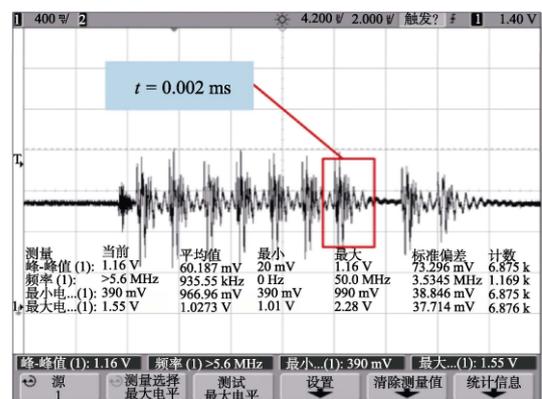


图 7 MEMS 高  $g$  值加速度传感器芯片实物图  
Fig. 7 Physical pictures of MEMS high  $g$  accelerometer chip

产生的加速度信号约为 150000  $g$ ，传感器的输出电压信号如图 8(b)所示，从图中可以看出，该加速度信号脉冲宽度为 2  $\mu\text{s}$ ，其加速度信号频率超过了 500 kHz，由于频率过高，制作的传感器及其测试电路系统已经不能准确测量加速度信号，但是输出波形表明传感器并未损坏，在 150000  $g$  的加速度冲击后，仍然可以恢复零位平衡。可见，传感器的灵敏度达到 1.06  $\mu\text{V}/g$ ，可测加速度信号脉冲时间小于 0.02 ms，响应频率较高，在侵彻武器领域具备较好的应用前景<sup>[20]</sup>。



(a) 100000  $g$  加速度冲击



(b) 150000  $g$  加速度冲击

图 8 高  $g$  值加速度传感器试验数据图

Fig. 8 Response curve of high  $g$  accelerometer

图 9 是实验基地侵彻武器的实验结果，加速度会随着阻力的变化而变化。加速度的时间历程也表明穿透时间约为 2.06 ms。所以平均每个加速度冲击脉冲的宽度约为 0.147 ms；冲击脉冲的频率为 21.4 kHz。根据表 2 的数据，21.4 kHz 远小于加速度传感器结构的第一固有频率(213.53 kHz)。这证明了有限元模拟的结果是正确的，加速度计

成功地获得了加速度计的动态响应影响信号。

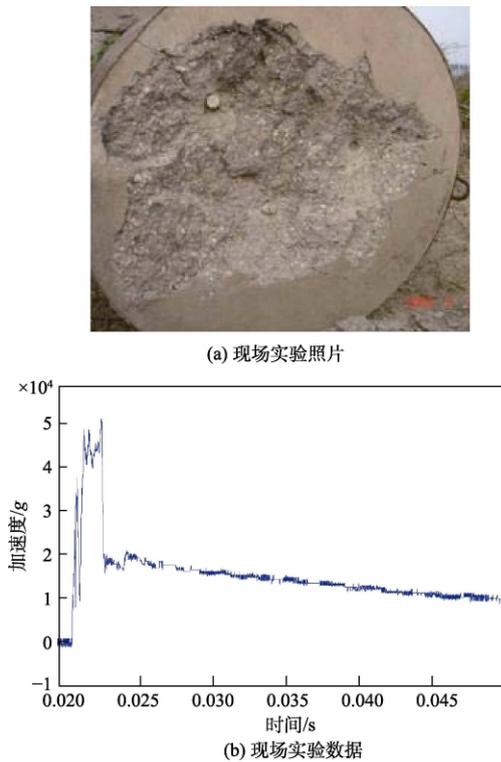


图9 高  $g$  值加速度传感器现场实验数据  
Fig. 9 Testing curve of the high  $g$  accelerometer in the live-fire test

表2 石英谐振加速度传感器测试数据  
Table 2 Testing data of high precision quartz resonant accelerometer

旋转角度/(°)	加速度/ $g$	第一次输出/Hz	第二次输出/Hz
0	0	163.659	163.659
30	0.5	160.538	160.544
45	0.707	159.247	159.249
60	0.866	158.249	158.252
90	1	157.425	157.427
135	0.707	159.283	159.284
180	0	163.781	163.774
225	-0.707	168.242	168.247
270	-1	170.059	170.052
300	-0.866	169.218	169.226
315	-0.707	168.212	168.213
330	-0.5	166.891	166.907

本课题组研制的大量程 MEMS 高  $g$  值加速度传感器可以满足侵彻武器高  $g$  值、高过载的应用需求。在下一步的工作中，一方面由于传感器敏感结构的最大应力远低于硅材料的许用安全应

力，因此可以在优化设计芯片的敏感结构时，在保证传感器安全应用的前提下提高传感器的灵敏度；另一方面，高加速度冲击下部分损坏的传感器多是由于封装结构被破坏而芯片保持完好，因此在后续的研究工作中需要改进封装结构的类型，来提高传感器的工作性能和可靠性。

#### 4 高精度石英谐振加速度传感器

谐振式加速度传感器输出与加速度相关的频率信号，具有灵敏度大、精度高和噪声低等特点，抗干扰性强，在信号传输过程中有较高的稳定性。谐振式加速度传感器最主要的应用是与微陀螺、原子钟等组成微型惯导集成系统，集合定位、导航和授时能力 (PNT)，利用 MEMS 技术开发高稳定性、高精度的惯性测量装置，实现极端小型化系统，适应不同的复杂环境需求，解决卫星导航系统的脆弱性产生的位置服务与应用受限问题，当卫星信号衰退或被阻断、干扰时，提供可靠、高精确度的定位导航技术支持<sup>[21-24]</sup>。作为微型惯性导航集成系统中的重要组成部分，谐振式微加速度传感器不需要模数转换就能够直接嵌入导航系统，可以提高加速度的测量精度，因此广泛地应用于微惯性导航系统<sup>[25]</sup>。

本课题组提出了采用硅与石英结合的谐振式加速度传感器方案，如图 10 所示。研究中采用单晶加工质量弹簧系统，石英晶体加工谐振器，两者通过微装配组合成新型的谐振式加速度传感器，充分利用硅优良的微加工性和石英的高品质因数与逆压电特性。研究了应用于此类传感器的石英谐振器，采用双端固定音叉结构，叉齿上的激励电极采用四面布置方案并且在振梁长度上呈三段式分布，用于激励音叉的同平面相反相位振动模式。同时，提出了双音叉同平面内的推拉式差动结构。双音叉差动式结构解决了硅与石英热膨胀系数不同和石英谐振器的温度敏感性引起的传感器温漂以及硅与石英微装配和封装引起的残余应力等问题，同时推拉式方案减小音叉的弯曲变形可以提高传感器的线性度<sup>[26-27]</sup>。

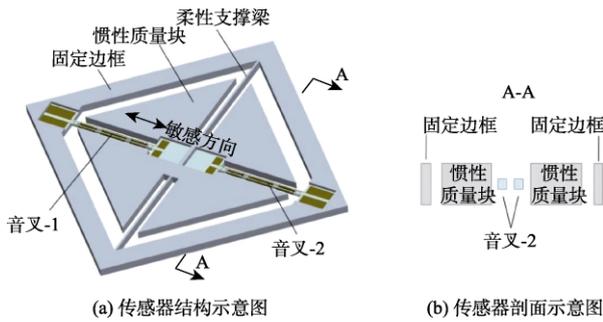


图 10 高精度谐振加速度传感器芯片设计图  
Fig. 10 Design drawing of high precision quartz resonant accelerometer

对于提出的差动式传感器结构, 简化后的传感器受力模型如图 11 所示。传感器受到加速度载荷时, 施加在惯性质量块上的惯性力  $F=ma$  引起柔性支撑梁的弯曲变形和音叉的拉压变形,  $m$  为惯性质量块的质量,  $a$  为加速度载荷。柔性支撑梁和音叉的受力分析如图 11 所示。经过计算, 柔性支撑梁的尺寸为  $4470 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m} \times 500 \mu\text{m}$ , 石英音叉的尺寸为  $3700 \mu\text{m} \times 900 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ , 惯性质量块的质量为  $0.1255 \text{ g}$ 。

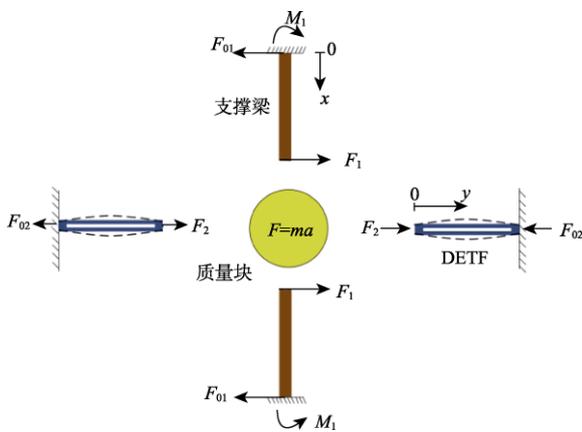


图 11 石英谐振加速度传感器芯片结构的力学模型  
Fig. 11 Mechanical model of chip structure of high precision quartz resonant accelerometer

采用重力场翻滚的实验方式对谐振式加速度传感器进行标定, 将传感器固定在高精度分度头上, 当分度头从  $0^\circ$  旋转到  $360^\circ$  时, 固定于分度头上的传感器的敏感方向与重力加速度夹角发生变化, 施加在传感器敏感方向上的加速度载荷按照三角函数规律从  $1 \text{ g}$  变化到  $-1 \text{ g}$  再变回  $1 \text{ g}$ 。实验得到的传感器两根音叉输出频率的差值随转盘转

动角度的结果如图 12 所示, 测得的具体输出数据如表 2 所示。

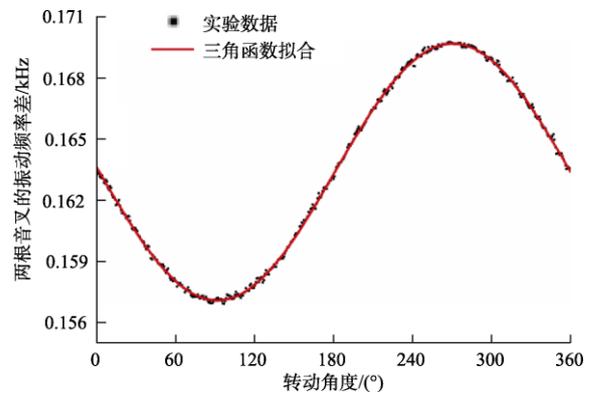


图 12 高精度石英谐振加速度传感器的试验结果  
Fig. 12 Testing results of high precision quartz resonant accelerometer

经过计算, 传感器的灵敏度为  $6.317 \text{ Hz/g}$ ,  $\pm 1 \text{ g}$  实验范围内传感器的非线性度为  $0.26\% \text{ FS}$ , 迟滞为  $0.09\% \text{ FS}$ , 重复性误差为  $0.14\% \text{ FS}$ , 基本精度为  $0.67\%$ , 分辨力约为  $11 \text{ mg}$ , 具有较高的精度<sup>[28]</sup>。

本课题组研制的高精度石英谐振加速度传感器不仅能应用于惯性导航制导领域, 也可以满足无人飞行器、无人潜水器、武器稳姿稳瞄等领域的测试需求。在下一步的工作中, 一是进行单片全石英结构的谐振加速度传感器研究, 既能避免分体式传感器微组装引入的工艺误差和精度下降, 又能提高传感器的良品率和可靠性<sup>[29]</sup>; 二是设计杠杆放大机构, 减小音叉尺寸, 进一步提高灵敏度<sup>[30]</sup>; 三是研究满足频率带宽要求的振动隔离系统降低非共模振动对传感器的干扰; 四是提高芯片的真空封装工艺和音叉的加工工艺, 进而提高传感器的品质因数和精度。

## 5 结 论

本文介绍了适用于极端环境的大量程高温高压传感器、MEMS 高  $g$  值加速度传感器、高精度石英谐振加速度传感器的应用背景、设计思路和方案、结构优化设计、传感器的加工、测试及下一步研究的方向, 为高性能特种 MEMS 传感器的研究提供了参考。航空航天、国防安全、石油化

工等领域的不断发展,对传感器的应用环境和性能指标提出了更高的要求。可以预见,适用于极端环境的 MEMS 传感器必将得到进一步的高速发展。

### 参 考 文 献

- [1] Zhang T, Li Q, Zhang C S, et al. Current trends in the development of intelligent unmanned autonomous systems[J]. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 2017, 18 (1): 68-85.
- [2] 李风雷, 卢昊, 宋闯, 等. 智能化战争与无人系统技术的发展[J]. *无人系统技术*, 2018 (2): 20-29.
- [3] 吴琦, 于海靖, 谢勇, 等. 人工智能在自动驾驶领域的应用及启示[J]. *无人系统技术*, 2019(1): 23-28.
- [4] 李磊, 王彤, 蒋琪, 等. 从美军 2042 年无人系统路线图看无人系统关键技术发展动向[J]. *无人系统技术*, 2018 (4): 79-84.
- [5] 宋子军, 张聪, 赵涌, 等. 一种用于恶劣环境下的贴片式 MEMS 压力传感器[J]. *测控技术*, 2019, 38 (7): 55-58.
- [6] 于波涛, 管雪元, 姜博文. 炮膛内高过载环境力测量系统设计[J]. *电子测量技术*, 2019 (1): 59-62.
- [7] 王秋, 刘骅锋, 涂良成. 面向地球物理应用的高精度 MEMS 惯性传感器[J]. *导航与控制*, 2018, 17 (6): 1-9.
- [8] 黄漫国, 邹兴, 郭占社. 高温大压力传感器研究现状与发展趋势[J]. *测控技术*, 2020, 39 (4): 1-5.
- [9] 郭玉刚, 饶浩, 陶茂军. MEMS SOI 高温压力传感器芯片[J]. *传感器与微系统*, 2018, 37 (11): 92-95.
- [10] 杨娇燕, 梁庭, 李鑫, 等. 基于 SOI 岛膜结构的高温压力传感器[J]. *微纳电子技术*, 2018, 55(9): 635-640.
- [11] Niu Z, Zhao Y L, Tian B. Design optimization of high pressure and high temperature piezoresistive pressure sensor for high sensitivity[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2014, 85 (1): 105101.
- [12] 牛喆. 厚膜宽边耐高温高压 MEMS 压力传感器的研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2014.
- [13] Cai S, Li W, Zou H, et al. Design, fabrication, and testing of a monolithically integrated tri-axis high-shock accelerometer in single (111)-silicon wafer [J]. *Micromachines*, 2019, 10 (4): 227.
- [14] Shi Y, Zhang J, Jiao J, et al. Calibration analysis of high-G MEMS accelerometer sensor based on wavelet and wavelet packet denoising[J]. *Sensors*, 2021, 21 (4): 1231.
- [15] Chen H, Ma S, Zhang Y, et al. Test technology research on three-axis high-g accelerometer[J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2018, 31 (2): 175-179.
- [16] Narasimhan V, Li H, Miao J. Micromachined high-g accelerometers: A review[J]. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2015, 25 (3): 033001.
- [17] Zhao Y, Li X, Liang J, et al. Design, fabrication and experiment of a MEMS piezoresistive high-g accelerometer[J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2013, 27 (3): 831-836.
- [18] 梁晶. 引信用 MEMS 高 g 值加速度计的研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2012.
- [19] Zhang K, Zhao Y L, Li C, et al. Design and fabrication of a MEMS high-g accelerometer for high impact[C]. *The 20th Annual Conference and 8th International Conference of Chinese Society of Micro/Nano Technology*, Zhengzhou, China, October 19-22, 2018.
- [20] 张凯. 复合梁结构 MEMS 压阻式高过载高 g 值加速度传感器研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2020.
- [21] Shkel A. The Chip-Scale combinatorial atomic navigator [J]. *GPS World*, 2013, 24 (8): 8-10.
- [22] 李东兵, 杨文钰, 沈玉芄. 美国不依赖 GPS 的 PNT 技术发展现状研究[J]. *飞航导弹*, 2020 (12): 93-98.
- [23] Kramer D. DARPA looks beyond GPS for positioning, navigating, and timing[J]. *Physics Today*, 2014, 67 (10): 23-26.
- [24] 诸葛卉. 在 GPS 拒止环境下的定位、导航和授时解决方案[J]. *国际航空*, 2021 (5): 82-84.
- [25] 杨挺, 刘平, 杨贵玉, 等. 一体式石英振梁加速度计工程化研究进展[J]. *遥测遥控*, 2019, 40 (2): 39-45.
- [26] 李村. 硅基石英 MEMS 谐振加速度传感器研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2017.
- [27] Li C, Zhao Y, Cheng R, et al. A resonant sensor composed of quartz double ended tuning fork and silicon substrate for digital acceleration measurement[J]. *The Review of Scientific Instruments*, 2014, 85 (3): 035004.
- [28] Li C, Zhao Y L, Li B, et al. A micro-machined differential resonance accelerometer based on silicon on quartz method[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2017, 253 (1): 1-9.
- [29] Han C, Zhao Y L, Li C. A novel resonant accelerometer based on quartz on silicon (QoS) [C]. *2019 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems*, Naples, USA, April 1-5, 2019.
- [30] Han C, Li C, Zhao Y, et al. High-stability quartz resonant accelerometer with micro-leverages[J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2021, 30(2): 184-192.

### 作者简介:



张亮亮 (1984-), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向为传感器及测试技术。



胡腾江 (1990-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为传感器与执行器技术。本文通信作者。



李村 (1986-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为传感器及测试技术。



赵玉龙 (1968-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为传感器及测试技术。

[引用格式] 任超, 武强, 付博, 等. 一种具有高抗侧向过载的垂直敏感弹载 MEMS 惯性开关[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 23-30.

# 一种具有高抗侧向过载的垂直敏感 弹载 MEMS 惯性开关

任超<sup>1</sup>, 武强<sup>1</sup>, 付博<sup>2</sup>, 刘峰华<sup>3</sup>, 戴旭涵<sup>1</sup>, 杨卓青<sup>1</sup>

(1. 上海交通大学微米/纳米加工技术国家级重点实验室, 上海 200240; 2. 淮海工业集团有限公司 MEMS 中心, 长治 046012; 3. 西安机电信息技术研究所, 西安 710065)

**摘要:** 提出了一种具有高抗侧向过载能力的 MEMS 惯性开关, 其结构简单且可以敏感垂直方向上的加速度冲击。开关中引入了阿基米德螺旋线式弹簧结构, 当有较大的侧向冲击作用在器件上时, 质量块不会发生较大幅度的侧翻位移, 从而防止开关误触发并延长器件的使用寿命。应用 COMSOL 有限元软件对惯性开关的动态响应过程进行了仿真, 结果表明, 在高侧向冲击下, 质量块仅发生极小幅度的侧翻。随后, 利用非硅表面微加工工艺对设计的惯性开关进行了制作, 并通过落锤系统对样品进行了性能测试。测试结果表明, 所制作的 MEMS 惯性开关在垂直敏感方向上的阈值加速度为 237 g, 接触时间为 320 μs; 当施加 8750 g 的侧向冲击时, 开关器件未被误触发, 且器件未被损坏, 所设计制作的 MEMS 惯性开关表现出良好的抗侧向过载性能, 将为器件在复杂环境下的实际应用提供重要技术参考。

**关键词:** 抗侧向过载; 非硅微加工; 阿基米德螺旋线; MEMS 惯性开关

**中图分类号:** TM564 **文献标识码:** A **文章编号:** 2096-5915(2021)05-23-08

**DOI:** 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.044

## A Vertical Sensitive Missile-borne MEMS Inertial Switch with High Shock-Resistibility to Lateral Overload

REN Chao<sup>1</sup>, WU Qiang<sup>1</sup>, FU Bo<sup>2</sup>, LIU Fenghua<sup>3</sup>, DAI Xuhan<sup>1</sup>, YANG Zhuoqing<sup>1</sup>

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Micro/Nano Fabrication, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. MEMS Center, Huaihai Industrial Group Co., Ltd., Changzhi 046012, China; 3. Xi'an Institute of Electromechanical Information Technology, Xi'an 710065, China)

**Abstract:** This paper proposes a MEMS inertial switch with high shock-resistibility to lateral overload, which has a simple structure and can be sensitive to acceleration shocks in the vertical direction. The Archimedes spiral springs are introduced into the device. When a large lateral shock is applied to the switch, the proof-mass would not rotate or flip, thereby prolonging its service life and having the ability of anti-false triggering. Dynamic response of the designed inertial switch is simulated by COMSOL finite-element software, and the results show that the proof-mass only rotates at a small angle under high lateral shock. The designed inertial switch is fabricated using non-silicon surface micromachining technology and then tested through the dropping hammer system. Experimental results show that the manufactured device has a threshold acceleration of 237 g in the vertical direction and the contact time is 320 μs. When a lateral shock

收稿日期: 2021-06-25; 修回日期: 2021-07-19

基金项目: 国家重点研发计划课题(2020YFB2008503); 国家自然科学基金面上项目(61974088); 国防基础科研计划先进工业技术项目资助(JCKY2019602B004)

of 8750 g is applied to the device, the switch is not triggered by mistake and could still operate normally. Therefore, the designed MEMS inertial switch shows high shock-resistibility to the lateral overload. This design will provide an important reference for these kinds of devices that would be used in complicated practical applications environments.

**Key words:** Shock-Resistibility to Lateral Overload; Non-silicon Micromachining; Archimedes Spiral Spring; MEMS Inertial Switch

## 1 引言

MEMS 惯性开关又称为冲击传感器、加速度开关、振动阈值传感器或 G 开关,其工作原理是利用弹簧-质量块系统来感知环境中的加速度变化。当外部冲击超过开关的阈值加速度时,器件完成触发,从而导通电路并输出可被识别的脉冲信号。与始终存在功耗的加速度计相比, MEMS 惯性开关只有在外部加速度超过阈值时才会消耗能量<sup>[1-3]</sup>; 其还具有尺寸小、质量轻、成本低、可批量化的优势<sup>[4-6]</sup>。基于此,惯性开关作为一种无源微型器件可应用于各种手持装置、玩具、工业运输及物联网(Internet of Things, IOT)系统等<sup>[7-14]</sup>。特别地,惯性开关在军事引信领域具有广泛的应用,常作为弹体触碰目标时的起爆控制单元使用。值得注意的是,炮弹弹体在出膛过程中会与炮管内壁发生撞击,从而产生超大的侧向冲击并施加在惯性开关上。普通的弹簧-质量块结构在侧向冲击力作用下,常会发生大幅度的位移,从而引起开关的误触发甚至器件受损,为了解决上述问题,一些学者相继展开了研究。

Zhang 等<sup>[15]</sup>提出了一种具有多方向约束结构的横向驱动惯性开关,其在开关中采用了约束套筒和反向阻挡块结构,降低了器件的离轴灵敏度,避免了设备在高冲击载荷下的损坏。Yang 等<sup>[16]</sup>则同时引入双层弹簧和约束结构以限制质量块在离轴敏感方向上的位移,其中,对称分布的双层蛇形弹簧对于抵抗侧向的小加速度扰动具有重要作用,而约束结构能够抵抗大的侧向冲击。这些研究都很好地解决了侧向冲击可能引起的器件误触发和失效等问题,但复杂的微型结构设计给其工艺加工带来一定的难度。

本文则提出了一种结构简单的具有高抗侧向

过载能力的 MEMS 惯性开关,其可感知垂直方向上的加速度冲击。器件的弹簧设计为阿基米德螺旋线式, COMSOL 仿真结果显示,在高侧向冲击下,质量块发生极小幅度的旋转。设计的惯性开关通过简单的微加工工艺制作而成,并通过落锤系统对样品进行功能测试。实验结果证明该 MEMS 惯性开关具有较好的抗侧向冲击过载性能。

## 2 物理模型

该 MEMS 惯性开关的物理模型为典型的弹簧-质量块系统。当有加速度作用在器件的敏感方向上时,开关的动态平衡方程可以表达为<sup>[17-18]</sup>

$$m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) + kx(t) = ma(t) \quad (1)$$

其中,  $c$  代表阻尼系数,  $k$  代表垂直方向上弹簧-质量块系统的整体刚度。在冲击过程中,加速度  $a$  常可表示为半正弦波,表达式如下:

$$a(t) = \begin{cases} a_0 \sin \omega_0 t, & t \leq t_0 \\ 0, & t > t_0 \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $a_0$  代表加速度冲击幅值,  $\omega_0$  代表冲击频率,  $t_0$  表示冲击脉宽,且满足  $t_0 = \frac{\pi}{\omega_0}$ 。

该器件设计中,暂忽略压膜阻尼效应产生的影响,假设  $c = 0$ 。通过求解微分方程(1),可得到质量块的相对位移表达式为

$$x = \frac{a_0}{k/m - \omega_0^2} (\sin \omega_0 t - \frac{\omega_0}{\sqrt{k/m}} \sin \sqrt{k/m} t) \quad (3)$$

为了实现开关的触发,移动电极需要与固定电极接触,即质量块的最大运动距离需要大于等于两电极间的初始距离。据此,可推导出惯性开关的加速度阈值

$$a_{th} = x_0 \frac{k/m - \omega_0^2}{\sin \frac{2\pi}{1 + \omega_0^2 \sqrt{k/m}} - \frac{\omega_0^2}{\sqrt{k/m}} \sin \frac{2\pi \sqrt{k/m}}{\omega_0^2 + \sqrt{k/m}}} \quad (4)$$

根据式(4), 可以设计出具有一定阈值的垂直敏感 MEMS 惯性开关。考虑到具体的应用场景, 本文提出的 MEMS 惯性开关的目标阈值为 260 g。

### 3 器件设计和仿真

#### 3.1 器件设计

图 1 展示了具有高抗侧向过载的垂直敏感 MEMS 惯性开关的具体结构。器件主要由三部分组成: 阿基米德螺旋线式弹簧悬挂支撑的圆形质量块、移动电极柔性触点和固定电极。其中, 质量块被弹簧悬挂, 并通过定距支撑结构固定在基底上; 质量块与阿基米德螺旋线式弹簧厚度相同, 在保证阈值加速度满足设计值的同时, 消除质心差, 使得开关具有优秀的抗侧向冲击能力, 并简化器件结构和加工工艺; 质量块的中央则嵌有柔性的接触点, 在外界冲击作用下, 质量块和固定电极发生碰撞, 接触点将刚性碰撞转换为柔性碰撞, 从而延长脉冲信号的脉宽; 固定电极则固定于玻璃基底表面, 并与定距支撑结构共同控制移动电极和固定电极间的距离, 从而确定 MEMS 惯性开关的阈值加速度。器件的主要结构参数及其数值如表 1 所示。

表 1 MEMS 惯性开关器件的主要结构参数  
Table 1 Main structural parameters and specifications of the MEMS inertial switch device

组件	结构参数	数值
阿基米德螺旋线式弹簧	初始半径 $R_1$	380 $\mu\text{m}$
	螺距 $d_1$	4.50 mm
	圈数 $n$	0.23
	宽度 $w_1$	70 $\mu\text{m}$
	厚度 $t_1$	10 $\mu\text{m}$
质量块	内径 $R_2$	113 $\mu\text{m}$
	外径 $R_3$	415 $\mu\text{m}$
	厚度 $t_2$	10 $\mu\text{m}$
柔性接触点	接触点半径 $R_4$	66 $\mu\text{m}$
	悬臂梁宽度 $w_2$	10 $\mu\text{m}$
固定电极	厚度 $t_3$	10 $\mu\text{m}$
	半径 $R_5$	60 $\mu\text{m}$
间距	高度 $h_1$	20 $\mu\text{m}$
	两电极间的初始间距 $d_2$	10 $\mu\text{m}$

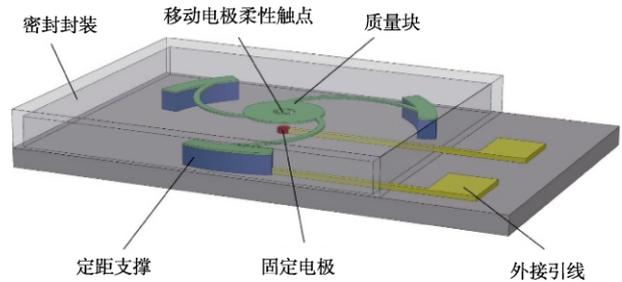


图 1 具有高抗侧向过载的 MEMS 惯性开关设计示意图  
Fig. 1 Structure diagram of the designed MEMS inertial switch with high resistance to lateral overload

#### 3.2 有限元仿真

为了更好地掌握所设计的惯性开关的动态特性, 评估其阈值加速度、接触时间、抗侧向过载能力等重要参数, 利用 COMSOL 软件对设计的器件进行了仿真研究。其中, 弹簧的端部和固定电极的底面设置为固定约束; 结构材料设置为金属镍, 其弹性模量为 170 GPa<sup>[16]</sup>, 泊松比为 0.3。考虑到压膜阻尼对器件动态响应的影响, 仿真过程中还耦合了薄膜流场, 以提高仿真结果的准确性; 值得注意的是, 质量块和固定电极之间存在静电力, 但由于其正对面积很小, 所以产生的静电力可忽略不计。

首先, 我们研究了惯性开关在垂直方向上的动态特性。将具有不同幅值(220 g, 240 g, 260 g, 280 g, 300 g)的半正弦冲击施加在弹簧-质量块系统上并作用在垂直方向, 加速度  $1g=9.8 \text{ m/s}^2$ , 脉宽为 1 ms, 图 2 为可移动电极的动态响应曲线。通过前面的讨论已知, 在某一加速度冲击作用下, 可移动电极的最大位移达到两电极间的距离, 则此加速度定义为开关的阈值加速度。由图 2 可得, 当半正弦冲击的幅值为 240 g 时, 可移动电极未与固定电极发生接触; 而当冲击幅值增长到 260 g 时, 可移动电极与固定电极发生碰撞, 因此, 设计的 MEMS 惯性开关的加速度阈值为 260 g。并且, 随着冲击幅值的增加, 两电极的接触时间延长。图 3 显示了冲击幅值为 300 g 时器件的应力分布情况, 可以看到, 最大应力值为 87.2 MPa, 远小于电镀镍的屈服应力 317 MPa。

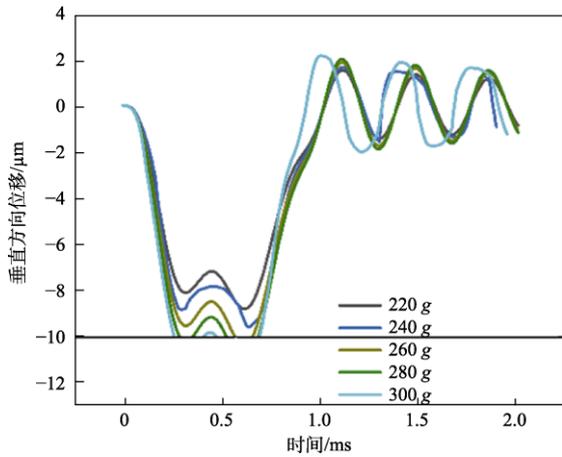


图 2 不同幅值的加速度冲击下可移动电极的动态响应曲线

Fig. 2 Simulated dynamic response displacement curves of the movable electrode under different amplitude shocks in the sensitive direction

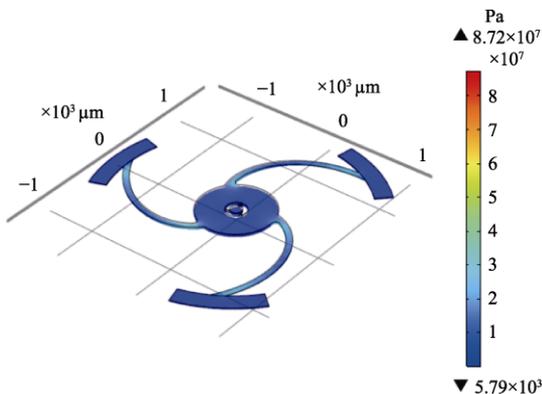


图 3 在垂直方向上施加 300 g 冲击时弹簧-质量块的应力分布图

Fig. 3 Stress distribution diagram of spring-mass system under acceleration of 300 g in the vertical direction

随后,我们研究了 MEMS 惯性开关的抗侧向过载能力。将具有不同幅值 (2000 g, 5000 g, 10000 g, 20000 g) 的半正弦冲击施加在弹簧-质量块系统上并作用在水平方向上,脉宽为 0.1 ms。图 4 为横向冲击幅值为 20000 g 时,器件的位移分布图,可以观察到,质量块在垂直方向上的最大位移只有 0.06  $\mu\text{m}$ ; 图 5 为在不同幅值的横向冲击下,柔性触点在垂直方向上侧翻时的位移响应曲线,可以看到,触点的位移远远小于移动电极和固定电极之间的距离 10  $\mu\text{m}$ ,误触发未发生,设计的 MEMS 惯性开关具有很好的抗侧向过载能力。

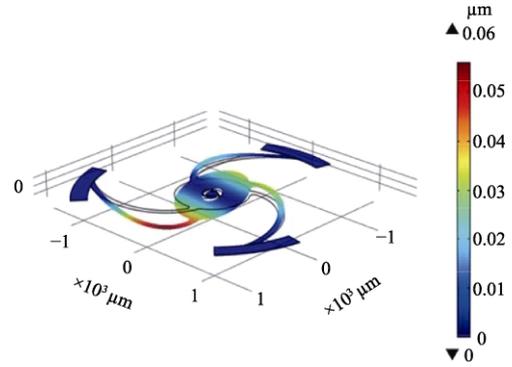


图 4 横向冲击为 20000 g 时器件的位移分布图

Fig. 4 The displacement distribution diagram of the device under lateral impact of 20000 g

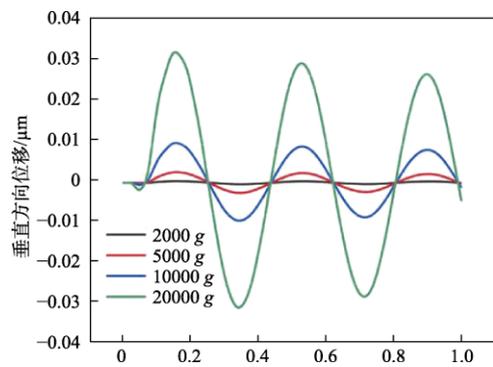


图 5 不同幅值的横向冲击下柔性触点在垂直方向上的动态响应曲线

Fig. 5 Dynamic response curves of the flexible contact point in the vertical direction under different amplitudes of lateral impact

## 4 实验结果

### 4.1 器件工艺制作

具有高抗侧向过载的垂直敏感 MEMS 惯性开关通过非硅表面微加工工艺制造而成。其中,选择铬/铜 (Cr/Cu) 作为种子层材料,正性光刻胶作为牺牲层材料,镍作为结构材料。制造工艺包括溅射、光刻、电镀和牺牲层释放等技术,所设计器件的主要制作步骤如图 6 所示,具体阐述如下:

(a)和(b)选择 1 mm 厚的玻璃片作为器件基底,并在其表面溅射一层 Cr/Cu 金属层作为第一层种子层。

(c)和(d)对光刻胶进行光刻显影后,电镀金属镍以形成固定电极和移动电极的支撑层。

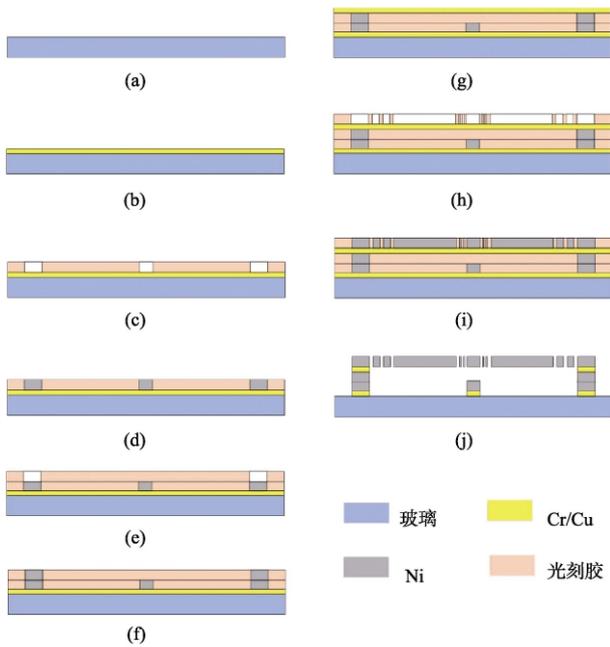


图 6 MEMS 惯性开关制造工艺主要流程

Fig. 6 Main steps of the manufacturing process for the designed MEMS inertial switch

(e)和(f)再一次进行光刻、显影、电镀工艺, 形成可移动电极的悬空层。

(g)溅射第二层 Cr/Cu 金属种子层。

(h)和(i)在第二层种子层上进行光刻、显影后, 电镀金属镍形成可移动的质量块及柔性触点。

(j)去除全部的光刻胶和多余的种子层, 使得可移动电极被释放。

图 7(a)为制作的 MEMS 惯性开关的实物图, 相应的完整器件的 SEM 图(图 7(b))展示了电镀形成的阿基米德螺旋线式弹簧以及圆形质量块等微结构, 图 7(c)为位于质量块中心的柔性触点的放大图。器件的三维视图如图 7(d)所示, 可以观察到质量块被弹簧悬挂支撑, 图 7(e)则表明柔性触点被悬空位于固定电极的正上方。

#### 4.2 器件测试

为了测试所制作 MEMS 惯性开关器件的阈值加速度以及抗侧向过载能力, 拟使用标准的落锤冲击系统。落锤冲击系统包括由程序控制的落锤、多通道示波器 (Agilent 6000 MSO6034A)、标准加速度计、恒压电源、分压电阻、待测试的惯性开关器件。其中, 待测试的惯性开关通过夹

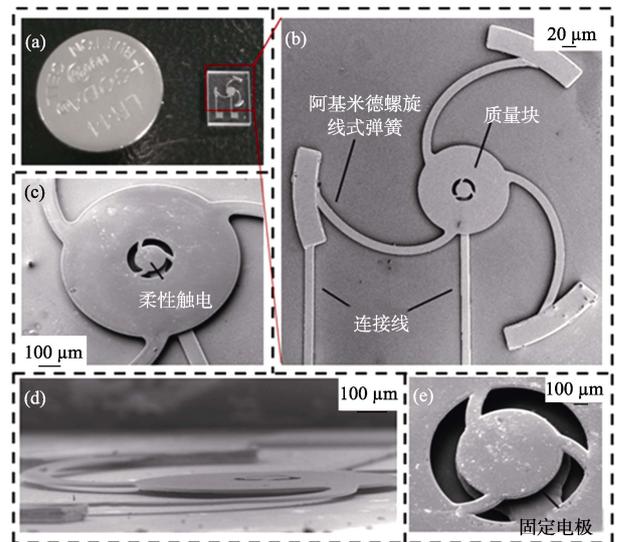


图 7 (a) 具有高侧向过载的 MEMS 惯性开关的实物图; (b) 完整的器件 SEM 图; (c) 柔性触点; (d) 由弹簧悬挂支撑的质量块的三维视图; (e) 位于柔性触点正下方的固定电极

Fig. 7 (a) The picture of the completed device; (b) SEM Intact inertial switch; (c) Flexible contact point; (d) 3D view of mass suspended by springs; (e) Fixed electrode directly below flexible contact point

具固定在落锤上, 且使待测试的方向与地面垂直; 同时, 将器件两端与恒压电源、电阻串联, 当可移动电极与固定电极碰撞时, 电路导通, 电阻两端输出脉冲信号; 加速度计同样被固定在落锤上, 用来标定落锤产生的冲击加速度; 多通道示波器则用来收集加速度计和分压电阻两端的输出信号。值得强调的是, 半正弦冲击的幅值由落锤的初始高度决定, 而冲击信号的脉宽受底座的硬度影响。

##### 4.2.1 阈值加速度测试

首先, 对制作的 MEMS 惯性开关在垂直方向上的阈值加速度进行测试, 安装器件时, 使得质量块的上表面与地面平行, 并将半正弦冲击的脉宽控制在 1 ms 左右。图 8 为测试结果, 其中, 黄色信号显示了加速度冲击的波形, 紫色信号反映了移动电极与固定电极的接触情况。如图 8(a)所示, 当冲击加速度幅值为 212 g 时, 移动电极和固定电极间没有接触信号; 如图 8(b)所示, 当加速度幅值为 237 g 时, 器件被触发, 且接触时间为 320 μs。测试结果与设计结果存在 8.46 % 的误

差。产生误差的主要原因有微加工过程中的误差以及电镀过程中形成的残余应力。

我们进行了多次超高侧向加载测试，均未触发。实验结果证明,设计的 MEMS 惯性开关具有良好的抗侧向过载性能。

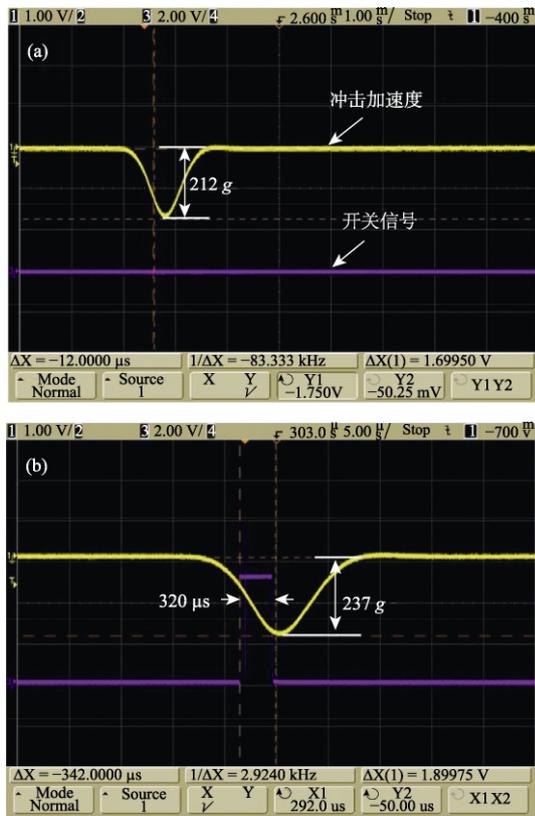


图 8 制作的惯性开关的阈值加速度测试: (a) 当加速度幅值为 212 g 时无触发信号; (b) 当加速度幅值为 237 g 时开关被触发

Fig. 8 Threshold-level acceleration of fabricated inertial switch: (a) There is no triggering signal when the applied acceleration amplitude is 212 g; (b) Tested inertial switch is triggered when the applied acceleration amplitude is 237 g

#### 4.2.2 抗侧向过载性能

确定 MEMS 惯性开关的加速度阈值后,接下来对器件的抗侧向过载性能进行测试。由于测试所需的冲击加速度较大,实验中使用了如图 9 所示的带有二次冲击的落锤冲击台。同时,安装器件时,质量块的上表面应与地面垂直,保证落锤施加在器件上的冲击是侧向的,并将加速度脉宽控制在 100 μs 内,以模拟较大的横向冲击环境。如图 10 所示,分别向器件施加幅值为 5250 g 和 8750 g 的横向冲击,均未观察到开关的触发信号,即超高的侧向冲击并未引起器件的误触发;而后,



图 9 带有二次冲击的落锤测试系统

Fig. 9 Drop hammer test system with secondary impact

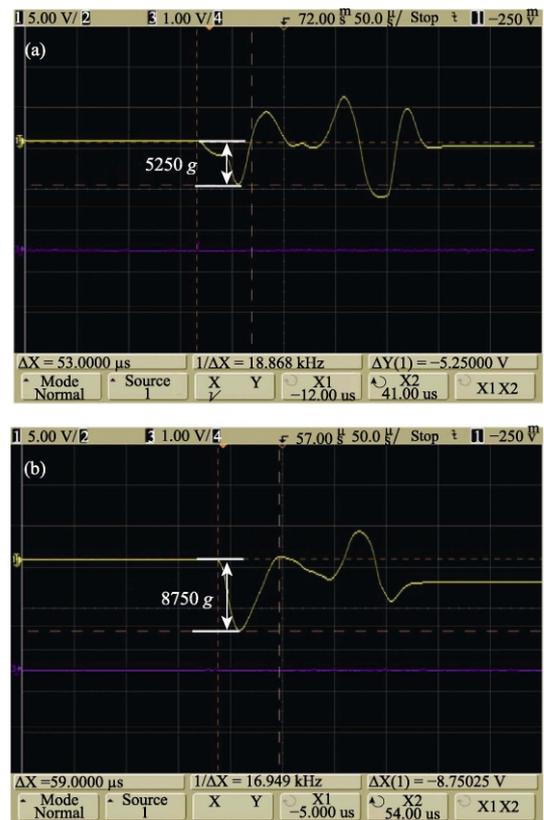


图 10 器件的抗侧向过载性能测试: 当冲击幅值为 (a) 5250 g 和 (b) 8750 g 时开关均无触发信号

Fig. 10 Anti-lateral overload performance test of the device: there is no triggering signal when the impact amplitude is (a) 5250 g and (b) 8750 g respectively

为了标定器件的抗侧向过载性能, 本文拟定一个表征器件抗侧向过载能力的参数——抗侧向过载因子  $\varepsilon$ , 其数值等于不引起误触发的最大横向加速度与器件在敏感方向上的阈值加速度的比值。由于落锤可提供的最大冲击有限, 本文所制作的 MEMS 惯性开关的抗侧向过载因子  $\varepsilon$  至少为 36.9。

## 5 结 论

本文设计了一种具有高抗侧向过载的垂直敏感 MEMS 惯性开关, 将阿基米德螺旋线式弹簧引入器件中, 与质量块共同构成加速度的敏感单元。COMSOL 仿真结果表明, 所设计的器件在垂直方向上的阈值加速度为 260 g; 当开关受到 20000 g 的横向冲击时, 质量块在垂直方向上的最大位移只有 0.06  $\mu\text{m}$ 。最后, 通过较为简单的非硅表面微加工工艺制作了所设计的惯性开关原型器件, 并使用落锤系统对其进行了测试。实验结果表明, 所制作的 MEMS 惯性开关的阈值加速度为 237 g, 接触时间为 320  $\mu\text{s}$ ; 使用带有二次冲击的落锤系统对器件施加了 8750 g 的侧向冲击加速度后, 器件未被误触发, 并仍然可以正常工作。所提出的 MEMS 惯性开关设计, 可有效克服实际应用环境中高侧向冲击导致的误触发和结构损伤缺陷, 将为 MEMS 惯性开关在复杂环境下的实际应用提供重要参考。

## 参 考 文 献

- [1] Ma C W, Huang P C, Kuo J C, et al. A novel inertial switch with an adjustable acceleration threshold using an MEMS digital-to-analog converter[J]. *Microelectronic Engineering*, 2013, 110(10): 374-380.
- [2] Kuo J C, Kuo P H, Lai Y T, et al. A passive inertial switch using MWCNT-Hydrogel composite with wireless interrogation capability[J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2013, 22(3): 646-654.
- [3] Xu Q, Sun B, Li Y, et al. Design and characterization of an inertial microswitch with synchronous follow-up flexible compliant electrodes capable of extending contact duration[J]. *Sensors and Actuators A Physical*, 2018, 270: 34-45.
- [4] Du L, Wang W, Du C, et al. A novel contact-enhanced low-g inertial switch with low-stiffness fixed electrode[J]. *Microsystem Technologies*, 2020, 26(2): 395-404.
- [5] Liu C, Yang Z, Ding G, et al. Design, simulation, and characterization of a low-cost in-plane spark gap microswitch with dual-trigger electrode for pulsed power applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(8): 3240-3247.
- [6] Kim H, Jang Y H, Kim Y K, et al. MEMS acceleration switch with bi-directionally tunable threshold[J]. *Sensors and Actuators A Physical*, 2014, 208(2): 120-129.
- [7] Chen W G, Wang R, Wang H Y, et al. The analysis of the influence of threshold on the dynamic contact process of a fabricated vertically driven MEMS inertial switch[J]. *Micromachines*, 2019, 10(11): 791.
- [8] Desai S J, Shoaib M, Raychowdhury A. An ultra-low power, "always-on" camera front-end for posture detection in body worn cameras using restricted boltzman machines[J]. *IEEE Transactions on Multi-Scale Computing Systems*, 2015, 1(4): 187-194.
- [9] Currano L J, Bauman S, Churaman W, et al. Latching ultra-low power MEMS shock sensors for acceleration monitoring[J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2008, 147(2): 490-497.
- [10] Park J H. All-terminal reliability analysis of wireless networks of redundant radio modules[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2016, 3(2): 219-230.
- [11] 王雅琳, 杨依然, 王彤, 等. 2019 年无人系统领域发展综述[J]. *无人系统技术*, 2019, 2(6): 53-57.
- [12] Michaelis S, Timme H J, Wycisk M, et al. Additive electroplating technology as a post-CMOS process for the production of MEMS acceleration-threshold switches for transportation applications[J]. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2000, 10(2): 120.
- [13] 李风雷, 卢昊, 宋闯, 等. 智能化战争与无人系统技术的发展[J]. *无人系统技术*, 2018, 1(2): 14-23.
- [14] Wycisk M, Tonnesen T, Binder J, et al. Low-cost post-CMOS integration of electroplated microstructures for inertial sensing[J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2000, 83(1-3): 93-100.
- [15] Zhang Q H, Yang Z Q, Xu Q, et al. Design and fabrication of a laterally-driven inertial micro-switch with multi-directional constraint structures for lowering off-axis sensitivity[J]. *Journal of Micromechanics & Microengineering*, 2016, 26(5): 055008.
- [16] Yang Z, Shi J, Yao J, et al. A laterally driven MEMS inertial switch with double-layer suspended springs for improving single-axis sensitivity[J]. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology*, 2018, 8(10): 1845-1854.

- [17] 徐秋. MEMS 惯性开关接触增强方法和抗过载机制研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2017.
- [18] 任超, 刘峰华, 付博, 等. MEMS 惯性开关的原理及研究进展[J/OL]. 测控技术, 2021[2021-06-20]. <https://doi.org/10.19708/ckjs.2021.02.219>.

作者简介:



任超(1996-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为 MEMS 惯性开关和振动能量采集器。



武强(1996-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电磁驱动 MEMS 器件。



付博(1982-), 男, 本科, 高级工程师, 主要研究方向为 MEMS 工艺技术。



刘峰华(1979-), 女, 硕士, 副研究员, 主要研究方向为机电引信技术。



戴旭涵(1974-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为 MEMS 微能源技术。



杨卓青(1982-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为微纳柔性传感技术、MEMS 惯性开关。本文通信作者。

[引用格式] 时莎莎, 韩昕怡, 涂 阔, 等. 无人机着陆过程中的多源引导信息融合技术[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 31-41.

# 无人机着陆过程中的多源引导信息融合技术

时莎莎<sup>1</sup>, 韩昕怡<sup>2</sup>, 涂 阔<sup>2</sup>, 李一凡<sup>2</sup>, 胡劲文<sup>2</sup>

(1. 中国空空导弹研究院, 洛阳 471009; 2. 西北工业大学自动化学院, 西安 710129)

**摘要:** 针对无人机着陆过程中, 可用引导源多、导航精度要求高以及传感器的引导精度时变等问题, 提出了基于多传感器的自适应融合导航技术。在数据预处理方面, 采用内插外推法与基于 Savitzky-Golay 滤波的信号平滑方法分别实现时间配准与野点平滑。其后重点研究基于自适应窗长的动态方差估计融合算法, 对多传感器引导信息进行融合。首先, 采用基于自适应时间窗的残差计算方法对各传感器的量测误差方差进行动态估计, 根据传感器量测噪声的变化设置不同的时间窗长, 以提高对传感器量测误差方差估计的准确性。其次, 根据各信息源实时残差方差的比值调整融合权重分配, 实现融合算法的自适应调整。最后, 针对典型的着陆场景, 通过项目合作单位提供的半物理仿真数据对融合算法进行仿真验证。

**关键词:** 无人机着陆; 数据预处理; 多源信息融合; 导航技术; Savitzky-Golay 滤波; 残差

中图分类号: TJ760

文献标识码: A

文章编号: 2096-5915(2021)05-31-11

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.045

## Information Fusion Technology for Multi-source Navigation in UAV Landing Process

SHI Shasha<sup>1</sup>, HAN Xinyi<sup>2</sup>, TU Kuo<sup>2</sup>, LI Yifan<sup>2</sup>, HU Jinwen<sup>2</sup>

(1. China Air-to-Air Missile Research Institute, Luoyang 471009, China;

2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

**Abstract:** The autonomous landing technology of drones is a focus of UAV development. Therefore, aiming at the problems of a large amount of available guidance sources, high requirements for navigation accuracy, and time-varying guidance accuracy of the sensor during the landing process, this paper proposes an adaptive fusion navigation technology based on multiple sensors. In terms of data preprocessing, the interpolation and extrapolation method is used to achieve time registration and the signal smoothing method based on Savitzky-Golay filtering is used to smooth the signal outliers. Then we focus on a dynamic variance estimation fusion algorithm based on adaptive window length to fuse multi-sensor guidance information. Firstly, the residual variance calculation method based on the adaptive time window is used to estimate the measurement error variance of each sensor dynamically, and different time windows are set according to the change of measurement noise in sensor data to improve the accuracy of the measurements error variance estimation. Secondly, according to the ratio of real-time residual variance of each information source, the fusion weight distribution is adjusted to realize the adaptive adjustment of fusion algorithm. Finally, aiming at the typical landing verification scenario, the fusion algorithm is simulated and verified by the semi-physical simulation data provided by the project partner.

收稿日期: 2021-04-25; 修回日期: 2021-07-10

基金项目: 国家自然科学基金项目(61803309); 中央高校基本科研业务费资助项目(3102019ZDHKY02); 陕西省重点研发计划项目(2020ZDLGY06-02); 中国博士后科学基金(2018M633574); 航空基金(2019ZA053008)

**Key words:** UAV Landing; Data Preprocessing; Multi-source Information Fusion; Fault Detection; Savitzky-Golay Filtering; Residual

## 1 引言

无人系统是发展最成熟、装备量最大、参战最频繁、应用最广泛的无人系统<sup>[1]</sup>, 相对于有人机具有人员伤亡率低、使用条件限制少、隐蔽性好等特点<sup>[2]</sup>, 在民用与军事领域有广泛的用途<sup>[3]</sup>。尤其是在军事上, 无人机与巡航导弹等智能作战设备的结合, 无人机的集群作战等是发展的重点方向<sup>[4]</sup>。但同时, 由于无人机上没有飞行员, 其起飞和着陆的难度比有人机大得多<sup>[5]</sup>, 因此返航着陆技术成为航空飞行器的关键技术之一, 而这一阶段也是在飞机飞行过程中, 对导航精度要求最高的阶段。据统计, 世界上飞机进场着陆时事故的发生率约占整个飞行事故的 85%, 这是因为飞机在进场着陆阶段的飞行比在航线上飞行要困难得多, 这一阶段飞机的飞行状态, 包括速度、高度、航向等均会发生很大的变化, 其中任何一个环节处理不当都有可能引发事故<sup>[6-7]</sup>。因此, 在航空技术的发展过程中, 必须对自动着陆系统给予极大的重视。

20 世纪 80 年代以后, 随着技术的发展, 以精确数据为引导信息的“精密进近着陆”引导成为着陆引导系统的发展趋势。仪表着陆引导精度较低, 微波着陆引导系统造价较高, 是比较早的着陆系统。同时, 地面导航设备也存在着距离导航台越远, 误差越大的特点<sup>[8]</sup>。因此目前发展较为先进的可用于无人机自主着陆的引导技术有雷达着陆引导系统、卫星着陆引导系统、光电着陆引导系统、视觉着陆引导系统等。而这几种自主着陆引导技术也有各自的优缺点。

雷达着陆引导技术具有全天候引导能力, 对机载设备要求不高, 机动性好, 可用于能见度差、云底较低的复杂气象条件下引导无人机着陆。比如美国 Sierra Nevada 公司就基于雷达引导技术开发了无人机通用自动回收系统<sup>[9]</sup>, 但是相对比其他系

统, 雷达引导比较被动, 完全依靠地面指挥, 获得数据的速率低, 引导容量有限<sup>[10-13]</sup>。光电着陆引导系统使用高分辨率电视、红外热像仪和激光跟踪等复合手段, 完成无人机相对于着陆点的偏差数据的测量。具有测量精度高、抗电子干扰能力强, 具有高分辨率成像的能力, 而且适装性好, 很适合与其他引导手段互相匹配, 互补共存<sup>[14-15]</sup>。GPS 系统由于具有传输距离远、覆盖范围广、不受地理条件限制、通信频带宽、能够适应全天候复杂地形等特点, 成为目前的主流方式之一。但是卫星通信受自身特点的限制和环境的影响, 不可避免地存在各种干扰, 特别是其开放式的系统, 更容易受到一些不可预见的干扰与专业的软杀伤, 比如卫星信号欺骗/干扰等<sup>[16]</sup>。视觉引导技术是将计算机视觉应用于无人机着陆方式的一种新型引导技术, 在卫星通信受到干扰时, 可以起到辅助导航作用, 已经成为自主导航领域研究的热点<sup>[17-18]</sup>。视觉导航系统的工作波段远离当前电磁对抗的频率范围, 且具有成本低、自主性强、信息量大、无源性好和信息丰富等优点。但是在恶劣天气情况下很难获得比较清晰的图像, 从而影响无人机着陆的安全性和精确性<sup>[19-22]</sup>。

而数据的可靠性不仅仅由导航系统决定, 在民航飞机导航系统领域, 多传感器耦合导航已成为主流导航方法<sup>[23]</sup>, 其数据融合方式也非常重要。比如早期, Bierman, Carlson 和 Schmidt 等于 1979 年开始先后提出了平方根算法和 UD 分解滤波<sup>[24-26]</sup>, 丰富了滤波理论; Seyer 于 1979 年首次提出了分散滤波的思想<sup>[27]</sup>; Carlson 于 1988 年提出了联邦滤波理论, 旨在为容错导航提供设计理论<sup>[28-29]</sup>。其后, 各种各样的融合算法不断发展。

由于飞机着陆过程中本身姿态的复杂性, 算法的自适应性也非常重要。2008 年, Zhao 为了克服噪声统计特性未知时联邦滤波不稳定甚至发散的缺点, 提出了一种自适应联邦 Kalman 滤波<sup>[30]</sup>; 2009 年, Cai 等在解决基于快速块的运动估计中

的阈值选取问题时, 提出了一种根据目标误差概率的自适应选取阈值的方法<sup>[31]</sup>; Zhou 等在 SINS/GPS/DVL 组合背景下, 采用模糊无迹卡尔曼滤波的联邦滤波算法, 进一步提高了联邦滤波的自适应能力和容错能力<sup>[32]</sup>。随着科技的发展, 与信息融合有关的自适应算法不断发展。

基于以上条件, 本文针对无人机着陆场景, 考虑到数据精度要求高, 可用引导源多, 不同传感器存在时间延迟等约束, 提出了一种无人机着陆过程中的多源引导信息融合算法。该算法重点基于自适应窗长的动态方差估计融合算法, 根据导航传感器的量测噪声变化将量测误差方差估计分为平稳段与突变段, 通过采取不同窗长的时间窗提高对传感器量测误差方差估计的准确性, 并按照误差方差估计值的大小分配融合权重, 实现了融合算法的自适应调整, 从而提升信息融合精度。

## 2 数据预处理技术

### 2.1 时间配准算法

在多传感器数据融合系统的实际工作中, 造成数据时间不匹配的原因有以下三点:

(1) 多传感器的时间基准一致性问题, 即时间同步问题。

(2) 各个传感器的采样频率和起始采样时刻不一致的问题。

(3) 网络传输延迟造成的时间不匹配问题。在研究中, 有许多不同的时间配准方法。比如, Blair 等在 1991 年提出了最小二乘时间配准算法<sup>[33]</sup>。而本文则选择使用基于内插外推法的时间配准, 主要针对量测频率不一致的两组传感器量测信号, 以低频信号的量测时间点为参考时序, 在同一时间片上对各传感器采集的目标观测数据进行内插、外推处理, 将高精度观测时间的数据推算到低精度时间点上, 以实现各传感器时间上的匹配<sup>[34-37]</sup>。

以两组传感器量测数据为例, 设传感器 A 和传感器 B 对同一目标进行观测, 在传感器 B 的

测时间点  $T_{b_0}$  和  $T_{b_1}$  间隔内, 系统接收到了传感器 A 的量测  $X_{a_1}$ , 假设传感器 A 在  $T_{a_i}$  时刻观测到的测量数据为  $(X_{a_i}, Y_{a_i}, Z_{a_i})$ , 传感器 B 在  $T_{b_j}$  时刻观测到的测量数据为  $(X_{b_j}, Y_{b_j}, Z_{b_j})$ , 由传感器 A 到传感器 B 的采样时刻进行时间配准, 配准后的数据表示为  $(X_{a_i b_j}, Y_{a_i b_j}, Z_{a_i b_j})$

$$\begin{pmatrix} X_{a_1 b_1} & \cdots & X_{a_n b_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{a_1 b_m} & \cdots & X_{a_n b_m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{a_1} & \cdots & X_{a_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{a_1} & \cdots & X_{a_n} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} T_{b_1} - T_{a_1} & \cdots & T_{b_1} - T_{a_n} \\ T_{b_2} - T_{a_1} & \cdots & T_{b_2} - T_{a_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ T_{b_m} - T_{a_1} & \cdots & T_{b_m} - T_{a_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_{a_2} - X_{a_1} & 0 & \cdots & 0 \\ T_{a_2} - T_{a_1} & & & \\ 0 & \frac{X_{a_3} - X_{a_2}}{T_{a_3} - T_{a_2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{X_{a_{n+1}} - X_{a_n}}{T_{a_{n+1}} - T_{a_n}} \end{pmatrix} \quad (1)$$

### 2.2 信号平滑算法研究

信号平滑的主要目的是根据导航传感器误差限, 对一定更新范围内统计特性超出误差限的信号进行平滑, 防止野点对融合精度产生影响。本节采用基于 Savitzky-Golay 滤波的信号平滑方法对超出误差限的各传感器量测数据进行平滑, 并作仿真验证。SG 滤波法 (Savitzky Golay Filter) 的核心思想是对窗口内的数据进行加权滤波, 但是其加权权重是对给定的高阶多项式进行最小二乘拟合得到的。它的优点在于在滤波平滑的同时, 能够有效地保留信号的变化信息<sup>[38-40]</sup>。

假设窗长为  $n=2m+1$ , 同样对当前时刻窗内的  $2m+1$  个观测值进行滤波, 各测量点的时间为  $t = (-m, -m+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, m-1, m)$  用  $k$  阶多项式对其进行拟合。拟合公式如下:

$$X_t = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \cdots + a_{k-1} t^k \quad (2)$$

在实际验证中取定  $m=2, k=3$ , 采用五点三次平滑法对超出误差限的量测信号进行平滑。取平

滑窗长为 5, 用于存储量测信息  $X$ , 最后推算可得

$$\begin{aligned} X'_{-2} &= \frac{69}{70}X_{-2} + \frac{4}{70}X_{-1} + \frac{-6}{70}X_0 + \frac{4}{70}X_1 + \frac{-1}{70}X_2 \\ X'_{-1} &= \frac{2}{35}X_{-2} + \frac{27}{35}X_{-1} + \frac{12}{35}X_0 + \frac{-8}{35}X_1 + \frac{2}{35}X_2 \\ X'_0 &= \frac{-3}{35}X_{-2} + \frac{12}{35}X_{-1} + \frac{17}{35}X_0 + \frac{12}{35}X_1 + \frac{-3}{35}X_2 \quad (3) \\ X'_1 &= \frac{2}{35}X_{-2} + \frac{-8}{35}X_{-1} + \frac{12}{35}X_0 + \frac{27}{35}X_1 + \frac{2}{35}X_2 \\ X'_2 &= \frac{-1}{70}X_{-2} + \frac{4}{70}X_{-1} + \frac{-6}{70}X_0 + \frac{4}{70}X_1 + \frac{69}{70}X_2 \end{aligned}$$

对于初始的前五拍数据, 直接进行存储, 然后随着时间更新, 时间窗也向前移动, 每更新一个时间点, 平滑窗向前移动一个数据, 滑窗内部的最末点为当前时刻的量测信息。

### 3 多源引导信息自适应融合技术

#### 3.1 技术应用背景

本技术应用背景为无人机着陆时的多传感器融合, 因此对无人机着陆情况进行分析。在实际着陆过程中, 无人机传感器引导可分为以下四个阶段, 如图 1 所示。

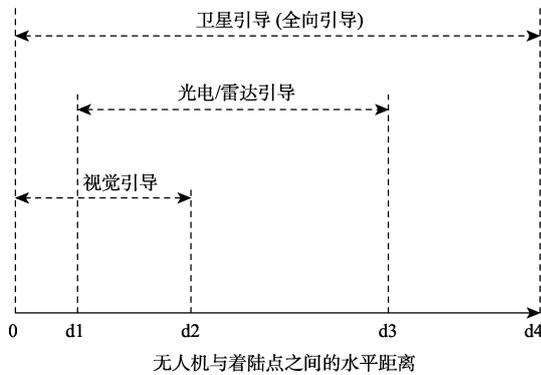


图 1 典型着陆引导系统工作范围示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the working range of a typical landing guidance system

根据着陆过程的不同阶段以及着陆引导传感器的具体工作情况, 实际数据融合系统应该能够自动调整融合权重分配, 使得融合算法成为一种自适应的融合机制。因此, 本文提出了一种基于自适应窗长的动态方差估计融合算法, 通过设计自适应时间窗来实时估计传感器的量测误差方

差, 并根据误差方差的估计结果动态调整融合权重, 实现自适应融合。

#### 3.2 基于移动时间窗的残差计算方法

由于实际过程中无法获得无人机的真实位置信息, 因此无法获得传感器的量测误差, 故本文定义了残差对传感器的量测误差进行估计, 并利用实时残差方差对传感器的量测误差方差进行动态估计。在后续过程中, 将各传感器残差在特定时间窗内的统计特性关系作为权重信息分配的判断准则, 进行数据融合。

##### 3.2.1 残差定义及计算

残差在数理统计中是指实际观察值与估计值(拟合值)之间的差。在本文中, 量测值为各传感器实际测得的垂向位置坐标和侧向位置坐标信息与理想下滑道垂向、侧向位置坐标信息之间的差值。由于无法获得真实的传感器量测误差, 所以定义残差作为对量测误差的估计, 将残差定义为传感器量测值与目标预测值之间的偏差。

令  $X_{i,k}$  表示第  $i$  种传感器在第  $k$  周期的量测值,  $X_{i,k}^1$  为第  $i$  种传感器在第  $k$  周期的纵向偏差量测值,  $X_{i,k}^2$  为第  $i$  种传感器在第  $k$  周期的横向偏差量测值,  $\hat{X}_{pre,k}$  为第  $k$  周期无人机的位置偏差预测值,  $\hat{X}_{k-1}$  为第  $k-1$  周期位置偏差的融合估计结果,  $X_{5,k}$  与  $L_k$  分别是第  $k$  周期惯导所测得的位置偏差和理想下滑道的位置, 具体计算公式如下:

$$r_{i,k} = X_{i,k} - \hat{X}_{pre,k}, i=1,2,3,4 \quad (4)$$

$$X_{i,k} = (X_{i,k}^1 \quad X_{i,k}^2)^T, i=1,2,3,4 \quad (5)$$

$$\hat{X}_{pre,k} = (\hat{X}_{pre,k}^1 \quad \hat{X}_{pre,k}^2)^T \quad (6)$$

$$\hat{X}_{k-1} = (\hat{X}_{k-1}^1 \quad \hat{X}_{k-1}^2)^T \quad (7)$$

$$X_{5,k} = (X_{5,k}^1 \quad X_{5,k}^2)^T \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}_{pre,k} &= (\hat{X}_{k-1} + L_{k-1}) + [(X_{5,k} + L_k) \\ &\quad - (X_{5,k-1} + L_{k-1})] - L_k \end{aligned} \quad (9)$$

整理上式后可得

$$\hat{X}_{pre,k} = \hat{X}_{k-1} + (X_{5,k} - X_{5,k-1}) \quad (10)$$

##### 3.2.2 基于拟合度检验的时间窗口选取

由上文可知, 残差本身一定符合高斯特性, 同时残差数值的大小与时间窗的长度息息相关。

时间窗的长度过大,无法保证融合权重分配具有实时性,不一定能够跟上传感器量测噪声的变化。选取的数据量太少,无法体现出所选取时间窗口内的残差数据的统计特性,容易出现过调。如果某几组相邻数据发生跳变干扰,窗长过小会导致融合结果受这几组跳变数据影响增大。

因此,本文选择 Jarque-Bera 检验对窗口长度进行判断。具体来说, Jarque-Bera 检验通过计算数据样本的偏度和峰度,评价给定数据服从未知均值和方差正态分布的假设是否成立。

Jarque-Bera 的统计量定义为

$$J = \frac{S^2}{6/n} + \frac{(F-3)^2}{24/n} \quad (11)$$

其中,  $n$  是观测数(或自由度);  $S$  是样本偏度,  $F$  是样本峰度。

$S, F$  的计算公式如下:

$$S = \frac{\hat{\mu}_3}{\hat{\sigma}^3} = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^3}{\left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right)^{3/2}} \quad (12)$$

$$F = \frac{\hat{\mu}_4}{\hat{\sigma}^4} = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^4}{\left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right)^{4/2}} \quad (13)$$

其中,  $\hat{\mu}_3, \hat{\mu}_4$  分别是三阶中心矩和四阶中心矩的估计值,  $\bar{x}$  是样本均值,  $\hat{\sigma}^2$  是二阶中心矩(即方差)的估计值。正态分布的偏度为 0, 峰度为 3, 如果样本数据来自具有正态分布的总体, Jarque-Bera 的统计量  $J$  近似服从自由度为 2 的卡方分布, 因此该统计量  $J$  可以用于检验数据是否服从正态分布。统计量  $J$  的定义表明, 任何对此的偏离都会使得  $J$  增加。所以, 如果待检验的数据不是正态分布, 那么  $J$  将会是一个大于 0 的值, 偏离程度越大,  $J$  也会越大。

根据这一特性, 我们可以做假设检验。

$H_0$ : 接受原假设, 待检验数据分布服从正态分布;

$H_1$ : 拒绝原假设, 待检验数据分布不服从正态分布。

利用 Jarque-Bera 假设检验方法进行多次蒙特卡洛仿真, 采用伪随机数的方式进行拟合优度测试, 测试不同窗长时间窗内的伪随机数是否符合正态分布, 即该组数据是否具有高斯特性从而确定窗口的长度。

### 3.3 基于自适应时间窗的动态方差估计融合算法

由上文可知, 降落过程中飞行状态与传感器精度会产生不断的变化, 因此, 本文认为融合权重的设置应该能跟随传感器精度的变化而及时做出调整, 为了达到这种目的, 提出了一种基于自适应窗长的动态方差估计融合算法, 具体过程如下: 首先, 根据传感器量测误差方差的变化幅度将误差方差估计分为平稳段与突变段, 从而设置不同的时间窗长, 以提高对传感器量测误差方差估计的准确性。接着, 利用时间窗内的残差方差作为权重信息分配准则, 以实现融合算法的自适应调整。

#### 3.3.1 自适应窗长设计

自适应窗长选取的核心是对传感器量测误差方差变化阶段的判断, 即通过检测传感器数据中噪声的变化, 将噪声的估计曲线分为平滑段和突变段, 对不同的曲线段运用不同长度的窗长对多传感器数据进行融合。

本文采用一维曲线突变段检测方法来检测传感器量测误差方差的变化, 由一元连续函数理论可知, 信号中的突变段往往对应较大的斜率绝对值<sup>[41]</sup>。因此可以用导数作为特征, 对信号突变段进行检测, 如下所示:

$$\sigma^{2'} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( x_i - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_j \right)^2 \quad (14)$$

其中  $\sigma_{i,k}^{2'}$  是第  $i$  个传感器在第  $k$  个采样周期的残差方差。

根据实际的方差估计曲线可以确定斜率绝对值阈值  $\sigma_{\max}^{2'}$ , 如果在阈值范围内, 判定属于方差平稳段, 超出阈值范围, 判定属于方差突变段:

$$\begin{cases} x_{i,k} \in \text{平稳段} L_1, & \sigma^{2'}(x_{i,k}) < \sigma_{\max}^{2'} \\ x_{i,k} \in \text{突变段} L_2, & \sigma^{2'}(x_{i,k}) > \sigma_{\max}^{2'} \end{cases} \quad (15)$$

总体来讲,自适应窗长设计算法的步骤如下:

(1) 采用固定窗  $n$ , 对各个传感器的量测残差进行方差估计, 得到各方差估计点组成的估计曲线。

(2) 利用均值滤波对方差信号进行平滑, 得到平滑后的方差估计曲线。

(3) 利用一维曲线突变段检测算法找出方差估计曲线的平稳段  $L_1$  和突变段  $L_2$ 。

(4) 如果当前判定点  $x_{i,k} \in L_1$ , 把窗长  $n$  设置为大窗长; 如果判定点属于  $x_{i,k} \in L_2$ , 把窗长  $n$  设置为小窗长, 窗长由 Jarque-Bera 检验确定, 对方差进行重新估计, 重复步骤(1)、(2)得到新的方差估计曲线。

(5) 重复步骤(3)、(4), 根据传感器实时量测误差方差的变化选取不同长度的窗长。

根据以上步骤, 可得到不同情况下合适的时间窗窗长。

### 3.3.2 基于自适应窗长的动态方差估计融合

由前文可得无人机着陆过程可分为四个阶段, 针对不同阶段, 根据不同的传感器参与情况的量测残差来调整信息融合权重。为了提高精度, 将时间窗步长设为  $s=1$ , 并对算法进行介绍。

着陆第一阶段: 无人机进入卫星引导系统的作用范围( $d_3 \leq d \leq d_4$ )。

由于这一阶段只有卫星引导系统发挥作用, 因此经过预处理后的卫星量测即为融合结果:

$$\hat{X}_k = X_{2,k} \quad (16)$$

着陆第二阶段: 无人机到达光电、雷达引导系统作用范围( $d_2 \leq d \leq d_3$ )。

这一阶段, 卫星、光电、雷达引导系统均处于有效工作状态, 首先根据第  $k$  周期 (当前时刻  $t=k \times \Delta T$ ) 以及第  $k-1$  周期的惯导数据  $X_{5,k-1}, X_{5,k}$ , 结合上一周期的融合结果  $\hat{X}_{k-1}$ , 按照公式(4), 公式(10)计算第  $k$  周期无人机的位置偏差预测值  $\hat{X}_{pre,k}$  以及三组传感器量测值与预测值的残差  $r_{i,k}$ , 然后分别计算三组数据在当前时间窗内的残差方差。假设在第  $k_1$  周期, 光电和雷达引导系统开始发挥作用, 系统接收到了光电和雷

达的量测数据, 进入着陆第二阶段, 通过以下公式进行融合:

$$\hat{X}_k = K_{1,k}(X_{1,k} - \bar{r}_{1,k}) + K_{2,k}X_{2,k} + K_{3,k}X_{3,k} \quad (17)$$

其中,  $X_k$  代表第  $k$  周期的偏差融合结果,  $x_{i,k}(i=1,2,3)$  分别代表预处理后的光电、卫星、雷达传感器的量测值,  $\bar{r}_{i,k}$  代表在第  $k$  个周期, 第  $i$  组传感器窗内残差数据的均值, 表达式如下:

$$\bar{r}_{i,k} = \begin{cases} \frac{1}{k-k_1+1} \sum_{i=k_1}^k r_{1,i}, & 0 \leq k-k_1 < n-1 \\ \frac{1}{n} \sum_{i=k-n+1}^k r_{1,i}, & k-k_1 \geq n-1 \end{cases} \quad (18)$$

$K_{i,k}(i=1,2,3)$  代表第  $i$  组传感器在第  $k$  周期时的融合权重,  $n$  代表时间窗的长度:

$$\begin{cases} K_{i,k} = \frac{1/(\sigma_{i,k}^2 + \delta)}{\sum_{j=1}^3 (1/(\sigma_{j,k}^2 + \delta))}, & i=1,2,3 \\ \sum_{i=1}^3 K_{i,k} = 1 \end{cases} \quad (19)$$

其中,  $\delta$  为一个远小于 1 的小正数, 避免方差为 0 的情况。 $\sigma_{i,k}^2(i=1,2,3)$  代表第  $k$  个周期第  $i$  组传感器窗内残差数据的方差, 表达式如下:

$$\sigma_{i,k}^2 = \begin{cases} 0, & k=k_1 \\ \frac{1}{k-k_1+1} \sum_1^k (X_{i,k} - \bar{r}_{i,k}), & 0 \leq k-k_1 < n-1 \\ \frac{1}{n} \sum_{k-n+1}^k (X_{i,k} - \bar{r}_{i,k})^2, & k-k_1 \geq n-1 \end{cases} \quad (20)$$

着陆第三阶段: 无人机到达视觉引导系统的作用范围( $d_1 \leq d \leq d_2$ )。

该阶段, 四组引导系统都处于有效工作状态, 与第二阶段相似, 首先按照公式计算  $\hat{X}_{pre,k}$  与各组残差  $r_{i,k}(i=1,2,3,4)$ , 然后分别计算 4 组数据在当前时间窗内的残差方差, 按照以下公式进行融合,  $\bar{r}_{1,k}$  代表在第  $k$  周期光电传感器窗内残差数据的均值。

$$\hat{X}_k = K_{1,k}(X_{1,k} - \bar{r}_{1,k}) + K_{2,k}X_{2,k} + K_{3,k}X_{3,k} + K_{4,k}X_{4,k} \quad (21)$$

权重表达式如下,  $K_{i,k}$  ( $i=1,2,3,4$ ) 代表第  $i$  组传感器在第  $k$  周期时的融合权重:

$$\begin{cases} K_{i,k} = \frac{1/(\sigma_{i,k}^2 + \delta)}{\sum_{j=1}^4 (1/(\sigma_{j,k}^2 + \delta))}, & i=1,2,3,4 \\ \sum_{i=1}^4 K_{i,k} = 1 \end{cases} \quad (22)$$

着陆第四阶段: 无人机离开光电、雷达引导系统作用范围 ( $0 \leq d \leq d_1$ )。

此时, 无人机到达着陆点附近, 离开光电、雷达引导系统的作用范围。这段距离内, 只有卫星和机器视觉两种引导方式作用。融合过程表达式如下:

$$\hat{X}_k = K_{2,k}X_{2,k} + K_{4,k}X_{4,k} \quad (23)$$

其中,  $K_{2,k}$  和  $K_{4,k}$  表示经过预处理后的卫星和视觉传感器量测值,  $K_{2,k}$  和  $K_{4,k}$  代表第  $i$  组传感器在第  $k$  周期时的融合权重, 表达式如下, 且满足  $K_{2,k} + K_{4,k} = 1$ :

$$\begin{aligned} K_{2,k} &= \frac{1/(\sigma_{2,k}^2 + \delta)}{1/(\sigma_{2,k}^2 + \delta) + 1/(\sigma_{4,k}^2 + \delta)} \\ K_{4,k} &= \frac{1/(\sigma_{4,k}^2 + \delta)}{1/(\sigma_{2,k}^2 + \delta) + 1/(\sigma_{4,k}^2 + \delta)} \end{aligned} \quad (24)$$

## 4 仿真验证及结果

### 4.1 仿真实验场景

为了使实验更加科学准确, 根据现实情况, 我们设计了如下仿真实验场景。

仿真场景的具体参数设置如下:

- (1) 无人机匀速向东直线行驶;
- (2) 无人机东向速度 200 km/h、北向速度 0、天向速度 18 km/h, 下滑角  $4^\circ$ ;
- (3) 无人机和着陆点的水平距离相距 50 km, 无人机初始高度 4500 m;
- (4) 量测偏差量(单位: m, 最低有效位 LSB: 0.01 m);

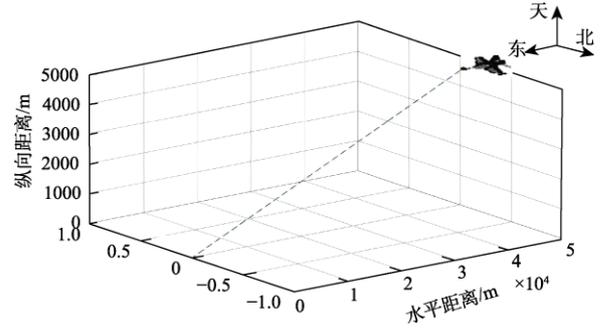


图 2 仿真实验场景

Fig. 2 Simulation experiment scene

(5) 光电、雷达引导手段的有效工作距离为 0.1~14.95 km, 数据更新频率为 20 Hz;

(6) 卫星引导手段的有效工作距离为 0~50 km, 数据更新频率为 40 Hz;

(7) 视觉引导手段的有效工作距离为 0~1.5 km, 数据更新频率为 40 Hz。

针对上述测试场景, 光电和卫星所用的测试数据均来自项目合作单位提供的半物理仿真数据, 雷达数据与视觉数据由于传感器厂商无法解算实时数据, 所以用于测试的是模拟数据, 采用本文所提出的信息融合算法进行仿真测试。

### 4.2 时间配准算法仿真验证

为了验证时间配准算法, 观察配准前后信号的关系, 设置两组仿真实验, 分别对两组导航传感器采样频率为整数倍以及非整数倍的信号配准进行测试。本文所提到的量测值均为各传感器实际测得的垂向位置坐标和侧向位置坐标与理想下滑道垂向、侧向位置坐标之间的差值。以卫星量测高度信息为例, 其更新频率为 40 Hz, 即每 0.025 s 更新一次, 将光电量测的高度信号采用基于内插外推法的配准方法, 分别进行整数倍以及非整数倍配准, 配准频率分别为 20 Hz 以及 30 Hz。

#### (1) 整数倍时间配准

采用内插外推法对卫星高度量测信号进行配准, 配准频率定为 20 Hz, 经过内插外推法时间配准, 卫星高度量测的更新频率由原本 0.025 s 更新一次变为 0.05 s 更新一次。分别计算配准信号与原始信号的误差统计特性得到表 1。

表 1 时间配准误差统计特性表  
Table 1 Time registration error statistical characteristic table

类别	误差均值/m	误差方差/m <sup>2</sup>	误差范围/m
原始信号	-0.0290	0.1031	(-1.1552,0.9950)
配准信号	-0.0220	0.0889	(-0.9368,0.8917)

#### (2) 非整数倍时间配准

采用内插外推法对卫星高度量测信号进行配准，配准频率定为 30 Hz，经过内插外推法时间配准，卫星高度量测的更新频率由原本 0.025 s 更新一次变为 0.033 s 更新一次。分别计算配准信号与原始信号的误差统计特性，得到表 2。

表 2 非整数倍时间配准误差统计特性表  
Table 2 Non-integer time registration error statistical characteristics table

类别	误差均值/m	误差方差/m <sup>2</sup>	误差范围/m
原始信号	-0.0290	0.1031	(-1.1552,0.9950)
配准信号	-0.0237	0.1435	(-1.3812,1.2825)

由表 1 和表 2 可得，经过时间配准后，信号误差均值与误差方差相较于原始信号并无大的波动，配准后的信号能够很好地还原原始信号。相比于整数倍配准，非整数倍时间配准的误差方差的波动幅度结果更大一些，说明非整数配准信号还原原始信号的程度相比于整数倍配准信号的效果略差一些。

#### 4.3 平滑算法模拟仿真

通过仿真验证算法可得，经过数据平滑后，远超出误差限的大幅值干扰信号会被剔除，平滑后的信号噪声明显减小。平滑前后的信号误差统计特性的计算如表 3 所示。

表 3 光电高度量测信号误差统计特性表  
Table 3 Statistical characteristic table of photoelectric height measurement signal error

类别	误差均值/m	误差方差/m <sup>2</sup>	误差范围/m
原始信号	0.4010	(-1.0100, 6.9900)	0.8618
配准信号	0.4010	(-2.3010, 4.5690)	0.6557

对比平滑前后的信号误差均值与误差方差，可以发现信号误差的统计特性并未发生大幅度变化，能够保留原始信号的噪声特性，具有比较好的平滑效果。

#### 4.4 自适应窗长选取及仿真验证

为验证自适应时间窗设计算法，以光电高度量测信息为例，进行具体讲解。采用一维曲线突变段检测方法检测传感器量测误差方差的变化，用量测误差方差导数作为特征，对突变段进行检测，根据实际方差估计曲线设置方差导数的阈值  $\sigma_{\max}^2 = 6 \times 10^{-4}$ ，检测结果如图 3 所示。

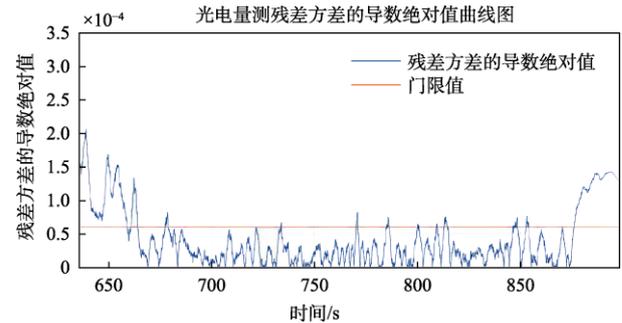


图 3 光电量测残差方差变化阶段检测图

Fig. 3 Photoelectricity measurement residual variance change phase detection diagram

图 3 中，蓝色曲线为光电高度量测残差方差的导数绝对值，红色水平线为设定的方差导数绝对值的阈值。超出红色水平线的部分判定属于量测噪声突变段，选取较小时间窗长；在阈值水平线之下的采样点判定属于量测噪声变化平稳段，选取较大时间窗长。可以看到光电传感器在初始量测阶段，残差方差变化较大；在采样时间到达 875 s 之后，残差方差出现突变，光电传感器在这一阶段的确出现误差变化的突变，说明该检测算法针对这一变化能够有效检测。

对于量测噪声变化平稳段和突变段的大小时间窗长的确定，我们利用前文所述的正态分布拟合优度检验方法，对具体的残差时间窗口长度进行选取。

针对残差方差变化的平稳段，结合光电传感器的实际误差统计特性，我们选取方差为 0.5 的 6 组长度不同的伪随机数序列，分别进行 1000 次蒙特卡洛仿真，并对每组的 1000 次仿真结果做假设检验，记录其符合正态分布的样本数量。在 Jarque-Bera 检验中，通常默认显著性水平为 0.05，因此设置显著性水平为 0.05。统计结果如表 4 所示。

表 4 蒙特卡洛仿真结果(平稳段)  
Table 4 Monte Carlo simulation results (stationary segment)

时间窗口长度	服从正态分布个数	不服从正态分布个数	服从正态分布的比例/%
50	937	63	93.7
100	945	55	94.5
150	947	53	94.7
200	950	50	95.0
250	948	52	94.8
300	951	49	95.1

针对残差方差突变段, 结合光电量测实际误差统计特性, 我们选取方差为 0.25 的 10 组长度不同的伪随机数序列, 分别进行 1000 次蒙特卡洛仿真, 统计结果如表 5 所示。

表 5 蒙特卡洛仿真结果(突变段)  
Table 5 Monte Carlo simulation results (abrupt section)

时间窗口长度	服从正态分布个数	不服从正态分布个数	服从正态分布的比例/%
20	935	65	93.5
40	940	60	94.0
60	938	62	93.8
80	948	52	94.8
100	957	43	95.7
120	956	44	95.6
140	959	41	95.9
160	960	40	96.0
180	958	42	95.8
200	961	39	96.1

据统计结果可以看出, 随着时间窗口长度的增加, 窗内数据增多, 服从正态分布的样本数据

也逐渐增多。但根据前文可知, 整体上时间窗口的长度不宜设置过大, 结合上述统计结果, 对于误差方差变化平稳的阶段, 我们选择数据长度为 200 的时间窗; 对于误差方差突变段, 本着小窗长的选取原则, 选择数据长度 100 的时间窗。在实际中, 时间窗口的长度为数据长度乘以采样时间。

同样采用上述方法, 选定雷达量测误差方差变化平稳段和突变段的时间窗长分别为 250 和 100。而考虑到卫星传感器鲁棒性较低, 与视觉引导系统仅用于近距离着陆, 精度要求较高, 最终选定卫星量测误差方差变化平稳段和突变段的时间窗长分别为 200 和 100, 视觉时间窗长为 100。

#### 4.5 数据融合仿真结果

最后采用基于自适应窗长的动态方差估计融合算法对模拟场景下的飞行航迹进行融合, 采用采样频率分别为 40 Hz 与 20 Hz, 由于数据量巨大, 为了反映精度, 采用分段的方法展示融合结果。按照无人机的飞行高度与不同的着陆阶段进行划分, 分别选取纵向高度为 1800~2000 m (着陆第一阶段部分航迹)、500~600 m (着陆第二阶段部分航迹)、0~100 m (着陆第三、四阶段部分航迹) 的三个高度段, 并按照无人机纵向高度对纵向融合误差与侧向融合误差的分布进行绘图, 结果如图 4 和图 5 所示。

由图 4 和图 5 可得, 随着无人机飞行高度的下降, 纵向融合误差与侧向融合误差数据明显趋于集中, 误差范围也逐渐减小, 因此当高度逐渐降低, 即无人机逐渐接近着陆点时, 会得到更为精确的误差范围, 信息融合的精度也会逐渐提高, 这符合无人机的着陆需求。

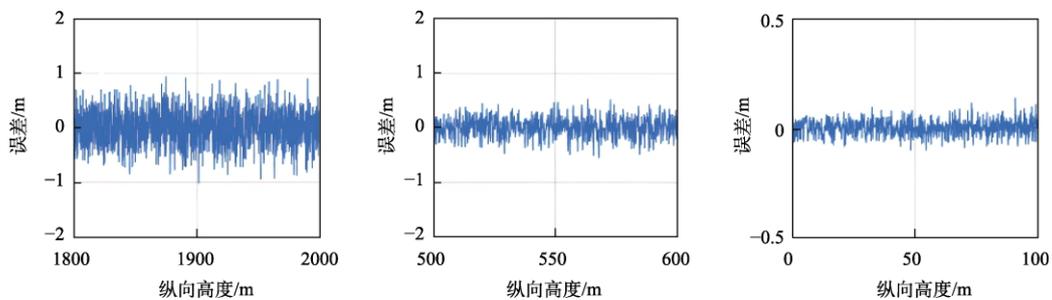


图 4 纵向融合误差图

Fig. 4 Longitudinal fusion error map

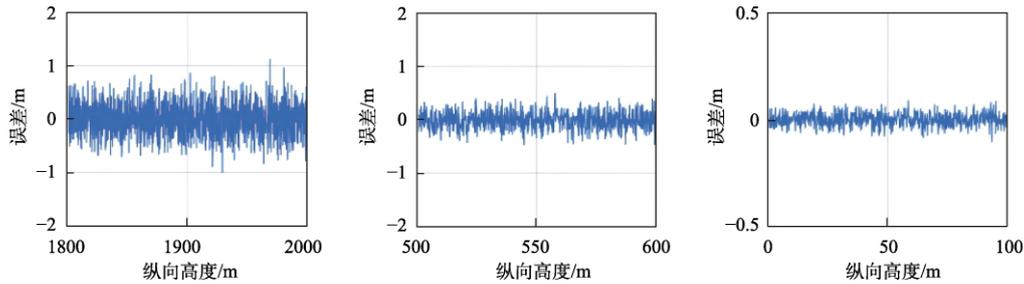


图5 侧向融合误差图

Fig. 5 Lateral fusion error map

## 5 结论

本文针对无人机着陆过程中, 导航定位精度要求较高, 单一导航系统可靠性低、故障率高等问题, 提出了基于多传感器的自适应融合导航技术, 研究在完成数据初步处理的基础上, 根据着陆不同阶段的特点自适应调节算法参数, 能够提高融合算法精度, 进而提高导航安全性。得到如下结论:

(1) 通过内值外插法与基于 Savitzky-Golay 滤波的信号平滑方法能够有效解决时间配准与野值平滑问题, 有效减少信号误差;

(2) 通过基于自适应窗长的动态方差估计融合算法, 在算法中对各信息源实时残差方差的比值调整融合权重分配, 实现融合算法的自适应调整。在无人机接近着陆点过程中, 纵向融合误差与侧向融合误差数据明显趋于集中, 误差范围也明显减小, 有效解决了无人机着陆时可用引导源多、导航精度要求高以及传感器的引导精度时变等问题。

## 参考文献

- [1] 吴勤. 无人系统发展及对国家安全的影响分析[J]. 无人系统技术, 2018, 1(2):62-68.
- [2] 黄永斌, 金腾辉. 无人机自主着陆引导技术研究[J]. 电子世界, 2020(23): 93-94.
- [3] 王延祥, 王宏伦, 吴健发, 等. 基于流体扰动算法与深度神经网络的无人机自适应路径规划[J]. 无人系统技术, 2020, 3(6): 50-58.
- [4] 孙盛智, 孟春宁, 侯妍. 无人机与巡航导弹自主协同作战模式及关键技术[J]. 航空兵器, 2019, 26(4): 10-15.
- [5] 昂海松. 无人系统概念和关键技术[J]. 无人系统技术, 2018, 1(1): 66-71.
- [6] 郭媛媛, 孙有朝, 李龙彪, 等. 民用飞机进近着陆阶段灾难事故类型预测[J]. 航空计算技术, 2016, 46(4): 31-34.
- [7] 杜红兵, 李珍香. 进近着陆运输飞行事故成因及预防对策研究[J]. 中国安全科学学报, 2006, 6(16): 118-122.
- [8] Hall T, Soares M. Analysis of localizer and glide slope flight technical error[C]. 27th Digital Avionics Systems Conference, IEEE/AIAA, St. Paul, MN, USA, October 26-30, 2008.
- [9] 李强, 张淑丽, 蒙文珂. 国外舰载无人机着舰引导技术发展现状[J]. 无人系统技术, 2018, 1(2):43-48.
- [10] 陈晓飞, 董彦非. 精密进场雷达引导无人机自主着陆综述[J]. 航空科学技术, 2014, 25(1): 69-72.
- [11] 陈栋, 丁国胜, 冯国彬. 航母着舰系统发展趋势[J]. 现代雷达, 2013, 35(2): 1-3.
- [12] 潘镜芙. 国外航空母舰的发展和展望[J]. 自然杂志, 2007(6): 315-321.
- [13] 徐产兴. 舰载机着舰引导雷达系统[J]. 现代舰船, 2003(4): 34-35.
- [14] 李喜龙, 范海震, 史会丽. 光电引导系统在舰载机着舰引导中的作用分析[J]. 舰船电子工程, 2017, 37(7): 145-149.
- [15] 吴文海, 拜斌, 范海震, 等. 基于光电引导的全天候自动着舰模式研究[J]. 飞行力学, 2013, 31(2): 126-129.
- [16] 张邦楚, 廖剑, 匡宇, 等. 美国无人机集群作战的研究现状与发展趋势[J]. 航空兵器, 2020, 27(6): 7-12.
- [17] 蒋冬婷, 闫晓峰. 基于差分引导的着陆/着舰引导技术研究[J]. 现代导航, 2019, 10(6): 423-426.
- [18] 关越巍, 李泰清, 冯建国. 卫星通信中的常见干扰及其处理措施[J]. 工程技术: 文摘版, 2016(6): 246.
- [19] Scott M E, Michel C N, Peter D F. Towards flight autonomy: Vision-based horizon detection for micro air vehicle [J]. 2002 Florida Conference on Recent Advance in Robotics, Florida, USA, 2002.
- [20] 郭耀江. 无人机着陆技术研究[J]. 现代导航, 2013, 4(3): 195-197.
- [21] 刘新华. 基于视觉的无人机着陆姿态检测和跑道识别[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2004.
- [22] 稽盛育. 基于计算机视觉的无人机自主着舰引导技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.
- [23] 白俊强, 吕敏, 汪辉, 等. 飞机导航系统中多套惯导融合方案仿真分析研究[J]. 无人系统技术, 2020, 3(6): 79-91.
- [24] Bierman G J. Sequential square root filtering and smoothing of

- discrete linear systems[J]. Automation, 1974, 10(2): 147-158.
- [25] Carlson N A. Fast triangular factorization of the square root filter[J]. AIAA Journal, 1973, 11(9): 1259-1265.
- [26] Schmidt S F. Computational techniques in Kalman filtering, in theory and application of Kalman filtering.[J]. NATO Advisory Group for Aerospace Research and Development, AGARDOGRAPH 139, 1970.
- [27] Seyer J L. Computation and transmission requirements for a decentralized linear quadratic-Gaussian control problem[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1979, 24(2): 266-269.
- [28] Carlson N A. Federated filter for fault-tolerant integrated navigation systems[C]. IEEE Position Location & Navigation Symposium. IEEE, Orlando, FL, USA, 1988.
- [29] Carlson N A, Berarducci M P. Federated Kalman filter simulation results[J]. Navigation, 1994, 41(3): 297-322.
- [30] Zhao L. Federated adaptive kalman Filtering and its application[C]. World Congress on Intelligent Control & Automation. IEEE, DaLian, CHN, 2008.
- [31] Cai J, Pan W D. Statistical analysis of thresholding errors for adaptive projection-based fast block matching motion estimation[C]. Picture Coding Symposium, 2009. PCS 2009. IEEE Press, IL, USA, May 6-8, 2009.
- [32] Zhou B, Cheng X. Federated filtering algorithm based on fuzzy adaptive UKF for marine SINS/GPS/DVL integrated system[C]. Proceedings of 2010 Chinese Control and Decision Conference. Xuzhou, CHA, 2010.
- [33] Blair W D, Rice T R, Alouani A T, et al. Asynchronous data fusion for target tracking with multitasking radar and optical sensor[J]. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering, 1991: 1482.
- [34] 施立涛. 多传感器信息融合中的时间配准技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2010.
- [35] 施立涛, 刘方, 李洪. 两种常用多传感器时间配准方法在匀加速模型下的改进[J]. 数字技术与应用, 2010(1): 71-73.
- [36] 折晓宇. 多源信息协同处理与融合方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013.
- [37] 杜佳新. 组合导航系统时空配准技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2019.
- [38] 雷林平. 基于 Savitzky-Golay 算法的曲线平滑去噪[J]. 电脑与信息技术, 2014, 22(5): 30-31.
- [39] 蔡天净, 唐瀚. Savitzky-Golay 平滑滤波器的最小二乘拟合原理综述[J]. 数字通信, 2011, 38(1): 63-68.
- [40] 李亢, 杨绍清. 基于 Savitzky-Golay 算法的图像平滑去噪[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(S1): 72-74.
- [41] 张怡, 贾民平. 自适应窗长方差估计在多传感器数据融合中的应用[J]. 传感技术学报, 2008(8): 1398-1401.

#### 作者简介:



时莎莎 (1995-), 女, 硕士, 助理工程师, 主要研究方向为多源信息融合技术。



韩昕怡 (1999-), 女, 本科生, 主要研究方向为多传感器信息融合。



涂 阔 (1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为多传感器信息融合。



李一凡 (1998-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为多传感器信息融合。



胡劲文 (1983-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为无人机编队、协同控制。本文通信作者。

[引用格式] 董航, 陆科林, 金冰煜, 等. 一种基于信息融合的天线罩误差斜率估计方法[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 42-52.

# 一种基于信息融合的天线罩误差斜率估计方法

董航<sup>1</sup>, 陆科林<sup>1</sup>, 金冰煜<sup>2</sup>, 李靖峰<sup>1</sup>, 杨子涵<sup>1</sup>

(1. 东南大学自动化学院, 南京 210096; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016)

**摘要:** 针对雷达制导过程中导引头天线罩斜率的在线估计问题, 提出一种基于信息融合的在线估计方法。该方法通过设计局部滤波和全局融合算法, 构造一种具有“融合-重置”结构的在线估计框架, 有效提高了估计精度和容错能力。首先基于现有在线估计算法, 构造具有多个并行运行子滤波器的局部滤波框架; 然后根据各子滤波器的估计均值和协方差, 构造全局融合性能指标, 基于多种信息融合算法对天线罩斜率进行全局估计; 最后利用全局滤波结果对局部滤波器进行反馈重置。仿真结果表明, 信息融合方法可以有效提高天线罩斜率的估计精度, 降低天线罩误差对制导回路的影响, 提高导弹的制导精度。

**关键词:** 天线罩误差; 自适应滤波; 非线性滤波; 信息融合; 制导控制; 雷达导引头

**中图分类号:** V24 **文献标识码:** A **文章编号:** 2096-5915(2021)05-42-11

**DOI:** 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.046

## A Radome Error Slope Estimation Method based on Information Fusion

DONG Hang<sup>1</sup>, LU Kelin<sup>1</sup>, JIN Bingyu<sup>2</sup>, LI Jingfeng<sup>1</sup>, YANG Zihan<sup>1</sup>

(1. School of Automation, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** Aiming at on-line estimation problem of seeker radome slope in missile guidance, a novel on-line estimation method based on information fusion is proposed: by designing local filtering and global fusion algorithm. This method constructs an online estimation framework called “fusion reset” structure, which effectively improves the estimation accuracy and fault tolerance. Firstly, based on the existing online estimation algorithms, a local filtering module including multiple parallel sub-filters is constructed. Then, based on the estimated means and covariances of each local filters, the global fusion criterion are formulated. Therefore, the global radome slope is estimated based on a variety of information fusion algorithms. Finally, the global filtering result is used to reset the local filters. The simulation results show that the information fusion method can effectively improve the estimation accuracy of radome slope, reduce the influence of radome error on guidance loop, and improve the guidance accuracy of missile.

**Key words:** Radome Error; Adaptive Filtering; Nonlinear Filtering; Information Fusion; Guidance and Control; Radar Seeker

## 1 引言

随着现代军事科技的发展, 与常规武器相比, 精确制导武器因为具有远程精确打击能力强、效

能高、杀伤威力大等优势而深受各国青睐。应用于精确制导武器中的天线罩作为保护雷达正常工作的一个装置, 可以确保导引头天线能够在恶劣的自然环境中正常有效的工作。然而, 天线罩在

收稿日期: 2021-06-16; 修回日期: 2021-07-06

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金项目(61903084); 江苏省自然科学基金青年基金项目(BK20180358)

带来保护的同时,也因为外形和材质而影响电磁波的传输,造成天线主轴的偏移,使导弹指向一个虚假的目标。虚假视线与真实视线之间的夹角称为天线罩瞄准线误差角<sup>[1]</sup>。

由于现代材料的工艺无法满足高速飞行导弹对于天线罩气动、电磁传输等要求,无法有效消除导引头所带来的误差,所以需要通过一定的手段估计天线罩误差并对其进行补偿,以降低误差角导致的脱靶率。

国内外在天线罩误差估计问题方面已经取得了不少的成果。通常有三类方法,分别是静态补偿法、抖动信号法以及滤波补偿法。缪雪佳等<sup>[2]</sup>从改变导引律的结构和控制系统的动特性入手,提出了天线罩静态补偿方案,可有效地抑制天线罩像差的影响,提高寻的导弹制导精度,达到减小脱靶量的目的。王守斌等<sup>[3]</sup>根据地面测试数据构建天线罩误差斜率的函数组,构建了误差的静态补偿器。这些静态补偿方法不仅减小了天线罩瞄准线误差斜率对输出视线转率的影响,而且明显削弱了天线罩瞄准线误差斜率对耦合回路的不利影响;但缺点是静态补偿的响应时间较长,不能够满足实时跟进的要求。

除了静态补偿法外,祁琪等<sup>[4]</sup>和 Zarchan 等<sup>[5]</sup>首先提出基于抖动信号的天线罩斜率估计补偿方法。抖动信号法不依赖数学模型与概率统计模型,是一种在线估计方法,但是其精度取决于接收到的输入信号以及导弹加速度,有一定的局限性。

近年来,在线估计补偿法受到了更多学者的重视。安相宇等<sup>[6]</sup>基于扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)将天线罩误差斜率作为状态变量,通过寄生回路进行估计,明显改善了制导精度;丁明杰等<sup>[7]</sup>基于扩展卡尔曼滤波对姿态解算方法进行研究,得到精度更高的姿态信息解算;周荻等<sup>[8]</sup>通过建立导弹-目标相对运动模型来描述俯冲和侧向通道,并基于 EKF 联合估计天线罩误差斜率,提高天线罩斜率估计的可观性与精度。但 EKF 滤波方法需要求导,必须对非线性函数的具体形式完全了解,无法进行黑盒操作,很难模块化使用<sup>[9]</sup>。因此,许海深<sup>[10]</sup>提出使用无迹卡尔

曼(Unscented Kalman Filter, UKF)方法对误差斜率进行补偿以及仿真;宗睿等<sup>[11]</sup>研究了不同干扰输入条件下隔离度对制导精度的影响,同时提出了一种基于 UKF 的隔离度在线补偿方法。

除了 EKF 与 UKF 外,Blom 等<sup>[12]</sup>提出交互多模型(Interactive Multi Model, IMM)算法,这种方法的思想是使用多个不同的机动目标运动模型匹配机动目标的不同运动模态,以提高目标运动状态发生频繁跳变时的跟踪精度;Han 等<sup>[13]</sup>提出一种改进概率更新模型的 IMM 算法来估计天线罩误差斜率,以此提高 IMM 算法的精度,但 IMM 算法需要已知天线罩误差斜率变化范围来进行概率估计,同样具有一定的局限性。

因此,针对雷达制导过程中导引头天线罩误差斜率的估计问题,本文提出基于信息融合的“融合-重置”在线估计框架,旨在提高对天线罩误差斜率的估计精度,从而通过误差修正改善导弹的制导精度。首先基于在线估计算法构造局部滤波器,使得各子滤波器独立并行进行时间更新和量测更新;然后基于信息融合思想,构造全局融合性能指标,对各子滤波器的估计结果进行全局融合;最后局部滤波器得到全局滤波的反馈重置,进行下一步滤波。通过对天线罩斜率补偿回路进行仿真,验证了本文方法的有效性。

## 2 模型描述

### 2.1 天线罩误差问题概述

在通过雷达制导的导弹中,天线罩常被装配于导弹头部,用来防止在大气层穿梭过程中气流对雷达导引头产生影响。天线罩的基础功能要求是有足够的透波性,使雷达波在传输过程中没有过大的损失或畸变。然而由于存在折射或弯曲效应,雷达电磁波穿过天线罩时往往会被天线罩所影响,导致导引头指向虚假目标位置,从而产生天线罩瞄准误差,如图 1 所示。

图 1 中,  $\Delta\theta$  为导弹天线罩瞄准误差角,简称为天线罩误差;  $\varphi_c$  为导引头框架角。

由于雷达波束穿透天线罩的位置不同,雷达

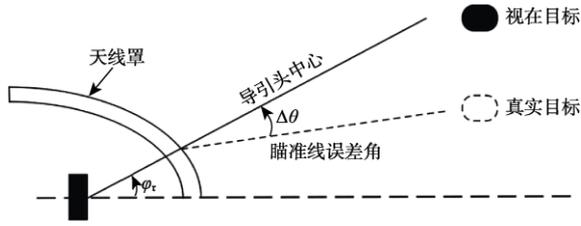


图1 天线罩瞄准误差示意图

Fig. 1 Schematic diagram of aiming error of Radome

天线主瓣电轴产生的偏移也是不同的，所以对于不同的  $\varphi_t$  而言， $\Delta\theta$  是不同的，因此可以把天线罩误差  $\Delta\theta$  看作导引头框架角  $\varphi_t$  的数学函数，记为

$$\Delta\theta = f(\varphi_t) \quad (1)$$

本文将导弹天线罩瞄准误差角斜率  $R$ ，定义为天线罩误差曲线的斜率，简称为天线罩误差斜率，记为

$$R = \frac{d\Delta\theta}{d\varphi_t} = \frac{df(\varphi_t)}{d\varphi_t} \quad (2)$$

在实际工程中，天线罩误差角  $\Delta\theta$  与导引头框架角  $\varphi_t$  呈非线性关系，然而当  $\varphi_t$  在较小范围变化时，可以近似地认为  $\Delta\theta$  与  $\varphi_t$  呈线性关系，即可将天线罩误差斜率  $R$  近似看作常值，即

$$\Delta\theta = R\varphi_t \quad (3)$$

一般情况下，天线罩误差角  $\Delta\theta$  保持在一个很小的范围内（通常在  $1^\circ$  以内），对导弹制导精度影响较小。但天线罩误差斜率  $R$  的存在会引起耦合寄生回路，进而使导弹制导系统产生严重的稳定性问题。

## 2.2 天线罩寄生回路建模

上述分析表明，天线罩的存在会影响导引头对导弹的制导性能，图2给出了天线罩影响下的

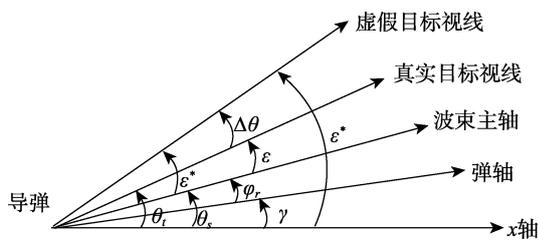


图2 天线罩影响下弹目几何关系图

Fig. 2 Projectile geometry diagram under the influence of antenna cover

导弹与目标之间的几何关系。

图2中， $\theta_s$  为导引头指向角， $\theta_t$  为真实弹目视线角， $\theta^*$  为天线罩造成的虚假弹目视线角， $\gamma$  为弹体姿态角， $\varphi_t$  为导引头框架角， $\varepsilon$  为导引头指向与真实弹目视线间的误差角， $\varepsilon^*$  为虚假弹目视线与导引头指向的夹角。

由图中关系可得到虚假视线目标的表达式为

$$\theta^* = \theta_t + (\theta_s - \gamma)R \quad (4)$$

由于在稳定跟踪的情况下，虚假弹目视线角与导引头的实际跟踪角只有很小的误差，因此可认为  $\theta_s \approx \theta^*$ ，则有

$$\theta^* \cong \theta_t + (\theta^* - \gamma)R \quad (5)$$

化简后可得

$$\theta^* = \frac{1}{1-R}\theta_t - \frac{R}{1-R}\gamma \quad (6)$$

由上述分析可知，在制导回路内，由于天线罩误差斜率的存在，弹体姿态运动被反馈至导引头环节，因而产生了天线罩寄生回路。图3给出了在比例制导情况下的天线罩寄生回路模型。

图3中， $T_g$  为制导控制系统时间常数， $N$  为导航比， $V_c$  为弹目视线速度， $V_l$  为导弹飞行速度， $T_\alpha$  为角滞后时间常数，由飞行器的气动外形决定。

## 3 “融合-重置”在线估计框架

现有的天线罩斜率在线估计算法通常仅使用单一滤波算法，但由于滤波模型非线性强、可观测性差，测量误差大，天线罩斜率范围难以确定等，单一滤波器的估计精度往往不尽如人意。因此，如图4所示，本文提出了基于信息融合的融合-重置在线估计框架。

首先选择不同的子滤波器建立系统滤波模型，从而构造局部滤波模块；然后，通过子滤波器独立进行时间更新和量测更新，得到各自的局部估计结果；接下来，通过对局部估计值的融合处理，得到给定最优准则意义下的最优估计值，从而提高整个系统的估计精度；最后将全局最优估计值反馈给各子滤波器进行下一步滤波，这样，

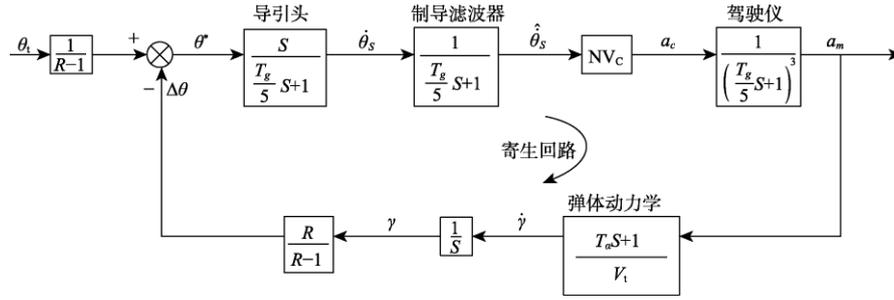


图 3 天线罩寄生回路模型图

Fig. 3 Radome parasitic loop model

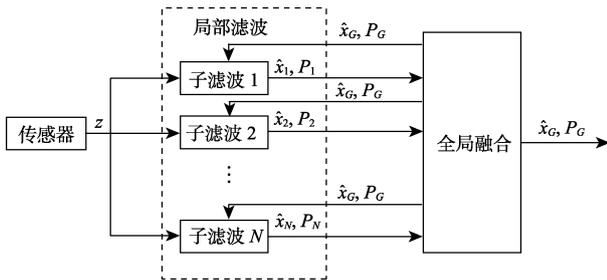


图 4 融合-重置在线估计框架

Fig. 4 Fusion-reset online estimation framework

局部滤波器因为得到了较高精度的信息也提高了估计精度。

### 3.1 局部滤波模块

现有的在线估计算法通常包括 EKF 算法、UKF 算法以及 IMM 算法。由于天线罩斜率估计问题的滤波模型往往是非线性的，因此本文将 UKF 算法和 IMM 算法选作局部滤波器算法。UKF 算法能够有效解决卡尔曼滤波在非线性条件下性能快速下降的问题，具有更高的滤波精度。而 IMM 算法是一种在机动目标跟踪领域的常用估计方法，其主要思想是使用多个不一样的模型去匹配跟踪对象的运动状态。

#### 3.1.1 无迹卡尔曼滤波算法

在非线性高斯系统中，现有的经典滤波算法为 EKF，它基于最小均方根误差进行状态估计，为了解决 EKF 在强非线性系统中性能快速下降的问题，许海深<sup>[10]</sup>提出了 UKF 算法。它具有更高的滤波精度，能够对系统状态方差进行更精确的估计。

假设  $k$  时刻，随机状态变量  $x$  和观测变量  $z$  构成的非线性系统为

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), W(k)) \\ z(k) = h(x(k), V(k)) \end{cases} \quad (7)$$

其中， $W(k)$  为  $x$  具有的高斯白噪声， $V(k)$  为  $z$  具有的高斯白噪声。 $W(k)$ 、 $V(k)$  为互不相关的过程噪声和测量噪声，均为高斯白噪声，且协方差阵分别为  $Q$ 、 $R_e$ 。

由此， $k$  时刻的无迹卡尔曼滤波算法如下：

(1) 利用 UT 变换获得一组 Sigma 采样点，并计算出相应的权值

$$x^{(i)}(k) = [\hat{x}(k)\hat{x}(k) + \sqrt{(n+\lambda)P(k)}\hat{x}(k) - \sqrt{(n+\lambda)P(k)}]$$

$$\omega_m^j(k) = \left[ \frac{\lambda}{n+\lambda} \frac{\lambda}{2(n+\lambda)} \dots \frac{\lambda}{2(n+\lambda)} \right] \quad (8)$$

$$\omega_c^j(k) = \left[ \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1-a^2+\beta) \frac{\lambda}{2(n+\lambda)} \dots \frac{\lambda}{2(n+\lambda)} \right]$$

(2) 计算  $2n+1$  个 Sigma 采样点集合的一步预测值：

$$x^{(i)}(k+1, k) = f[k, x^{(i)}(k)], i=1, 2, \dots, 2n+1 \quad (9)$$

(3) 由式(9)加权求和可得到计算系统状态变量的一步预测值和估计协方差阵，状态变量预测值与协方差阵更新公式为

$$\hat{x}(k+1, k) = \sum_{i=0}^{2n} \omega^{(i)} x^{(i)}(k+1, k)$$

$$P(k+1, k) = \sum_{i=0}^{2n} \omega^{(i)} ([\hat{x}(k+1, k) - x^{(i)}(k+1, k)]$$

$$[\hat{x}(k+1, k) - x^{(i)}(k+1, k)]^T) + Q \quad (10)$$

(4) 根据上述公式得到的系统状态一步预测值，再次利用 UT 变换得到更新之后的 Sigma 采样点集合

$$[x^{(i)}(k+1, k) = [\hat{x}(k+1, k) \hat{x}(k+1, k) + \sqrt{(n+\lambda)P(k+1, k)} \hat{x}(k+1, k) - \sqrt{(n+\lambda)P(k+1, k)}] \quad (11)$$

(5) 将式(11)更新后的 Sigma 采样点集合代入系统观测方程, 得到预测的观测值

$$z^{(i)}(k+1, k) = h[x^{(i)}(k+1, k)], i = 1, 2, \dots, 2n+1 \quad (12)$$

(6) 由式(12)得到的 Sigma 采样点集合的观测预测值, 通过加权求和的方式得到系统预测值的均值及协方差阵

$$\begin{aligned} \bar{z}(k+1, k) &= \sum_{i=0}^{2n} \omega^{(i)} z^{(i)}(k+1, k) \\ P_{z_k z_k} &= \sum_{i=0}^{2n} \omega^{(i)} [z^{(i)}(k+1, k) - \bar{z}(k+1, k)] \\ &\quad [z^{(i)}(k+1, k) - \bar{z}(k+1, k)]^T + R_e \end{aligned} \quad (13)$$

$$P_{x_k z_k} = \sum_{i=0}^{2n} \omega^{(i)} [x^{(i)}(k+1, k) - \bar{z}(k+1, k)] [z^{(i)}(k+1, k) - \bar{z}(k+1, k)]^T$$

(7) 计算无迹卡尔曼滤波的增益矩阵

$$K(k+1) = P_{x_k z_k} P_{z_k z_k}^{-1} \quad (14)$$

(8) 最后, 计算非线性系统的状态量更新和状态估计协方差阵更新

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= \hat{x}(k+1, k) + K(k+1)[z(k+1) - \bar{z}(k+1, k)] \\ P(k+1) &= P(k+1, k) - K(k+1)P_{z_k z_k} K^T(k+1) \end{aligned} \quad (15)$$

相比于 EKF, UKF 有效地减少了非线性滤波的线性化误差, 提高了估计精度, 但其估计性能极大程度依赖滤波模型的可观性, 对测量误差的容忍能力不足。此外, 当天线罩斜率发生剧烈变化时, 单一模型往往无法准确描述该现象。因此, IMM 算法广泛应用于雷达罩在线估计问题中。

### 3.1.2 交互多模型滤波算法

考虑到天线罩斜率难以建模且存在实时变化的问题, 本文将天线罩斜率看作系统可变参数, 对包含不同天线罩斜率的寄生回路建模, 通过交互加权求和得到斜率的实时估计值。具体的 IMM 算法<sup>[14]</sup>如图 5 所示。

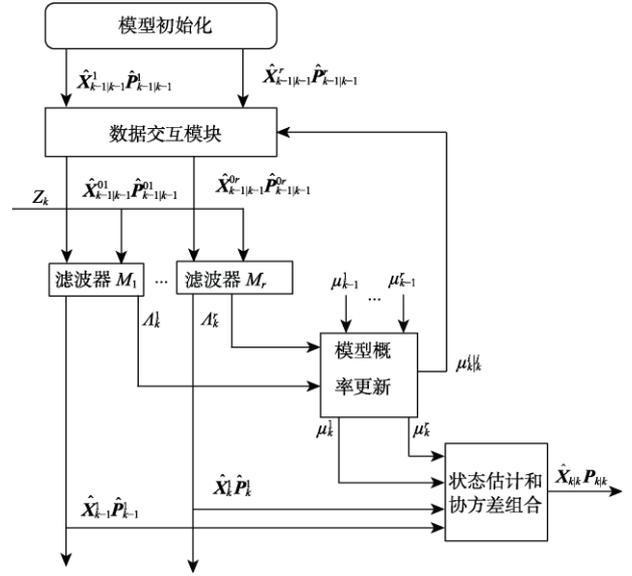


图 5 交互式多模型算法流程

Fig. 5 Interactive multi model algorithm flow

假定有  $r$  个模型:

$$X(k+1) = F_j X(k) + W_j(k), j = 1, \dots, r \quad (16)$$

其中,  $W_j(k)$  是均值为 0、协方差矩阵为  $Q_j$  的白噪声序列。

测量模型为

$$Z(k) = HX(k) + V(k) \quad (17)$$

由图 5 可知, IMM 算法主要包括 4 个步骤:

(1) 输入交互; (2) 各模型滤波; (3) 模型概率更新; (4) 交互输出。具体内容如下:

1) 输入交互

$$\begin{cases} \hat{X}_{k-1|k-1}^{0i} = \sum_{j=1}^r \hat{X}_{k-1|k-1}^j \cdot \mu_{k-1|k-1}^{ji} \\ P_{k-1|k-1}^{0i} = \sum_{j=1}^r \mu_{k-1|k-1}^{ji} \cdot (P_{k-1|k-1}^j + \alpha \alpha^T) \end{cases} \quad (18)$$

式中

$$\alpha = [\hat{X}_{k-1|k-1}^j - \hat{X}_{k-1|k-1}^{0i}]$$

$$c^i = \sum_{j=1}^r \pi_j \mu_{k-1}^j$$

$$\mu_{k-1|k-1}^{ji} = P\{\mu_{k-1}^j | \mu_{k-1}^i, Z^{k-1}\} = \frac{1}{c^i} \pi_{ji} \mu_{k-1}^j$$

2) 各模型滤波

根据输入交互及  $k$  时刻的量测数据  $Z_k$ , 对各

个模型进行卡尔曼滤波。

预测:

$$\begin{cases} X_{k|k-1}^i = F_i \hat{X}_{k-1|k-1}^{0i} \\ P_{k|k-1}^i = F_i P_{k-1|k-1}^{0i} F_i^T + Q^i \end{cases} \quad (19)$$

卡尔曼滤波增益:

$$K_k^i = P_{k|k-1}^i H^T (S_k^i)^{-1} \quad (20)$$

状态估计更新:

$$\hat{X}_{k|k}^i = \hat{X}_{k|k-1}^i + K_k^i v_k^i \quad (21)$$

状态协方差阵更新:

$$P_{k|k}^i = (I - K_k^i H) P_{k|k-1}^i \quad (22)$$

式中  $v_k^i = Z_k - H^i \hat{X}_{k|k-1}^i$ ,

$$S_k^i = H^i P_{k|k-1}^i (H^i)^T + R^i$$

3) 模型概率更新

模型概率更新方程为

$$\mu_k^i = P\{m_k^i | Z^k\} = \frac{1}{c} A_k^i \sum_{j=1}^N \pi_j \mu_{k-1}^j \quad (23)$$

式中

$$c = P\{Z_k | Z^{k-1}\} = \sum_{i=1}^N A_k^i c^i$$

$$A_k^i = N[v_k^i : 0, S_k^i] = \sqrt{2\pi S_k^i} \exp\{-0.5(v^i)^T (S_k^i)^{-1} v^i\}$$

4) 交互输出

$$\begin{cases} \hat{X}_{k|k} = \sum_{i=1}^N \hat{X}_{k|k}^i \mu_k^i \\ P_{k|k} = \sum_{i=1}^N \mu_k^i [P_{k|k}^i + [\hat{X}_{k|k}^i - \hat{X}_{k|k}] \cdot [\hat{X}_{k|k}^i - \hat{X}_{k|k}]^T] \end{cases} \quad (24)$$

尽管 IMM 算法使用多个模型去尽可能准确地描述天线罩寄生回路, 使得天线罩斜率能够快速准确地估计得到, 但它的性能与模型集的选取有密切的关系。模型集不能准确描述系统, 或选择过多模型集, 都会导致其在线估计性能的下降。

### 3.2 全局融合模块

3.1 节提到的两种滤波算法虽然能一定程度较为准确地估计天线罩斜率, 但单独使用时均有各自局限性: UKF 计算量小, 具有较快估计和收敛速度, 但当雷达罩斜率不可建模或突然变化时, UKF 的估计精度会有所下降; IMM 通过将雷达

罩斜率作为系统变量, 解决了雷达罩斜率未知且难以建模的问题, 但 IMM 的估计精度取决于模型集的选择, 选择过多或过少的模型集都会影响滤波性能。

因此, 本文将两种滤波器的估计均值和协方差作为全局融合估计的先验信息输入融合模块, 构造关于全局协方差的性能指标, 通过最小化全局协方差得到各个子滤波器的权值, 然后通过子滤波器交互加权求和得到全局估计值, 最后将全局融合信息反馈至子滤波器中, 对子滤波器信息进行重置, 再进行下一步滤波。具体流程如图 4 所示。

本文基于协方差交叉理论、逆协方差交叉理论和椭圆协方差交叉理论, 分别构造 3 种全局协方差的性能指标, 并求得 3 种全局融合方程。

#### 3.2.1 协方差交叉融合

Julier 和 Uhlmann<sup>[15]</sup> 提出的协方差交叉 (Covariance Intersection, CI) 算法在相关性未知数据融合问题中已广泛应用, 本文将其应用于天线罩误差斜率的估计。

首先将局部子滤波器的均值分别定义为  $\hat{X}_1$  和  $\hat{X}_2$ , 协方差分别为  $P_1$  和  $P_2$ , 构造的全局协方差的性能指标如下:

$$\min_{\omega_1 \in [0,1]} \text{tr} P_{\text{CI}} = \min_{\omega_1 \in [0,1]} \text{tr}\{[\omega P_1^{-1} + (1-\omega)P_2^{-1}]^{-1}\} \quad (25)$$

其中,  $\omega \in [0,1]$  为权值,  $P_{\text{CI}}$  为协方差交叉融合的全局协方差,  $\text{tr}(\cdot)$  为该矩阵的迹。对于该非线性最优解问题, 最优解  $\omega$  可以通过数值仿真求出。由此可得协方差交叉融合算法为

$$\begin{aligned} \hat{X}_{\text{CI}} &= P_{\text{CI}}[\omega P_1^{-1} \hat{X}_1 + (1-\omega)P_2^{-1} \hat{X}_2] \\ P_{\text{CI}} &= (\omega P_1^{-1} + (1-\omega)P_2^{-1})^{-1} \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\hat{X}_{\text{CI}}$  为协方差交叉融合的全局估计均值。

图 6 表明了如何通过两个子滤波器的协方差椭圆结合得出一个新的融合协方差椭圆。显然, 采用 CI 获得的结果比任意单一传感器滤波的精度更高, 即  $\text{tr}(P_i) > \text{tr}(P_{\text{CI}})$ , 但由于协方差交叉融合获得的结果忽略了相关性, 因此其融合结果具有保守性。

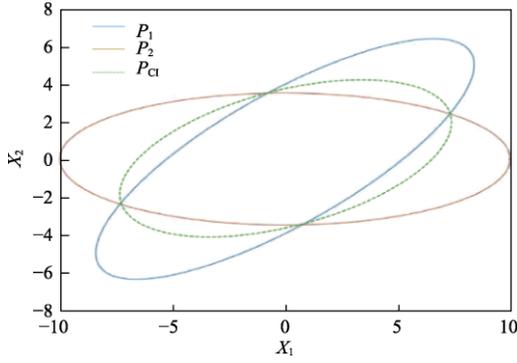


图6 CI融合后协方差椭圆变化

Fig. 6 Change of covariance ellipse after CI fusion

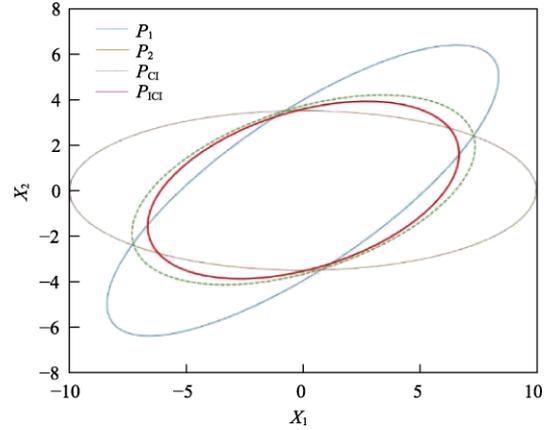


图7 ICI融合后协方差椭圆变化

Fig. 7 Change of covariance ellipse after ICI fusion

### 3.2.2 逆协方差交叉融合

逆协方差交叉 (Inverse Covariance Intersection, ICI) 算法并未采用传统的扩展信息滤波器中的量测融合, 而是通过融合传感器节点的估计值从而得到更加精确的状态估计, 故逆协方差融合算法得到的结果精度高于协方差融合算法。文献[16]证明了这一点。

根据逆协方差交叉融合理论, 构造新的性能指标:

$$\begin{aligned} & \min_{\omega \in [0,1]} \text{tr} P_{\text{ICI}} \\ & = \min_{\omega \in [0,1]} \text{tr} \{ [P_1^{-1} + P_2^{-1} - (\omega P_1 + (1-\omega)P_2)^{-1} \Gamma^{-1}] \} \end{aligned} \quad (27)$$

其中,  $P_{\text{ICI}}$  为逆协方差融合的全局协方差。

通过最小化该性能指标, 可得逆协方差融合算法为

$$\begin{aligned} \hat{X}_{\text{ICI}} &= \Omega_1 \hat{X}_1 + \Omega_2 \hat{X}_2 \\ P_{\text{ICI}}^{-1} &= P_1^{-1} + P_2^{-1} - (\omega P_1 + (1-\omega)P_2)^{-1} \Gamma^{-1} \\ \Omega_1 &= P_1^{-1} - \omega(\omega P_1 + (1-\omega)P_2)^{-1} \\ \Omega_2 &= P_2^{-1} - (1-\omega)(\omega P_1 + (1-\omega)P_2)^{-1} \end{aligned} \quad (28)$$

其中,  $\hat{X}_{\text{ICI}}$  为逆协方差交叉融合的全局估计均值。 $\Omega_1$  与  $\Omega_2$  分别  $\hat{X}_1$  和  $\hat{X}_2$  的无偏估计值。

通过图7可以看出, 当  $P_1$ 、 $P_2$  已知时, ICI 融合器的融合精度要比 CI 融合器的融合精度高。

### 3.2.3 椭圆交叉融合

文献[17-18]在 CI 算法上做出了改进, 提出了椭圆交叉融合 (Ellipse Intersection, EI) 算法。椭圆交叉融合算法给出了较小保守上界, 提高了融合算法的鲁棒精度。椭圆交叉融合算法可写成

如下格式:

$$\begin{aligned} \hat{X}_{\text{EI}} &= P_{\text{EI}} P_1^{-1} \hat{X}_1 + P_2^{-1} \hat{X}_2 - \Gamma^{-1} \gamma \\ P_{\text{EI}} &= (P_1^{-1} + P_2^{-1} - \Gamma^{-1})^{-1} \\ \gamma &= (P_1^{-1} + P_2^{-1} - 2\Gamma^{-1} + 2\eta D_1)^{-1} \\ & \quad ((P_2^{-1} - \Gamma^{-1} + \eta D_1) \hat{X}_1 + (P_1^{-1} - \Gamma^{-1} + \eta D_1) \hat{X}_2) \\ \eta &= \begin{cases} 0, & \text{if } |[D_j]_{qq} - 1| \geq 10\zeta, \forall q \in Z_{[1,n]} \\ \zeta, & \text{else} \end{cases} \end{aligned} \quad (29)$$

$$D_1 = T^{-1} P_1 T^{-T}$$

其中,  $P_{\text{EI}}$  为椭圆交叉融合的全局协方差,  $\hat{X}_{\text{EI}}$  为椭圆交叉融合的全局估计均值,  $\gamma$  为共有估计值,  $\Gamma$  为共有协方差值,  $D_1$  为转换系数,  $T$  为转移矩阵,  $\zeta \in R$  为近似参数, 影响忽略不计。

3种方法融合结果如图8所示。当  $P_1$ 、 $P_2$  已知时, EI 的包围圈明显 CI 与 ICI。显然, EI 的融合精度要比 CI 与 ICI 的融合精度高。图8可以得出  $\text{tr}(P_i) > \text{tr}(P_{\text{CI}}) > \text{tr}(P_{\text{ICI}}) > \text{tr}(P_{\text{EI}})$ 。

## 4 仿真结果及分析

为了验证本文所提出的“融合-重置”在线估计框架是否可以有效改善对于天线罩误差斜率的估计精度<sup>[19]</sup>, 我们进行如下仿真实验。

首先构造如图9所示的天线罩误差斜率影响下导引头输出视线角速度的等效模型。

其中,  $q_t$  为真实弹目视线角;  $\dot{q}_t$  为真实视线角速度;  $\dot{q}_{st}$  为真实导引头输出视线角速度;  $\dot{q}_s$  为

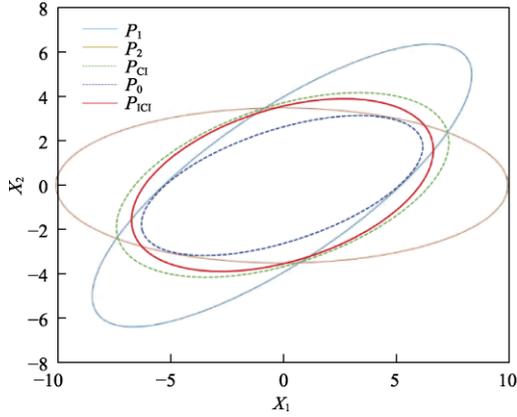


图 8 更新的协方差椭圆形状

Fig. 8 Change of covariance ellipse after EI fusion

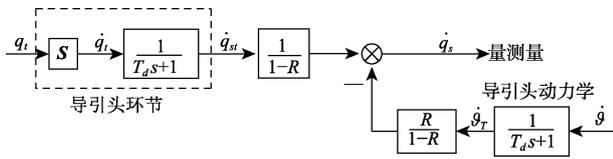


图 9 天线罩误差斜率影响导引头输出  
视线角速度等效模型

Fig. 9 Equivalent model of radome error slope affecting  
output line of sight angular velocity of seeker

受天线罩误差斜率影响的导引头输出视线角速度; 假设导引头为一阶滞后环节,  $T_d$  为导引头环节时间常数;  $\dot{q}$  为真实弹体姿态角速度,  $\dot{q}_t$  为经过导引头动力学的弹体姿态角速度,  $R$  为天线罩误差斜率。

然后根据图 9, 构造滤波器的滤波模型如图 10 所示。

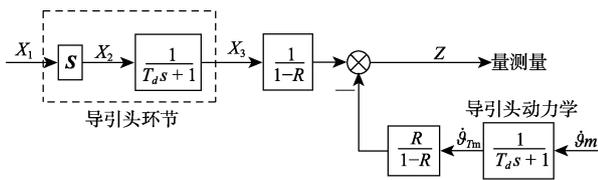


图 10 天线罩误差斜率估计滤波模型

Fig. 10 Radome error slope estimation filtering model

针对图 9 所示的框图, 分别建立适合 IMM-EKF 和 UKF 算法的滤波模型。首先, 选取第  $i$  个 IMM-EKF 滤波器的状态变量为  $\mathbf{X}^i = [X_1, X_2, X_3]^T = [q_t, \dot{q}_t, \dot{q}_{st}]^T$ , 量测量为  $Z = \dot{q}_s$ , 输入量为  $\dot{q}_m = \dot{q} + v_u$ 。其中,  $v_u$  为角速率陀螺量测噪声,  $\sigma_u$  为其标准差。因此, 基于图 10 所示模型, 第  $i$  个

IMM-EKF 滤波器的状态方程和量测方程可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}^i(t) &= \mathbf{F}(r_i)\mathbf{X}^i(t) + \mathbf{G}(r_i)\mathbf{w}^i(t) \\ \mathbf{Z}^i(t) &= \mathbf{H}(r_i)\mathbf{X}^i(t) + \mathbf{L}(r_i)\dot{\mathbf{q}}_{Tm} + \mathbf{v}^i(t) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\text{其中, } \mathbf{F}(r_i) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_d} & -\frac{1}{T_d} \end{bmatrix}; \mathbf{G}(r_i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{H}(r_i) = \begin{bmatrix} 0, 0, \frac{1}{1-r_i} \end{bmatrix}; \mathbf{L}(r_i) = \frac{r_i}{1-r_i};$$

$\mathbf{w}^n(t)$  为系统零均值高斯白噪声,  $\mathbf{w}^n(t) = [0, w_2^n(t), 0]^T$ ,  $S_{w_2}^n$  为  $w_2^n(t)$  的功率谱密度, 系统噪声方差阵记为  $\mathbf{Q}_k^i$ 。  $\mathbf{v}^i(t)$  为零均值量测高斯白噪声, 标准差为  $\sigma_v^i$ , 其量测噪声方差阵记为  $\mathbf{R}_k^i$ 。  $\dot{\mathbf{q}}_{Tm}$  为量测方程的已知输入量, 这里需要注意的是,  $\dot{\mathbf{q}}_{Tm}$  由角速率陀螺测量得到的弹体姿态角速度  $\dot{\mathbf{q}}_m$  经过一个导引头动力学模型得到。

同理, 选取状态变量  $\mathbf{X} = [X_1, X_2, X_3, X_4]^T = [q_t, \dot{q}_t, \dot{q}_{st}, R]^T$ , 量测量为  $Z = \dot{q}_s$ , 输入量为  $\dot{\mathbf{q}}_m = \dot{\mathbf{q}} + v_u$ , UKF 滤波模型的状态方程和量测方程可描述如下:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{f}[\mathbf{X}(t)] + \mathbf{G}\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{Z}(t) &= \mathbf{h}[\mathbf{X}(t)] + \mathbf{v}(t) \end{aligned} \quad (31)$$

其中,

$$\mathbf{f}[\mathbf{X}(t)] = \begin{bmatrix} X_2 \\ 0 \\ \frac{1}{T_d}X_2 - \frac{1}{T_d}X_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{h}[\mathbf{X}(t)] = \frac{1}{1-X_4}X_3 - \frac{X_4}{1-X_4}\dot{\mathbf{q}}_{Tm}$$

其中, 系统零均值高斯白噪声  $\mathbf{w}(t) = [0, w_2(t), 0, w_4(t)]^T$ ,  $S_{w_2}$  和  $S_{w_4}$  分别为  $w_2(t)$  和  $w_4(t)$  功率谱密度, 系统噪声方差阵记为  $\mathbf{Q}_k$ 。

虽然 UKF 和 IMM-EKF 的滤波模型不同, 但通过相同的量测值, 可以得到相同物理意义下的不同的均值和协方差, 为下一步信息融合奠定了基础。

基于 UKF 和 IMM 的天线斜率子滤波模型参数如表 1 所示。

表 1 滤波器模型参数

Table 1 Filter Model Parameters

参数	$T_d$	$\sigma_v$	$\sigma_u$	$S_{w2}$	$S_{w4}$
数值	0.1 s	0.2%	0.2%	0.00001	0.001

假定导弹在飞行过程中天线罩误差斜率  $R$  的变化范围为  $[-0.06, 0.06]$ ，由此 IMM 选取 5 个离散点进行设定：

$$R = \{-0.06, -0.03, 0.0, 0.03, 0.06\}$$

而马尔科夫转移矩阵取：

$$M = \begin{bmatrix} 0.96 & 0.01 & 0.01 & 0.01 & 0.01 \\ 0.01 & 0.96 & 0.01 & 0.01 & 0.01 \\ 0.01 & 0.01 & 0.96 & 0.01 & 0.01 \\ 0.01 & 0.01 & 0.01 & 0.96 & 0.01 \\ 0.01 & 0.01 & 0.01 & 0.01 & 0.96 \end{bmatrix}$$

假设各子滤波器的初始状态、初始协方差均相同。将 IMM 滤波器的状态估计初值设为  $[0, 0, 0]^T$ ，估计误差协方差矩阵初值设为  $I_{3 \times 3}$ 。UKF 的状态估计初值设为  $[0, 0, 0, 0]^T$ ，估计误差协方差矩阵初值设为  $I_{4 \times 4}$ 。

取真实弹目视线角输入  $q_t = 1t^\circ$ ，即视线角速度为  $\dot{q}_t = 1(^\circ)/s$ ，弹体作幅值  $3^\circ$ 、频率  $2\text{ Hz}$  的正弦摆动，分别利用 UKF，IMM 以及融合-重置估计方法 (fusion-CI, fusion-ICI, fusion-EI) 分别对天线罩误差斜率进行在线实时估计。

利用协方差融合方法 (CI, ICI, EI) 将 IMM 与 UKF 融合，将通过 IMM 方法得到的滤波器的状态变量  $[X_1, X_2, X_3]^T$ ，导引头误差斜率  $R$  以及对应的协方差，通过 UKF 方法得到的状态变量  $[X_1, X_2, X_3, X_4]^T$  以及对应的协方差，代入 3 种融合算法中，经过运算即可得到融合后的数据。

当天线罩斜率  $R$  作常值跳变时，3 种融合-重置估计方法分别与 UKF，IMM 对  $R$  的估计结果对比如图 11 所示，视线估计角速率对比如图 12 所示。

5 种算法的估计误差如图 13 所示。

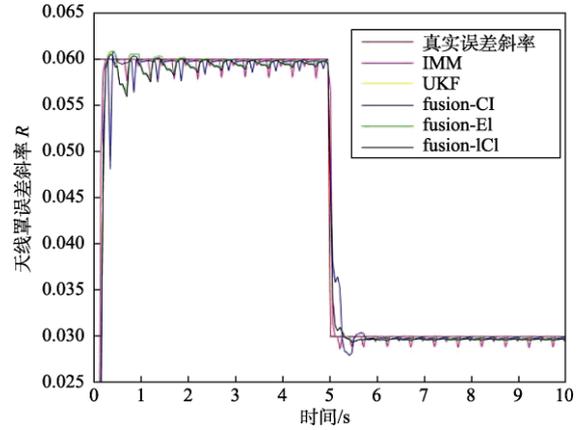


图 11 5 种方法天线罩误差斜率估计

Fig. 11 Five methods of radome error slope estimation

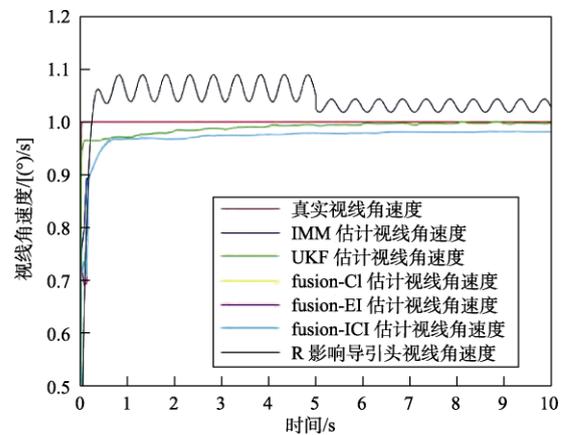


图 12 视线估计角速率

Fig. 12 Line of sight estimated angular rate

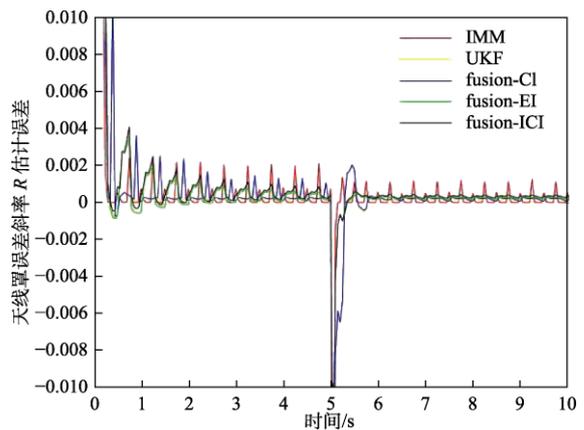


图 13 天线罩误差斜率估计误差

Fig. 13 Radome error slope estimation error

由图 11 可见，UKF 方法在阶跃跳变时误差较大，不能高精度跟踪信号，而通过信息融合，有效地消除了阶跃跳变时的影响，从而提高了估

计精度。在 3 种信息融合方法里, EI 方法的估计精度最高。

当天线罩斜率  $R$  作正弦跳变时, UKF, IMM 以及融合-重置估计方法 (fusion-CI, fusion-ICI, fusion-EI) 对  $R$  的估计结果和视线估计角速率分别如图 14 和图 15 所示。

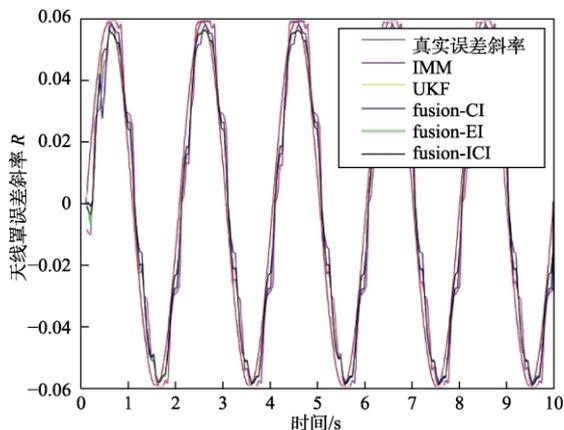


图 14 5 种方法天线罩误差斜率估计

Fig. 14 Five methods of radome error slope estimation

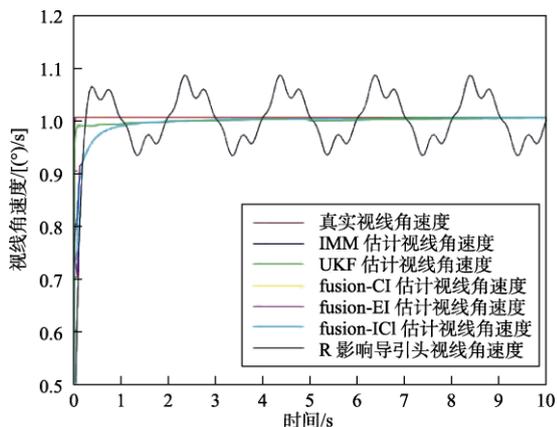


图 15 视线估计角速率

Fig. 15 Line of sight estimated angular rate

5 种算法的估计误差如图 16 所示。

由图 14 可见, UKF 方法在正弦波峰波谷时误差较大, 不能高精度跟踪信号, 而通过信息融合有效地消除了正弦波峰波谷时的影响, 从而提高了估计精度。在 3 种信息融合方法里, EI 方法的估计精度最高。

通过计算均方根误差可以得到表 2。

由表 2 可以看出, 基于椭圆交叉融合算法的融合-重置在线估计方法在阶跃与正弦的情况下

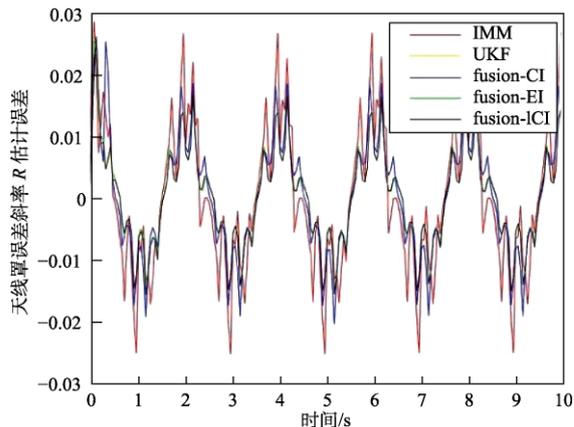


图 16 天线罩误差斜率估计误差

Fig. 16 Radome error slope estimation error

表 2 5 种算法在阶跃与正弦情况下的均方根误差

Table 2 Root mean square error of five algorithms with step and sine

类别	UKF	IMM	fusion-CI	fusion-ICI	fusion-EI
阶跃	0.008	0.0086	0.0082	0.0077	0.0075
正弦	0.0092	0.0121	0.0095	0.008	0.0079

的均方根误差比其余 4 种方法的要小, 椭圆交叉融合算法在处理阶跃跳变情况与正弦波峰波谷情况更具有良好的跟踪性, 综合来看基于椭圆交叉融合算法的融合-重置在线估计方法估计精度最高。

## 5 结 论

本文针对雷达制导过程中的导引头天线罩斜率在线估计问题, 结合局部滤波和全局融合, 创新性地提出了融合-重置在线估计方法。首先构造局部滤波模块, 使得 UKF 与 IMM 算法独立并行进行时间更新和量测更新, 得到全局融合的先验信息。在此基础上, 基于协方差交叉、椭圆交叉和逆协方差交叉 3 种融合算法, 分别构造全局协方差性能指标, 得到相应的最优融合算法。最后将全局融合结果再次反馈给局部滤波模块, 完成子滤波器最优信息的重置。通过对天线罩寄生回路的仿真实验表明, 本文所提在线估计算法比单一滤波器的估计效果更好, 对天线罩误差斜率的估计精度更高, 在融合算法中, 基于椭圆交叉融合算法的融合-重置在线估计方法的估计精度最高, 基于逆协方差融合算法的融合-重置在线估计

方法的估计精度次之, 而基于协方差融合算法的融合-重置在线估计方法的估计精度最差。

### 参 考 文 献

- [1] Arhip M, Gavrilă G. The influence of radome on radar antennas system[C]. International Conference on Communications. IEEE, 2012.
- [2] 缪雪佳, 郭晓勤, 陈新海. 雷达寻的导弹天线罩像差补偿方法研究[J]. 西北工业大学学报, 1996(2): 276-280.
- [3] 王守斌, 龚云鹏. 考虑天线罩瞄准线误差补偿的制导控制回路分析与设计[J]. 现代防御技术, 2002, 30(6): 27-29.
- [4] 祁琪, 范世鹏, 李华滨, 等. 基于抖动信号的天线罩误差斜率估计[J]. 航天控制, 2016(3): 26-30.
- [5] Zarchan P, Gratt H. Adaptive radome compensation using dither[J]. Journal of Guidance Control & Dynamics, 2013, 22(1): 51-57.
- [6] 安相宇, 董朝阳, 王青. 一种基于 EKF 技术的天线罩瞄准误差补偿方法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(15): 4099-4103.
- [7] 丁明杰, 胡桥, 苏文斌, 等. 基于扩展卡尔曼滤波的矢量推进水下机器人姿态解算方法研究[J]. 无人系统技术, 2020, 3(3): 47-55.
- [8] 周荻, 李君龙, 袁宇祺. 一种雷达导引头天线罩斜率误差实时估计方法[J]. 现代防御技术, 2020, 48(5): 1-9.
- [9] 徐佳鹤. 基于 UKF 的滤波算法设计分析与应用[D]. 沈阳: 东北大学, 2008.
- [10] 许海深. 导弹导引头天线罩误差斜率补偿研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- [11] 宗睿, 林德福, 兰玲, 等. 考虑天线罩误差的雷达导引头隔离度影响与 UKF 在线补偿[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(12): 1269-1278.
- [12] Blom H A P, Bar-Shalom Y. The interacting multiple model algorithm for systems with Markovian switching coefficients[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(8): 780-783
- [13] Han S K, Ahn S, Ra W S, et al. Missile radome error compensation using modified interacting multiple model Kalman filter[C]. International Conference on Control, Institute of Control, Robotics and Systems (ICROS), 2014.
- [14] 刘悄然, 杨训. 基于改进的交互式多模型粒子滤波算法[J]. 西北工业大学学报, 2018, 36(1): 176-182.
- [15] Julier S, Uhlmann J. General decentralized data fusion with covariance intersection (CI)[M]. CRC Press, 2001.
- [16] 林辉, 盛安冬, 戚国庆, 等. 基于逆协方差交叉的非线性滤波融合算法. [J]. 电子设计工程, 2020, 28(16): 30-34.
- [17] Sijs J, Lazar M, Bosch P. State fusion with unknown correlation: Ellipsoidal intersection[J]. Automatica, 2012, 48(8): 1874-1878.
- [18] Noack B, Sijs J, Hanebeck U D. Algebraic analysis of data fusion with ellipsoidal intersection[C]. IEEE International Conference on Multisensor Fusion & Integration for Intelligent Systems. IEEE, 2016.
- [19] 宗睿. 导引头天线罩误差及相控阵导引头波束指向误差在线补偿方法研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
- [20] Ni M L, Wu H X. A Riccati equation approach to the design of linear robust controllers[J]. Automatica, 1993, 29 (6): 1603-1605.

### 作者简介:



董航(2000-), 男, 本科生, 主要研究方向为无人飞行器控制。



陆科林(1987-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为制导控制。本文通信作者。



金冰焜(1994-), 女, 博士研究生, 主要研究方向为制导控制。



李靖峰(2000-), 男, 本科生, 主要研究方向为无人飞行器控制。



杨子涵(2000-), 男, 本科生, 主要研究方向为无人飞行器控制。

[引用格式] 张巍巍, 时晨光, 周建江, 等. 面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计方法[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 53-60.

# 面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪 波形优化设计方法

张巍巍<sup>1</sup>, 时晨光<sup>1</sup>, 周建江<sup>1</sup>, 严俊坤<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室, 南京 210016;  
2. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071)

**摘要:** 为提高组网雷达在执行多目标跟踪任务时的射频隐身性能, 提出了一种面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计方法。该方法旨在满足一定跟踪精度的条件下, 通过优化设计各雷达发射波形, 最小化组网雷达系统的总辐射能量。首先, 推导了表征目标跟踪性能的互信息数学解析表达式; 在此基础上, 以最小化组网雷达系统的总辐射能量为优化目标, 以给定的多目标跟踪性能和系统射频资源为约束, 建立面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计模型; 最后, 采用拉格朗日乘子法结合标准粒子群算法对上述模型进行求解。仿真结果表明, 与线性调频波形相比, 所提算法可在相同多目标跟踪性能的情况下, 有效降低组网雷达的总辐射能量, 提升其射频隐身性能。

**关键词:** 射频隐身; 多目标跟踪; 组网雷达; 波形设计; 互信息; 粒子群优化

中图分类号: TN958 文献标识码: A 文章编号: 2096-5915(2021)05-53-08

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.047

## Low Probability of Intercept-Based Waveform Design for Multiple Target Tracking in Distributed Radar Network

ZHANG Weiwei<sup>1</sup>, SHI Chengguang<sup>1</sup>, ZHOU Jianjiang<sup>1</sup>, YAN Junkun<sup>2</sup>

(1. Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** This article proposes a waveform design scheme to improve the low intercept probability (LPI) performance of the distributed radar network for multi-targets tracking. The aim of the strategy is to optimize waveform design of each radar to minimize the total transmit power, such that the predetermined tracking accuracy is achieved. Based on the information theory, the mutual information (MI) between the target impulse response and the echoes at each receiver is derived as a metric to evaluate target tracking accuracy. Furthermore, the strategy is formulated as an LPI-based multi-targets tracking optimization waveform design problem with the optimization objective of minimizing the total transmit energy of distributed radar network and under the constraints of multi-target tracking accuracy and facilities resource limitation. Then, this problem is resolved by a two-step technique based on Lagrange multiplier and particle swarm optimization (PSO). Finally, the simulation results verify the presented waveform design algorithm can

收稿日期: 2021-06-17; 修回日期: 2021-07-20

基金项目: 国家自然科学基金(61801212); 装备预研重点实验室基金(6142401200402); 国防科技创新特区资助; 江苏省自然科学基金(BK20180423); 航空科学基金(20200020052002、20200020052005)

obviously reduce the total transmit power and possesses the better LPI performance comparing with the linear frequency modulation waveform design scheme at the same multi-targets tracking accuracy.

**Key words:** Low Probability of Intercept; Multiple Target Tracking; Distributed Radar Network; Waveform Design; Mutual Information; Particle Swarm Optimization (PSO)

## 1 引言

随着网络技术的快速发展,传统的单站雷达已经很难满足现代战争对体系化作战的需求<sup>[1]</sup>。与传统的单站雷达相比,组网雷达具有波形分集和空间分集的优势,很大程度上提升了目标搜索、探测、跟踪和定位性能,因而受到众多科学研究人员和工程应用人员的高度关注<sup>[2-5]</sup>。在雷达组网过程中,除了要解决整个组网系统的雷达功能和通信功能的时序问题<sup>[6]</sup>、电磁兼容问题,还要重点解决各部雷达辐射资源的管理问题。目前辐射资源管理已成为组网雷达领域中的一个研究热点,相关研究工作主要集中在提高组网雷达系统的资源利用效率<sup>[7-9]</sup>和提升己方的射频隐身性能<sup>[10-14]</sup>方面。

针对辐射资源管理的研究,通常以完成既定的任务为约束,对雷达辐射的功率、带宽和驻留时间等资源进行优化分配。但是,具体到目标跟踪方面的辐射资源管理问题,则以达到既定的跟踪精度为约束。例如 Shi 等<sup>[15]</sup>利用贝叶斯克拉默-拉奥下界表征跟踪精度,对分布式组网雷达系统的功率和带宽进行联合优化分配,使系统功率最小化,以达到降低截获概率的目的。同样, Yan 等<sup>[16]</sup>利用贝叶斯克拉默-拉奥下界表征跟踪精度,对功率和检测门限进行优化,最小化系统辐射总功率。上述文献均以贝叶斯克拉默-拉奥下界表征目标跟踪精度,且贝叶斯克拉默-拉奥表达式表明其与系统辐射功率、信号带宽及组网雷达的数量密切相关。然而,上述研究却未给出波形对跟踪精度的影响。

后来, Yang 等<sup>[17]</sup>从信息论角度出发,证明了最大化目标冲击响应与目标回波之间的互信息等价于最小化目标位置估计的最小均方误差。从互信息的表达式中可以明显看出其与发射波形有

关。因此,在执行跟踪任务时,波形优化可以用互信息衡量跟踪精度,同时作为任务的执行质量约束。早期 Bell<sup>[18]</sup>提出通过优化波形最大化目标冲击响应和目标回波之间的互信息。随后, Leshem 等<sup>[19]</sup>将其推广到多目标,在此基础上,文献[20]研究多发多收雷达波形优化及滤波器设计问题。2017年,孙从易等<sup>[21]</sup>以雷达的信噪比和总辐射能量作为约束条件,根据目标和噪声先验信息,最大化接收回波与目标间的互信息进行波形设计。2016年,安许等<sup>[22]</sup>则从雷达回波波形和目标脉冲响应出发,通过最小化脉冲响应均方误差和最大化雷达回波波形与目标脉冲响应互信息提高目标的检测性能。2018年, Shi 等<sup>[23]</sup>针对分布式 MIMO 波形进行设计,在存在通信信号干扰的情况下,优化各雷达的发射波形,最小化系统辐射功率,进而提升了射频隐身性能。

上述研究成果提出了基于互信息的组网雷达功率分配策略,在保证探测和跟踪任务完成质量的情况下,有效降低了组网雷达系统的功耗。但这些工作的研究对象要么是分布式 MIMO 对单目标,要么是单站雷达对多目标,几乎没有涉及分布式组网雷达对多个目标。为了弥补这一空缺,本文将针对分布式组网雷达对多目标跟踪的波形设计问题进行研究。由于硬件资源的限制,每部雷达所能发射的最大波束数是有限的。因此,在考虑分布式组网雷达跟踪多目标时,除了对发射波形进行优化,还应对波束选择进行优化。鉴于此,本文针对多目标跟踪的情况,提出了一种面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计方法。旨在满足一定跟踪精度的条件下,将对波束选择和波形进行联合优化,最小化组网雷达系统的总辐射能量,提高分布式组网雷达的射频隐身性能。本文首先推导了表征目标跟踪性能的互信息数学解析表达式;同时,以给定的多目标跟

踪性能和系统射频资源为约束, 以最小化组网雷达系统的总辐射能量为优化目标, 建立面向射频隐身的组网雷达多目标跟踪波形优化设计模型; 其次, 采用拉格朗日乘子法结合标准粒子群算法求解上述模型; 最后, 通过仿真结果验证了本文所提波形设计方法的正确性和有效性。

## 2 系统模型

### 2.1 信号模型

本文考虑一个部署在二维平面内的分布式组网雷达系统, 其由  $N_l$  部单站雷达组成, 位置的坐标分别为  $(x_l, y_l), l=1, 2, \dots, N_l$ 。此外, 该二维平面上还有  $Q$  个扩展目标, 分别位于  $(x_q, y_q), q=1, 2, \dots, Q$ 。在组网雷达对目标的跟踪过程中, 第  $l$  部雷达接收到的第  $q$  个扩展目标散射的雷达回波可以表示为

$$y_{l,q}(t) = L_{r,l,q} s_{l,q}^T(t) * h_{l,q}(t) + L_{r,l,q} s_{l,q}^T(t) * c_{l,q}(t) + n_l(t) \quad (1)$$

其中,  $*$  表示卷积,  $h_{l,q}(t)$  表示第  $q$  个扩展目标相对于第  $l$  部雷达的脉冲响应,  $s_{l,q}^T(t)$  是组网雷达的第  $l$  部雷达发射用于跟踪第  $q$  个扩展目标的信号,  $c_{l,q}(t)$  和  $n_l(t)$  分别表示组网雷达的第  $l$  部雷达的杂波响应和加性高斯白噪声,  $L_{r,l,q}$  表示从组网雷达的第  $l$  部雷达到  $q$  目标的路径传播损耗, 可用下式表示:

$$L_{r,l,q} = \left[ \frac{G_{t,l} G_{r,l} \lambda_l^2}{(4\pi)^3 d_{l,q}^4} \right]^2 \quad (2)$$

其中,  $G_{t,l}$  和  $G_{r,l}$  分别表示第  $l$  部雷达天线的发射和接收增益,  $\lambda_l$  表示第  $l$  部雷达发射信号的中心波长,  $d_{l,q} = \sqrt{(x_l - x_q)^2 + (y_l - y_q)^2}$  表示第  $l$  部雷达和第  $q$  个目标之间的距离。接收的回波信号经过匹配滤波后可以表示为

$$\begin{aligned} s_{l,q}^R(t) &= r_{l,q}(t) * y_{l,q}(t) \\ &= r_{l,q}(t) * [L_{r,l,q} s_{l,q}^T(t) * h_{l,q}(t) + L_{r,l,q} s_{l,q}^T(t) * c_{l,q}(t) + n_l(t)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= L_{r,l,q} r_{l,q}(t) * s_{l,q}^T(t) * h_{l,q}(t) + r_{l,q}(t) * [L_{r,l,q} s_{l,q}^T(t) * c_{l,q}(t) + n_l(t)] \\ &= s_{s,l,q}^R(t) + s_{n,l,q}^R(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $r_{l,q}(t)$  为第  $l$  部雷达发射信号所对应的匹配滤波器的冲激响应,  $s_{s,l,q}^R(t)$  和  $s_{n,l,q}^R(t)$  分别表示滤波后的信号分量和噪声分量。

### 2.2 系统互信息

最大化目标冲击响应和目标回波之间的互信息等价于最小化目标位置估计的最小均方误差, 因此本文将其应用于目标跟踪性能的评估。为了方便, 我们用傅里叶变换将式(3)变换到频域, 将卷积转化为传统的乘积运算:

$$\begin{aligned} s_{l,q}^R(f) &= r_{l,q}(f) y_{l,q}(f) \\ &= L_{r,l,q} r_{l,q}(f) \cdot s_{l,q}^T(f) h_{l,q}(f) + r_{l,q}(f) [L_{r,l,q} s_{l,q}^T(f) c_{l,q}(f) + n(f)] \\ &= s_{s,l,q}^R(f) + s_{n,l,q}^R(f) \end{aligned} \quad (4)$$

根据文献[19], 第  $q$  个目标的互信息由下式给出:

$$(\text{MI})_q = \sum_{l=1}^{N_l} T_{y,l} \int_{(\text{BW})_l} \ln \left\{ 1 + \frac{u_{l,q} |h_{l,q}(f)|^2 |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2}{T_{y,l} [c_{l,q}(f) |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2 + S_{n,l,q}(f)]} \right\} df \quad (5)$$

其中,  $u_{l,q} \in \{0, 1\}$  是一个二值化变量, 表示第  $q$  个目标是否被组网雷达中的第  $l$  部雷达的波束所照射;  $T_{y,l}$  和  $(\text{BW})_l$  分别表示回波持续时间和回波的信号带宽。为简洁起见, 假设  $T_y = T_{y,l} (\forall l)$ , 则式(5)可以重写为

$$(\text{MI})_q = \sum_{l=1}^{N_l} T_y \int_{(\text{BW})_l} \ln \left\{ 1 + \frac{u_{l,q} |h_{l,q}(f)|^2 |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2}{T_y [c_{l,q}(f) |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2 + S_{n,l,q}(f)]} \right\} df \quad (6)$$

从式(6)可以看出, 互信息与发射波形、目标冲激响应功率谱密度 (PSD)、杂波响应和噪声功率谱密度密切相关。

### 2.3 优化模型

为了提高分布式组网雷达系统的射频隐身性能, 应尽可能降低总辐射能量。考虑到跟踪精度和设备硬件资源限制, 通过联合波形设计和波束选择提高分布式组网雷达系统的射频隐身性能问题可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{u_{l,q}, |s_{l,q}^T(f)|^2} & \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^{N_l} u_{l,q} \int_{(\text{BW})_l} |s_{l,q}^T(f)|^2 df \\ \text{s.t.} & \begin{cases} (\text{MI})_q \geq \gamma_{\text{MI}}^{\text{th}}, (\forall q) \\ \sum_{q=1}^Q u_{l,q} \leq L_l, (\forall l) \\ \int_{(\text{BW})_l} |s_{l,q}^T(f)|^2 df \geq 0, (\forall l, \forall q) \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\gamma_{\text{MI}}^{\text{th}}$  为互信息的阈值, 其由给定的目标跟踪精度决定。第一个约束表示每个目标的跟踪精度必须达到给定的阈值。第二个约束表示每个雷达发射的波束数不应超过它能发射的最大值。最后一个约束表示波形的自然属性。

## 3 模型求解

式(7)为一个混合非线性布尔问题, 属于 NP-hard 问题。一般情况下, 穷举搜索算法可以解决这一问题, 但由于其计算复杂度较高, 且随着组网雷达系统中的雷达数量呈指数增长趋势。因此, 本文提出了一种利用拉格朗日乘子法和粒子群优化 (PSO) 算法求解该问题的两步求解方法。

### 3.1 波形优化

由于不同雷达跟踪不同目标时发射波形之间不存在耦合, 所以可以将原问题转化为  $Q$  个单目标跟踪的波形设计问题, 即

$$\begin{aligned} \min_{|s_{l,q}^T(f)|^2} & \sum_{l=1}^{N_l} \int_{(\text{BW})_l} |s_{l,q}^T(f)|^2 df \\ \text{s.t.} & \begin{cases} \text{MI} \geq \gamma_{\text{MI}}^{\text{th}}, \\ \int_{(\text{BW})_l} |s_{l,q}^T(f)|^2 df \geq 0, (\forall l) \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)可以由拉格朗日乘子法求解<sup>[24]</sup>, 其

解由下式给出:

$$\begin{aligned} |s_{l,q}^T(f)|^2 &= \max \\ [0, \beta_{l,q}(f)(\alpha_{l,q} - \eta_{l,q}(f))] & (\forall l=1, 2, \dots, N_l) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{式中, } \beta_{l,q}(f) &= \frac{|h_{l,q}(f)|^2 L_{r,l,q} / T_y}{2c_{l,q}(f)L_{r,l,q} + |h_{l,q}(f)|^2 L_{r,l,q} / T_y}, \\ \eta_{l,q}(f) &= \frac{S_{n,l,q}(f)}{|h_{l,q}(f)|^2 L_{r,l,q} / T_y}, \quad \alpha_{l,q} \text{ 则通过下式来确} \end{aligned}$$

定:

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^{N_l} T_y \int_{(\text{BW})_l} \ln \left\{ 1 + \frac{u_{l,q} |h_{l,q}(f)|^2 |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2}{T_y [c_{l,q}(f) |s_{l,q}^T(f)|^2 L_{r,l,q}^2 + S_{n,l,q}(f)]} \right\} df & \geq \gamma_{\text{MI}}^{\text{th}} \end{aligned} \quad (10)$$

### 3.2 波束选择

由上一步可以得到在不同雷达选择情况下任何一个目标的最优波形及相应的辐射能量, 而后式(7)将转化为一个离散优化问题。此问题难以解析求解, 故而本文采用 PSO 求解方法, 具体算法如下:

(1) 设置迭代次数、种群数目、粒子维数、惯性因子等初始化参数; (2) 随机赋值每个粒子位置和速度; (3) 计算粒子群中每个粒子的辐射能量; (4) 筛选辐射能量最小的粒子作为全局最优粒子; (5) 更新每个粒子位置和速度; (6) 对超出优化变量矩阵的粒子重新赋值; (7) 计算更新后每个粒子的辐射能量; (8) 将更新后的粒子合并先前最优粒子进行筛选, 选取总辐射能量最低的粒子为全局最优; (9) 对迭代次数进行判断, 若到最大迭代次数, 则输出结果, 否则继续进行迭代。其流程如图 1 所示。

## 4 仿真结果与分析

### 4.1 参数设置

为验证本文所提算法的有效性, 进行如下仿真。假设分布式组网雷达系统由三台雷达组成, 有 8 个目标需要跟踪, 他们随机地分布在二维平

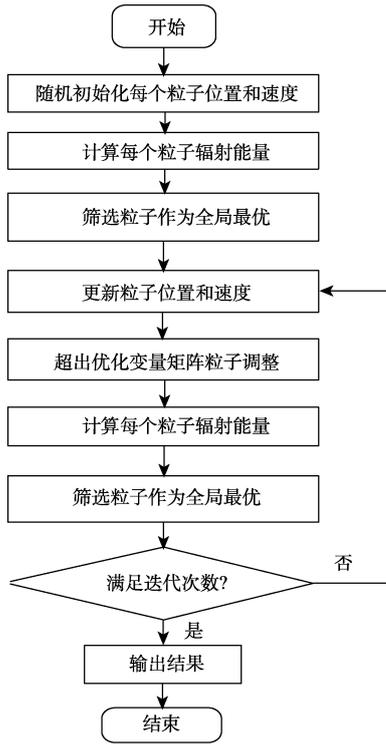


图 1 波束选择算法的流程图

Fig. 1 The flow chart of the PSO algorithm for beam selection

面上。假设每个目标的位置及其运动方向精确已知,如图 2 所示。由于目标脉冲响应与其相对于雷达的角度密切相关,首先计算了所有目标相对于每台雷达的角度和距离,如表 1 和表 2 所示。互信息的阈值设置为 2.85 nats,其他参数如表 3 所示。

根据这些仿真参数,利用自行设计的软件对某型战斗机的脉冲响应和杂波功率在整个带宽上

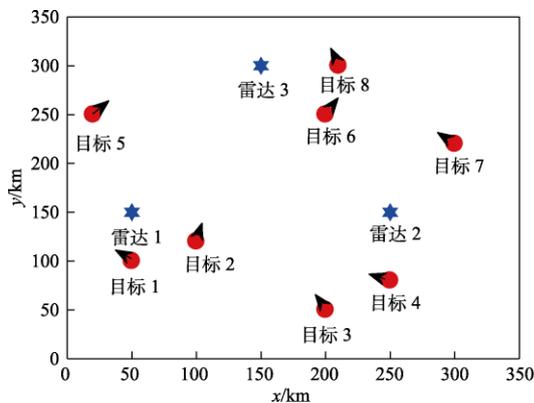


图 2 仿真场景设置

Fig. 2 The simulation scenario

表 1 组网雷达系统中雷达与目标角度

Table 1 The angles of targets with respect to each radar

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
R1	70°	79°	16°	1°	103°	169°	52°	113°
R2	146°	59°	67°	70°	54°	109°	91°	185°
R3	97°	4°	29°	46°	9°	90°	8°	70°

表 2 组网雷达系统中雷达与目标距离 (单位: km)

Table 2 The distances of targets with respect to each radar (unit: km)

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
R1	50.0	58.3	180.3	211.9	104.4	180.3	259.6	219.3
R2	206.2	153.0	111.8	70.0	250.8	111.8	86.0	155.2
R3	223.6	186.8	255.0	241.7	139.3	70.7	170.0	60.0

表 3 仿真参数

Table 3 The simulation parameters

参数	值	参数	值
$G_{r,i}(\forall l)$	40 dB	$G_{r,j}(\forall l)$	50 dB
$f_l(\forall l)$	10 GHz	$T_{y,l}(\forall l)$	0.01 s
$(BW)_l(\forall l)$	512 MHz	$S_{n,l,q}(f)(\forall l)$	$6 \times 10^{-16}$ W/Hz

进行了仿真,一些典型结果如图 3 所示,观察到脉冲响应与雷达和目标之间的距离和角度密切相关。如表 1 和表 2 所示,雷达 3 离目标 6 距离较近,而且正好位于目标的侧方,其脉冲响应强度

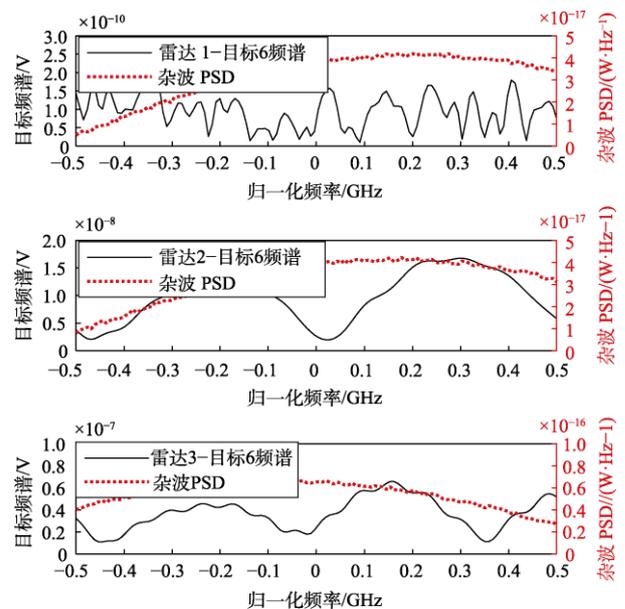


图 3 目标 6 对雷达的频率响应及杂波的 PSD

Fig. 3 Target 6 response spectra and clutter PSD in different radar

相对于雷达 1 和雷达 2 较强。所以距离越近，角度越接近 90°，脉冲响应强度越强。

### 4.2 波形设计

将上述参数代入表达式(9)，可以获得不同雷达组合下对于单个目标跟踪时最佳波形，典型波形图如图 4 所示。由此可以看出，发射能量分布与目标脉冲响应谱和杂波 PSD 有关。具体来说，对于脉冲响应大、杂波功率小的雷达来说，将分配更多的发射能量。例如，对于目标 T6 而言，相比于 R1 和 R2，R3 被分配更多的能量，这是由于其为最佳的脉冲响应。另外，对于冲激响应弱而杂波功率强的雷达，应该为相应的雷达分配较少的能量，甚至不分配能量，例如 R1。

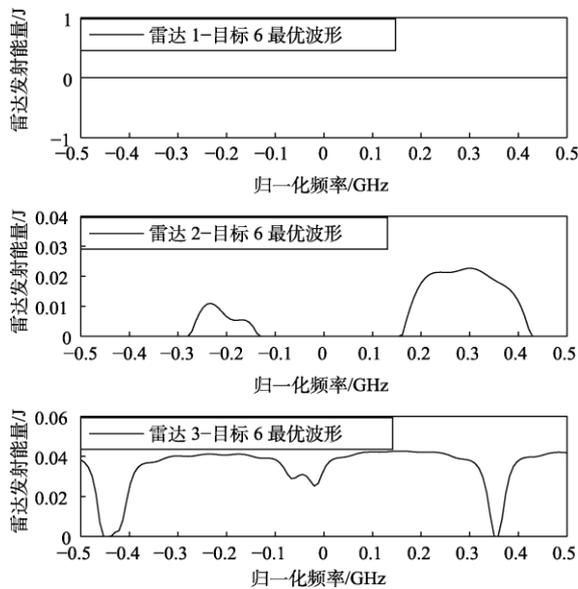


图 4 目标 6 的最优波形  
Fig. 4 Optimal waveform design for target 6

对每部雷达来说，为了使分布式组网雷达传输的总能量最小，且达到预定的跟踪性能，采用“注水法”得到最优雷达波形设计方案。具体来说，就是在目标脉冲响应较高的频谱上分配更多的能量。例如，R2 的波形设计方案与其目标响应曲线较为相似，R3 有 4 个频段目标响应较高，所以波形设计方案在目标响应高的 4 个部分分配了较多的能量。

### 4.3 波束选择

为对波束选择进行优化，计算了在选择不同

雷达组合的情况下，达到给定的跟踪精度时每个目标的总发射能量，如表 4 所示。其中“\”表示对于该目标，此种雷达选择组合无法达到预定的跟踪精度，例如单独使用 R2 跟踪目标 1 或者目标 2 时，其回波与目标冲击响应之间的互信息无法达到 2.85 nats。假设每个雷达最多发射 3 个波束，这意味着每个雷达最多可以跟踪 3 个目标。基于表 4，应用粒子群优化算法，可以得到使系统总发射能量最小的波束分配方案，如表 5 所示，其中 R1 跟踪 T1、T2 和 T5，R2 跟踪 T3、T4 和 T7，R3 跟踪 T1、T6 和 T8。

表 4 不同雷达组合时跟踪每个目标所需的能量  
Table 4 The total transmit energy for each target in different radar selection

	R1(J)	R2(J)	R3(J)	R12(J)	R13(J)	R23(J)	R123(J)
T1	11.5	\	191.2	11.5	11.4	191.2	11.4
T2	4.9	\	\	4.9	4.8	\	4.9
T3	\	161.4	\	161.4	\	161.4	161.4
T4	\	44.9	\	44.9	\	44.9	44.9
T5	8.5	\	\	8.5	8.5	\	8.5
T6	\	77.8	5.5	77.8	5.5	5.2	5.2
T7	\	0.9	\	0.9	\	0.9	0.9
T8	\	\	24.2	\	24.2	24.2	24.2

表 5 波束最优分配方案  
Table 5 The optimal beam allocation scheme

	R1	R2	R3	R12	R13	R23	R123
T1					√		
T2	√						
T3		√					
T4		√					
T5	√						
T6			√				
T7		√					
T8			√				

### 4.4 射频隐身性能评估

为了检验面向射频隐身的波束选择和波形设计策略的射频隐身性能，在相同的跟踪精度情形下，比较了该策略与线性调频信号波形对每个目标的总发射能量。在仿真中，所有参数与前面的参数设置相同，仿真结果如图 5 所示。从图中可以看出，该策略对目标 T1、T2、T3、T4、T5、

T6、T7 和 T8 的总发射能量分别为 11.35 J、4.87 J、161.39 J、44.9 J、8.53 J、5.45 J、0.92 J 和 24.19 J。然而, 对于线性调频信号波形, 在达到相同的跟踪精度情况下, 对目标 T1、T2、T3、T4、T5、T6、T7 和 T8 的总发射能量分别增加到 22.91 J、14.61 J、481.04 J、134.83 J、25.56 J、10.39 J、2.92 J 和 68.32 J。可以看出, 对于位于任何位置的目标, 面向射频隐身的波束选择和波形设计策略均可以明显降低整个系统的总发射能量, 对目标 T1、T2、T3、T4、T5、T6、T7 和 T8 的总发射能量分别降低约 50%、67%、67%、67%、67%、48%、69% 和 65%, 系统总辐射能量降低约 66%。因此, 本文所提的波形设计方案相比线性调频信号具有更好的射频隐身性能。

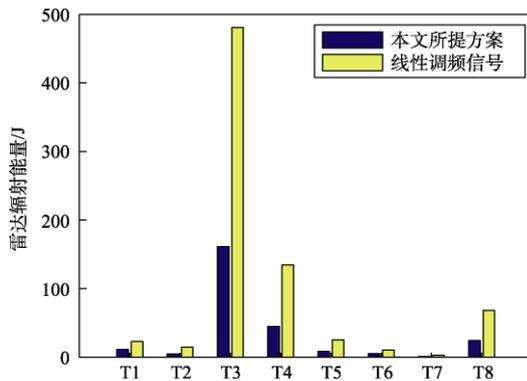


图 5 本文所提资源分配方案与线性调频信号波形辐射能量比较

Fig. 5 Transmit power comparison between proposed strategy and the linear frequency modulation waveform design scheme

## 5 结 论

本文针对组网雷达跟踪多目标时的射频隐身问题, 提出了通过选择雷达波束并优化设计其波形使总发射功率最小化策略。然后, 考虑到组网雷达系统硬件资源限制, 将该策略建立为带约束优化问题, 并采用基于拉格朗日乘子和粒子群优化算法的两步求解方案解决该优化问题。为了进一步验证该策略的有效性, 对二维分布式组网雷达进行数值仿真。结果表明, 与线性调频信号设计方案相比, 本文所提策略能明显降低各目标的

发射能量以及系统的总辐射能量, 其降低幅度均在 50% 以上。因而, 本文所提策略具有更好的射频隐身性能。

## 参 考 文 献

- [1] 郭行, 符文星, 闫杰. 浅析美军马赛克战作战概念及启示[J]. 无人系统技术, 2020, 3(6): 92-106.
- [2] 刘宏伟, 严峻坤, 周生华. 网络化雷达协同探测技术[J]. 现代雷达, 2020, 42(12): 7-12.
- [3] 丁建江. 预警装备组网协同探测模型及应用[J]. 现代雷达, 2020, 42(12): 13-18.
- [4] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. Spatial diversity in radars-models and detection performance [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(3): 823-838.
- [5] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. MIMO radar: An idea whose time has come [C]. Proceedings of the IEEE 2004 Radar Conference, Philadelphia, USA, 2004.
- [6] 田戴茨, 方浩, 杨庆凯. 信号时序逻辑约束下基于终点回溯的高效规划[J]. 无人系统技术, 2021, 4(1): 44-50.
- [7] 孙扬, 郑娜娥, 李玉翔, 等. 针对目标跟踪的分布式 MIMO 雷达资源分配算法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(8): 1744-1750.
- [8] 靳标, 邝晓飞, 彭宇, 等. 基于合作博弈的组网雷达分布式功率分配方法[J]. 航空学报, 2020: 1-12.
- [9] 李正杰, 谢军伟, 张浩为, 等. 基于集中式 MIMO 雷达的功率带宽联合分配算法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(5): 1041-1049.
- [10] 时晨光, 董璟, 周建江, 等. 飞行器射频隐身技术研究综述[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(6): 1452-1467.
- [11] Shi C G, Wang F, Sellathurai M, et al. Power minimization-based robust OFDM radar waveform design for radar and communication systems in coexistence [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(5): 1316-1330.
- [12] Shi C G, Wang F, Salous S, et al. Joint subcarrier assignment and power allocation strategy for integrated radar and communications system based on power minimization [J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(23): 11167-11179.
- [13] Godrich H, Petropulu A P, Poor H V. Power allocation strategies for target localization in distributed multiple-radar architectures [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(7): 3226-3240.
- [14] 时晨光, 丁琳涛, 周建江. 基于 Stackelberg 博弈的有人机/无人机混合集群辐射功率控制算法[J]. 无人系统技术, 2020, 3(4): 29-41.
- [15] Shi C G, Ding L T, Wang F, et al. Low probability of intercept-based collaborative power and bandwidth allocation strategy for multi-target tracking in distributed radar network system [J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(12): 6367-6377.
- [16] Yan J K, Pu W Q, Zhou S H, et al. Collaborative detection and power allocation framework for target tracking in multiple radar

- system [J]. Information Fusion, 2020, 55: 173-183.
- [17] Yang Y, Blum R S. MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1): 330-343.
- [18] Bell M R. Information theory and radar waveform design [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1993, 39(5): 1578-1597.
- [19] Leshem A, Naparstek O, Nehorai A. Information theoretic adaptive radar waveform design for multiple extended targets [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(1): 42-55.
- [20] Tang B, Tang J. Joint design of transmit waveforms and receive filters for MIMO radar space-time adaptive processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(18): 4707-4722.
- [21] 孙从易, 崔琛, 余剑. 多约束条件下 MIMO 雷达自适应波形设计方法[J]. 探测与控制学报, 2017, 39(6): 66-71.
- [22] 安许, 薛文虎, 刘涛. 功率约束条件下的 MIMO 雷达波形设计[J]. 海军工程大学学报, 2016, 28(2): 31-35+45.
- [23] Shi C G, Wang F, Sellathurai M, et al. Low probability of intercept-based distributed MIMO radar waveform design against barrage jamming in signal-dependent clutter and coloured noise [J]. IET Signal Processing, 2019, 13(4): 415-423.
- [24] Shi C G, Wang F, Sellathurai M, et al. Robust transmission waveform design for distributed multiple-radar systems based on low probability of intercept [J]. ETRI Journal, 2016, 38(1): 70-80.

#### 作者简介:



张巍巍 (1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为分布式 MIMO 雷达资源管理。



时晨光 (1989-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为飞行器射频隐身技术、组网雷达资源管理。本文通信作者。



周建江 (1962-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达目标特性分析、特征控制与目标识别、射频隐身技术。



严俊坤 (1987-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为认知雷达、目标跟踪与定位、协同探测。

[引用格式] 孙大洋, 白恩浩, 李红阳, 等. 基于 UWB 局部测量的集群协同平台实现[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 61-70.

# 基于 UWB 局部测量的集群协同平台实现

孙大洋, 白恩浩, 李红阳, 岳书宁

(吉林大学通信工程学院, 长春 130012)

**摘要:** 针对集群协同技术中的自定位与去中心化问题, 设计了一套基于 UWB 局部测量的集群协同平台。平台中单体车采用 ROS 对运动进行控制, 单体车之间通过 UWB 节点进行通信与位置协同。设计了单体车内通信协议与车间通信协议, 使得当集群系统收到目标识别指令后, 无人单体车会自主识别目标, 根据单体车的当前位置和目标点位置来解算出单体车的跟随路径。在软硬件集成的基础上, 对 12 辆无人单体车组成的集群系统进行了实机验证, 验证了该系统可在无 GPS/北斗以及地面基础设施的条件下进行位置协同, 且不受地面站约束, 可实现自主协作与灵活的任务控制。

**关键词:** 群体智能; 协同; 集群; 测距; 集群协同平台; 超宽带

中图分类号: TP39 文献标识码: A 文章编号: 2096-5915(2021)05-61-10

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.048

## Implementation of Cluster Cooperation Platform based on adjacent UWB measurement

SUN Dayang, BAI Enhao, LI Hongyang, YUE Shuning

(College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of self-localization and decentralization in swarm collaboration technology, this paper designs a set of swarm collaboration platform based on UWB local measurement. In the platform, ROS is used to control the movement of individual vehicles, and UWB nodes are used for communication and position coordination between individual vehicles. The interior communication protocol and inter-vehicle communication protocol are designed, so that when the swarm system receives the target recognition command, the unmanned vehicle will identify the target independently, and the following path of the vehicle can be calculated according to the current position and target point position of the vehicle. On the basis of hardware and software integration, the real machine verification of the swarm system composed of 12 unmanned single vehicles is carried out. It is verified that the system can achieve position coordination without GPS/Beidou and ground infrastructure, and is not constrained by ground stations, and can realize autonomous cooperation and flexible task control.

**Key words:** Swarm Intelligence; Cooperation; Clustering Algorithm; Ranging; Cluster Cooperation Platform; UWB

## 1 引言

随着通信、微电子和人工智能等技术的不断

突破, 单体智能发展迅速, 集群协作将变得十分重要, 它可以有效提高整体工作效能, 实现单体性能到群体性能的提升, 进而实现群体智能。

收稿日期: 2021-06-20; 修回日期: 2021-08-20

基金项目: 吉林省科技厅重点研发项目(20200401089GX)

雷诺兹 (Reynolds) 在 1986 年首次提出一个仿真生物群体行为模型 BOID<sup>[1]</sup>, 之后科研人员在集群技术领域展开了多年的研究, 已经取得了可喜的进展。国内外对群体智能技术的研究侧重于整体性研究, 主要针对集群结构框架、控制与优化技术、任务管理与协同等开展研究工作。如美国国防部高级研究计划局主导的自主编队混合控制项目 (MICA), 对协同任务分配、协同路径规划、混合主动与自主编队控制、协同跟踪、信息共享等有关无人机集群的技术进行了全面的研究。国内对无人机系统的协同感知与信息共享、路径实时规划、自主编队与编队重构、智能协同决策等研究较为深入。集群中融合了视觉技术<sup>[2]</sup>、UWB 技术<sup>[3-4]</sup>、激光雷达技术<sup>[5]</sup>及 GPS RTK 技术等, 在理论仿真与实机验证方面均有所突破<sup>[6-7]</sup>。中国电子科技集团、清华大学泊松科技已经开展了集群飞行的实践研究, 且不完全依赖地面站<sup>[8-9]</sup>。另外, 近年来, 采用 GPS RTK 技术进行的无人机灯光秀屡见报端, 可实现上千架无人机的飞行表演。

然而, 面对群体智能的实际应用, 群体智能技术的未来发展还要解决研发过程中的技术挑战问题, 主要体现在集群的自主性、协同性和算法智能性等方面<sup>[10-11]</sup>。对于集群技术而言, 智能单体间的信息共享是集群技术至关重要的一环。充分利用网络节点资源实现信息共享的集群协同技术<sup>[12-13]</sup>能够优化系统性能, 尤其适用于无中心的无线网络。自主性与协同性是群体智能的基础, 在单体自主已经得到飞速发展的情况下, 群体自主与协同成为群体智能发展的关键技术之一。而无论是自主性还是协同性, 协同定位技术<sup>[14]</sup>作为一项集群的基础服务技术都是不可忽视的关键技术之一, 面对未来群体智能的趋势需求, 目前的群体智能在协同定位技术上主要还存在如下两个方面的问题。

(1) 面向实战的群体智能协同关键技术的研究并不多见, 尤其是 GPS/北斗拒止条件下, 如何不依赖基础设施进行位置协同尚待研究。

(2) 集群尚未真正群体智能化, 以地面站作

为主控的方式进行多机协同, 本质上还没有脱离对传统集群技术的依赖, 去中心化群体智能协作技术还有待进一步研究。

上述问题是群体智能协同技术的关键问题, 从技术的角度看, 群体自主与协同需要单体间具有良好的自主感知能力, 减小对集中调度的依赖。而实现高精度的位置协同是群体智能协同的基础<sup>[15]</sup>, 群体智能中的智能单体需要通过视频、通信、激光雷达等技术手段实现自定位功能, 具有障碍感知能力和决策能力来规避碰撞, 最大限度地实现单体运动位置的自主决策。

针对以上问题, 本文从集群协同平台实现的角度, 以 UWB 自定位为位置协同基础, 进行集群协同平台设计, 提出分布式方案以解决集群中的位置协同问题。目的在于使用 UWB 技术搭建集群协作平台, 探究实现群体智能的新方法, 完善群体智能理论, 扩展群体智能的应用范围。

## 2 集群协同平台系统架构

本文针对集群协同技术中的自定位与去中心化问题, 提出并设计了基于 UWB 局部测量的集群协同平台, 并进行了实机验证。平台由 12 辆无人单体车组成, 单体车采用 ROS 对自身进行控制, 单体车之间通过 UWB 节点进行通信与位置协同, 当集群系统收到目标识别指令后, 无人单体车会自主识别目标, 根据单体的当前位置和目标点位置来解算出单体的跟随路径。

### 2.1 集群协同平台软硬件体系

集群协同平台的硬件层面由各单体车组成, 移除了地面站, 实现了集群协同平台的去中心化。单体车的硬件层面由运动控制部分、主控制部分、通信测距部分 (通信测距模块、辅助测距模块) 三大部分组成。运动控制部分由电机驱动模块、MPU6050、磁力计、测速模块、红外避障模块组成, 控制芯片为 STM32F103RCT6; 主控制部分由外部遥控模块、树莓派 4B 组成; 通信测距部分由两个 UWB Node 组成, 不依赖系统之外的基础设施, 无须地面站辅助。

在硬件设计的基础上, 本文对无人车单体进行了集成, 单体车安装有底板驱动及 ROS 系统板, 预留扩展口, 可扩展附加功能(图 1 右)。图 1 左为扩展有激光雷达与深度摄像头的单体车, 本文将此车称为头车。



图 1 集群单体无人车

Fig. 1 Unmanned vehicles for clustering

集群协同平台的软件层面有姿态解算、避障信息、广播、一对一通信、动作控制、目标识别 6 个功能。其通过读取 MPU6050 和磁力计的数据, 并对其进一步融合处理, 得到集群单体车当前的姿态数据; 通过读取红外避障模块得到集群单体车当前的避障信息; 通过目标识别模块来寻找目标; 通过两个 UWB Node 实现测距、广播、一对一通信等功能; 最后将得到的信息进一步整合计算, 得出集群单体车下一步的方向和速度。

集群单体车的系统架构如图 2 所示。

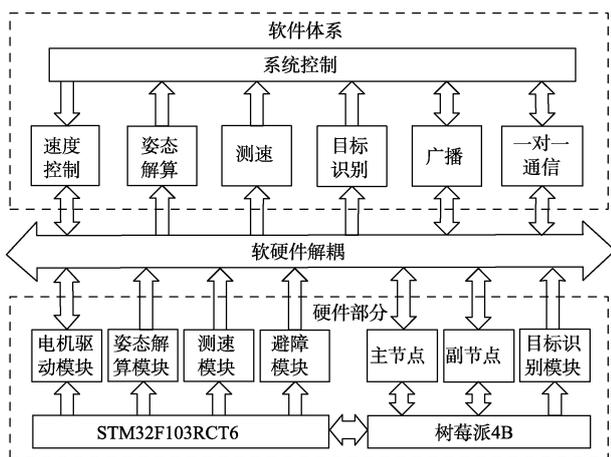


图 2 集群单体车系统架构体系

Fig. 2 The system architecture of the car

## 2.2 集群协同平台位置协同技术

集群位置协同部分主要通过 UWB 节点实现,

节点如图 3 所示。每辆单体车配置 2 个 UWB 节点, 分为主副节点, 分别安装在单体车的两侧。主节点有节点间测距、通信、邻居发现等功能; 副节点只有测距功能, 对于其他节点发送的帧, 如邻居发现帧、广播帧等, 不做任何响应。

本文针对集群协同平台的需求对 UWB 节点进行了设计与开发, 它包含了 DWM1000 模组、九轴惯性传感器、气压计等, 实物效果如图 3 所示。通过软件设置, 每个节点具有一个 ID, 作为车间测量的标识。该节点尺寸为 3.5 cm×3.5 cm, 采用双边双向测量, 测量误差可控制在 5 cm 以内, 通信范围为 150 m。



图 3 UWB 节点实物图

Fig. 3 Physical view of UWB node

UWB 节点是位置协同的核心部件, 主副 2 个 UWB 节点组成 Node, 主节点的主要功能是与其他集群单体车进行一对一通信、接收广播(如果是头车, 可以对其他集群单体车进行广播)、与其他集群单体车进行主动测距、响应其他 UWB 节点信息帧、邻居发现、提供自身 ID 作为集群单体车 ID 等; 副节点相比于主节点功能较为单一, 只有主动测距功能, 且不响应其他 UWB 节点信息帧。

无人单体车间测距、广播和一对一通信由单体车通信测距部分完成; 广播和一对一通信由主节点独立完成; 车间测距和车间跟随由主副节点共同完成。在进行车间测距时, 主副节点同时对被测车的主节点进行测距, 得到两个距离  $l_1$  和  $l_2$ , 如图 4 所示。A 和 A' 分别为单体车的主副节点; B

为被邻居单体车主节点； $d$ 为主副节点的距离，是一个常量。实际运行中，两车的距离通常远远大于主副节点之间的距离（即 $l_1, l_2 \gg d$ ），所以可以近似认为，被测车的主节点就是被测车的中心点，那么两车之间的距离就可以估算为 $\frac{(l_1 + l_2)}{2}$ 。

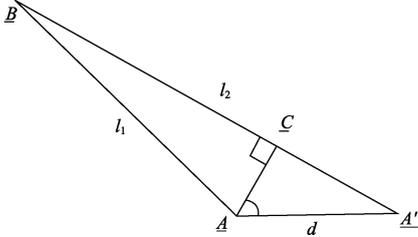


图4 单体车间测距与方位判定

Fig. 4 Azimuth measurement based on distance information

一般情况下，车间判断方位与车间测距是同时进行的，使用的数据也是一样的。进行车间判断方位时，如图4所示，由于两单体车的距离通常远远大于主副节点之间的距离，所以可以近似地认为线段 $BC = BA$ 、 $\angle ACA'$ 为直角，则 $\angle CAA'$ 就容易求得

$$\angle CAA' = \arcsin\left(\frac{l_2 - l_1}{AA'}\right) \quad (1)$$

车间判断方位一般用于车间跟随，单体车只需转动 $\angle CAA'$ 即能向被跟随车方向前进。

普通单体车以头部三个红外设备作为主要的避障手段。当三个红外模块中的任一模块检测到障碍物时，小车首先停止运动，随后做出相应的避障动作。左红外检测到障碍物，小车向右转动，直到左红外检测不到障碍物；右红外检测到障碍物，小车向左转动，直到右红外检测不到障碍物；中间的红外检测到障碍物，小车随机转动直到红外检测不到障碍物。头车则是以激光雷达作为避障手段。雷达输出最近障碍物的距离值，小车通过数据做出相应动作，这里不再赘述。

UWB技术具有系统复杂度低、发射信号功率谱密度低、对信道衰落不敏感、截获能力低、定位精度高等优点<sup>[16]</sup>。UWB技术具有较高的距离测量精度，与GPS/北斗提供绝对地理位置不同，使用UWB技术可以给出相对位置，其定位精度

可达厘米级<sup>[17]</sup>。而且采用UWB技术，很容易将定位与通信相结合，可在室内和地下进行精确定位，而GPS/北斗只能在定位卫星的可视范围之内定位。

### 2.3 集群协同平台的实现

本文在人工鱼群算法<sup>[18]</sup>的基础上，将人工鱼群的4种行为改编为5个状态，如表1所示。

表1 集群单体车状态表  
Table 1 Cluster status table

状态	对应的行为	说明
Finding	随机行为	没有发现目标，且没有跟随其他车辆
Found	觅食行为	已经发现目标
Following	追尾行为	没有发现目标，但是正在跟随其他车辆
L_GOT_IT	无	已经发现目标，且已经到达目标附近
Following_Pause	聚群行为（部分）	没有发现目标，但是正在跟随已发现目标的车辆。并且由于与跟随的车辆距离过近，所以停止运动

**Finding:** 集群单体车没有发现目标，也没有跟随其他车辆。此状态下，每隔一个节拍，目标识别模块判断当前视野内是否存在目标。如果没有，车体转动一个随机角度，再次判断；如果还是没有，那么单体车以随机速度前进，直到下个节拍。如果发现了目标那么状态切换到Found。

**Found:** 集群单体车发现了目标，向目标移动，并通过主节点，每隔一个节拍，广播自身状态一次。此状态下，单体车每隔一个节拍目标识别模块就会计算与目标的距离以及目标的方位，并调整自身方向和速度。

**Following:** 集群单体车没有发现目标，但是正在跟随其他车辆。此状态下，每隔一个节拍，单体车会对正在跟随的车进行车间测距以及车间判断方位，并调整方向和速度。另外，单体车仍会每隔一个节拍寻找目标一次，若找到目标，状态切换为Found。

**L\_GOT\_IT:** 集群单体车已经发现目标，且与目标的距离小于2m，此时单体车不再运动。此状态下，单体车仍会每隔一个节拍计算与目标的距离以及目标的方位，当目标与单体车距离超过2m时，状态切换为Found。如果目标直接消失，状态切换为Finding。

Following\_Pause: 集群单体车正在跟随其他车辆, 但是由于离目标车辆太近 (1.5 m), 会令其速度为 0, 待距离变大后, 继续跟随。这个状

态是 Following 的暂停模式, 除了单体车速度为 0, 其他保持不变。

集群协同算法流程图如图 5 所示。

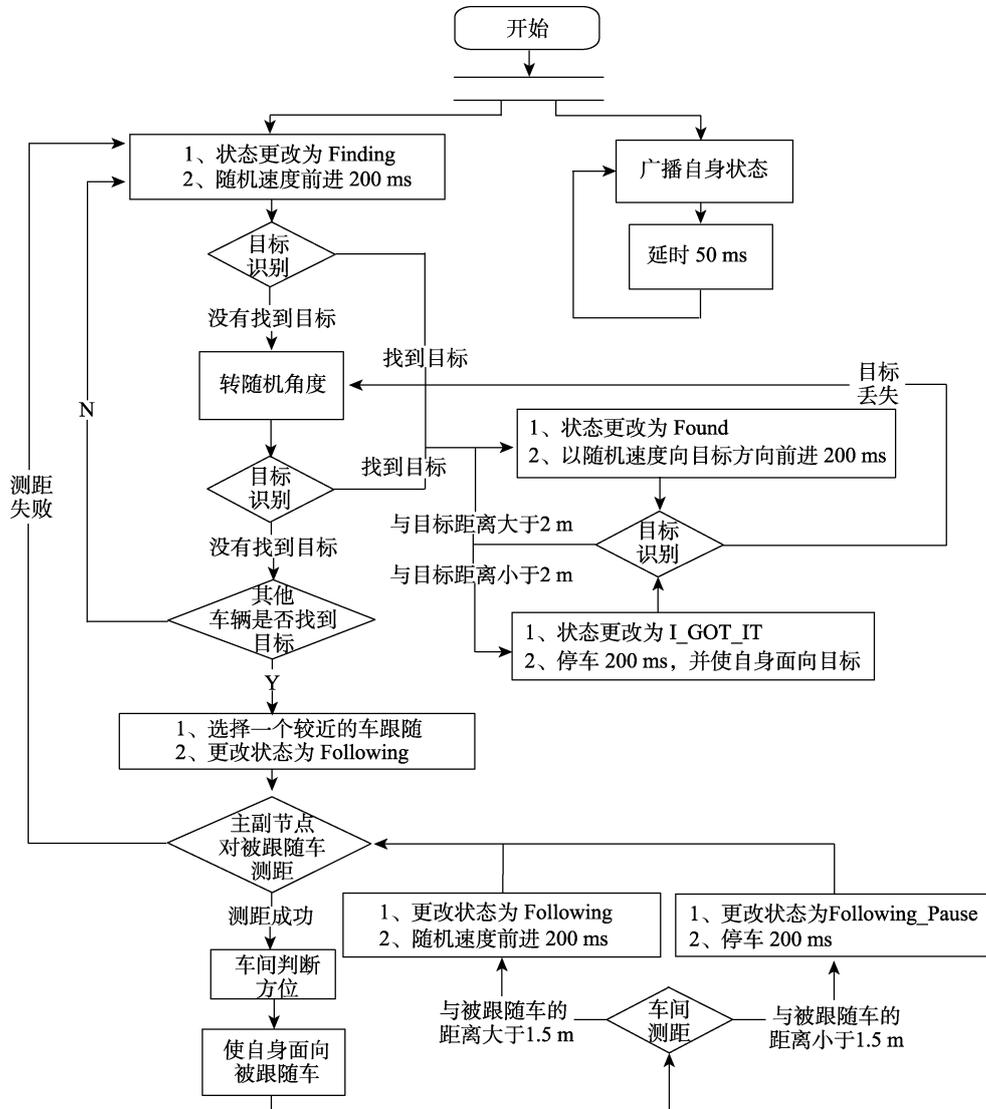


图 5 集群单体车行为流程图  
Fig. 5 Behavior flow chart of the car

### 3 集群协作平台通信协议设计

#### 3.1 主控制模块与运动控制模块的通信协议

集群单体的运动控制模块与主控模块通过串口方式通信, 波特率为 115200 bps, 有 1 位起始位、8 位数据位, 无奇偶校验位。传输数据皆以十六进制高位字节在前进行收发。协议格式如表 2 所示。

表 2 主控制模块与运动控制模块协议格式

Table 2 Protocol format of the main control module and the motion control module

帧头	数据长度	帧功能码	数据 1~N	校验和
0xFE	0xEF	N+1	..	..

主控模块发送给运动控制模块控制速度的协议格式如表 3 所示, 这里帧功能码只用到了 0x01, 其余可用于二次开发。

表3 单体车速度设置帧(主控制芯片→运动控制芯片)

Table 3 Format of the frame sent by the main control module to the motion control module in order to set the speed of the car

字节序号	对象	说明	内容
0	帧头	一帧数据的标识头	0xFE
1			0xEF
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x0D
3	帧功能码	用于识别该帧数据的功能	0x01
4~15	车体 xyz 轴目标速度	三个四字节 float 型数值 m/s	..
16	校验和	一帧数据的校验和	..

举例: 设置车体 X 轴线速度 0.2 m/s, 车体 Y 轴线速度 0 m/s, 车体 Z 轴角速度 0 rad/s 的指令如下 (HEX 格式):

**FE EF 0D 01 3E 4C CC CC 00 00 00**

运动控制模块返回给主控模块的协议格式如表 4 和表 5 所示。这里帧功能码用到了 0x01 (向主控制芯片返回单体车信息)、0x02 (避障动作开始)、0x03 (避障动作结束), 其余可用于二次开发。

表4 单体车信息帧(运动控制芯片→主控制芯片)

Table 4 Format of the frame sent by the motion control module to the main control module about information of the car

字节序号	对象	说明	内容
0	帧头	一帧数据的标识头	0xFE
1			0xEF
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x2C
3	帧功能码	用于识别该帧数据的功能	0x01
4~15	车体三轴线速度	三个四字节 float 型数值 (单位: m/s)	..
16~27	加速度计三轴数值	三个四字节 float 型数值 (单位: m/s)	..
28~31	陀螺仪三轴数值	三个四字节 float 型数值 (单位: rad/s)	..
40~43	航向角	四字节 float 型数值(单位: rad)	..
45~46	电池电压值	UInt16_t 型数值(单位: mV)	..
47	电池剩余电量	数值范围 0~100 代表电量 (单位: %)	..
49	校验和	一帧数据的校验和	..

表5 避障指令帧(主控制芯片→运动控制芯片)

Table 5 Format of the frame sent by the main control module to the motion control module about obstacle avoidance

字节序号	对象	说明	内容
0	帧头	一帧数据的标识头	0xFE
1			0xEF
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x01
3	帧功能码	0x02: 避障动作开始 0x03: 避障动作结束	0x02/0x03
4	校验和	一帧数据的校验和	..

### 3.2 主控制芯片与 UWB 主副节点的通信协议

本文共用到了 UWB 节点的主动测距、重启、邻居发现、响应其他 UWB 节点、广播、节点一对一通信 6 个功能。其中, 主节点用到了以上 6 个功能; 副节点只用到了主动测距功能, 且不会响应其他节点的帧。

在主控模块与主副节点的通信中, 基本协议由帧头、目标 ID、功能码、消息 4 部分组成, 如表 6 所示, 每一部分由英文字符 ‘;’ 隔开。

表6 主控模块与主副 UWB 节点协议格式

Table 6 Protocol format of the main control module and UWB nodes

帧头	目标 ID	功能码	消息
..	..	..	..

通信时如果不需要某一部分, 省略即可。如广播时, 不需要目标 ID, 最后程序生成的帧是“帧头+功能码+消息”。具体协议格式如表 7 和表 8 所示。

表7 主控模块发送给主副节点的协议帧格式

Table 7 Format of the frame sent by the main control module to UWB nodes

功能	指令
主动测距	“Range;xxxxxx;”(xxxxxx 为目标 ID)
重启	“Reset;”
邻居发现	“NeighborDiscover;”
响应其他 UWB 节点	STM32F411 (UWB 节点的控制芯片) 中断响应, 不需要外部控制
广播	“BroadCast_Bai;0x##;*****;” (0x##为功能码, *****为要广播的消息)
节点间通信	“InfoFrameSend;xxxxxx;0x##;*****;” (xxxxxx 为目标的 ID, 0x##为功能码, *****为要发送的消息)

表 8 主节点回复主控模块协议帧格式

Table 8 Format of the frame sent by the primary UWB node to the main control module

功能	指令
广播数据	“broad;0x##;*****;” (0x##为功能码, *****为接收到的广播消息)
节点间通信数据	“info;xxxxxx; 0x##;*****;” (xxxxxx 为发送方 ID, 0x##为功能码, *****为接收到的消息)

### 3.3 集群单体车之间的通信协议

集群单体车间的通信包括广播和车间一对一通信两部分。车间通信的基本协议由帧头、数据长度、功能码、数据、校验和 5 部分构成, 直接相连, 没有间隔, 如表 9 所示。广播和单体车一对一通信通过帧头来区分, 广播帧头为 0x01, 0x10, 一对一通信帧头为 0x02,0x20。

表 9 基本协议格式(广播、一对一通信)

Table 9 Protocol format for broadcasting and peer-to-peer communicating

帧头	数据长度	功能码	数据	校验和
..	..	..	..	..

广播的协议格式见表 10, 广播的功能码只用到了 0x01, 其余可用于二次开发。

表 10 单体车信息广播帧

Table 10 Format of the frame broadcast by the car with its own status

字节序号	对象	说明	内容
0~1	帧头	广播帧的标识头 (用于区分广播和车间通信(一对一)以及判断帧的起始)	0x01 0x10
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x02
3	帧功能码	用于识别帧数据的功能(只用到了 0x01, 可用于二次开发)	0x01
4	自身状态	一字节 uint8_t 型数值	..
5	校验和	一帧数据的校验和	..

一对一通信的协议格式见表 11 和表 12。一对一通信中, 功能码只用到了 0x01 (询问其他集群单体车信息) 和 0x02 (回应其他集群单体车的询问), 其余可用于二次开发。

### 3.4 单体车间通信关系

单体车间一对一通信和广播中的通信协议,

其示意关系如图 6~图 8 所示。

表 11 请求帧(following 状态单体车→被跟随单体车)

Table 11 Format of the frame sent by the following car to the followed car for inquiring

字节序号	对象	说明	内容
0		车间通信(一对一)的标识头	0x02
1	帧头	(用于区分广播和一对一通信以及判断帧的起始)	0x20
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x00
3	帧功能码	用于识别帧数据的功能(可用于二次开发)	0x01
4	校验和	一帧数据的校验和	..

表 12 单体车信息帧(被跟随单体车→following 状态单体车)

Table 12 Format of the frame sent by the followed car to the following car with its own status

字节序号	对象	说明	内容
0		车间通信(一对一)的标识头	0x02
1	帧头	(用于区分广播和车间通信(一对一)以及判断帧的起始)	0x20
2	数据长度	一帧数据中包含多少字节用户数据	0x28
3	帧功能码	用于识别帧数据的功能(可用于二次开发)	0x02
4~15	三轴速度	四字节 float 型数值(单位: m/s)	..
16~27	加速度计三轴	四字节 float 型数值(单位: m/s <sup>2</sup> )	..
28~39	陀螺仪三轴	四字节 float 型数值(单位: rad/s)	..
40~43	航向角	四字节 float 型数值(单位: rad)	..
44	校验和	一帧数据的校验和	..

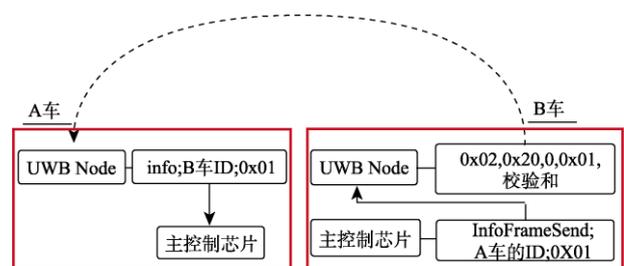


图 6 B 车询问 A 车的信息

Fig. 6 Car B asks to car A

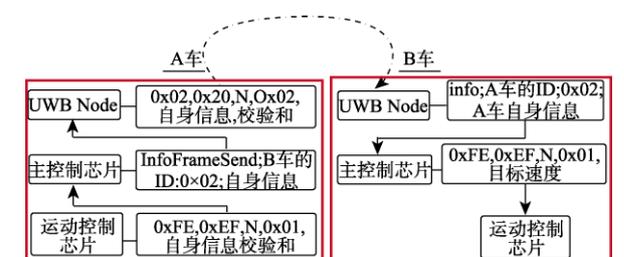


图 7 A 车回应 B 车的询问

Fig. 7 Car A responds to car B

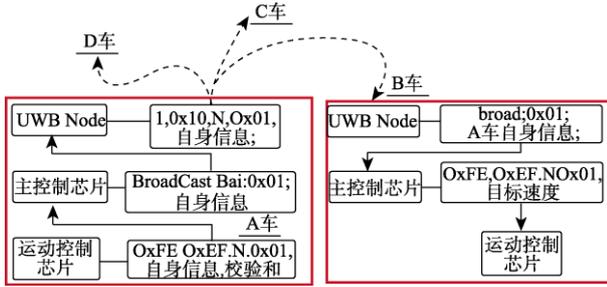


图8 头车广播自身信息

Fig. 8 The leading car broadcasts its own information

### 4 集群协同平台实验验证

在集群协同平台体系设计以及通信协议设计的基础上,本文进行了系统平台的总体集成并进行了实机验证,在室内进行了2辆与4辆单体车的跟随实验,在室外进行了12辆车的跟随实验。其中2辆单体车的跟随实验以测试单体车的跟随效果;4辆单体车的跟随实验以说明本系统平台不受GPS/北斗拒止影响。

#### 4.1 单体车跟随实验

图9为单体车跟随实验展示图。



图9 单个单体车跟随中

Fig. 9 Single car are following

##### 4.1.1 通信延迟对实验的影响

单体车间单数据帧的通信延迟由传输延迟与传播延迟组成。由于室内定位的通信距离较短,传播延迟可忽略不计;而由于单体车间通信是点对点之间的直接通信,其传输时延由数据的处理

时间决定,经实验测得的单数据帧通信延迟约为1ms。本文实验中单体车间的数据交换次数为4,因此通信延迟为毫秒级延迟。在单体车间通信毫秒级的通信延迟条件下,假设单体车的运动速度为1m/s,可知通信延迟对位置估计与控制是毫米级的影响,可忽略不计。

##### 4.1.2 主副节点间距对实验的影响

设主副节点测距误差产生的噪声分别为 $e_1$ 和 $e_2$ ,则式(1)可以改为

$$\angle CAA' = \arcsin \frac{l_2 - l_1}{AA'} + \frac{e_2 - e_1}{AA'} \quad (2)$$

其中,  $AA'$  为主副节点间距。由式(2)可以看出,分母  $AA'$  越小,噪声对方位角计算的影响越大。

在单体车静止条件下,多次由节点测距数据计算节点间距为15cm与25cm时小车的方位角误差,实验结果如图10所示,显然主副节点间距越大,得到的方位角误差最小。

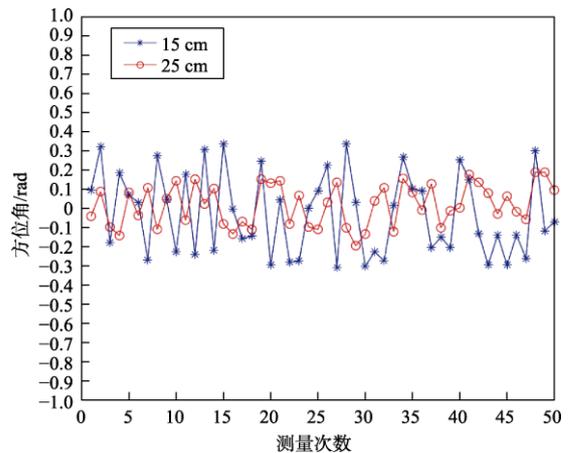


图10 主副节点间距分别为15cm和25cm时的方位角误差

Fig. 10 The error of the azimuth when the distance between primary and secondary nodes is 15 cm and 25 cm respectively

### 4.2 集群协同实验

由于4辆单体车构成的集群系统车群比较小,所以单体车不会跟随处于Following或者Following\_Pause状态下的车辆。为了实验效果更明显,只让0号车具有识别目标的能力,由于1、2、3号车找不到目标,所以它们就会进入Following状态,跟随已经发现目标的0号车(此

时 0 号车处于 Found 状态), 如图 11~图 13 所示。单体车运动的过程中遇到障碍物, 或者两个单体车距离过近, 就会触发中断, 执行避障操作; 当 0 号车到达目标附近或收到停止指令时, 就会进入 L\_GOT\_IT 状态; 当单体车与 0 号车距离过近时, 就会进入 Following\_Pause 状态, 如图 13 所示, 1、2、3 号车都停止了跟随。

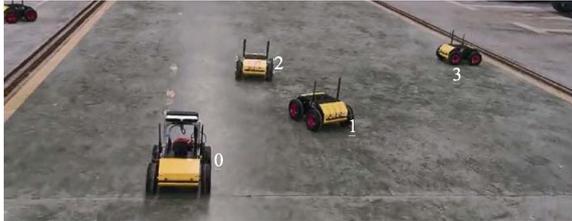


图 11 4 辆单体车集群启动跟随  
Fig. 11 Four cars are starting to follow



图 12 4 辆单体车集群跟随中  
Fig. 12 Four cars are following



图 13 4 辆单体车集群停止跟随  
Fig. 13 Four cars stopped following

12 辆单体车集群协同实验在室外进行, 选用了吉林大学南湖校区网球场作为实验场地。由于单体车流程可分为发现目标和跟随两部分, 而目标识别功能相对独立, 本文即采用深度相机作为目标识别手段, 因此实验中仅对头车配置了目标识别功能, 主要验证其他单体车的跟随功能, 实际使用中可以将所有车辆配置激光雷达和深度相机, 以便每一个单体都可进行目标发现。实验中, 由于车群比较大, 所以单体车会跟随处于 Following 或者 Following\_Pause 状态下的车辆。实验效果如图 14~图 16 所示。经过观察发现, 1、2、3、11 号车直接跟随 0 号车; 4、5 号车跟随 1

号车; 6、7 号车跟随 2 号车; 8、10 跟随 3 号车; 8 号车跟随 11 号车。

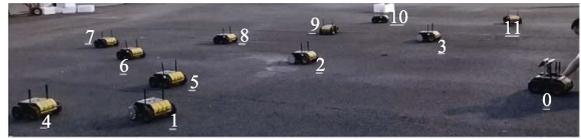


图 14 集群初始状态  
Fig. 14 Initial state of clustering

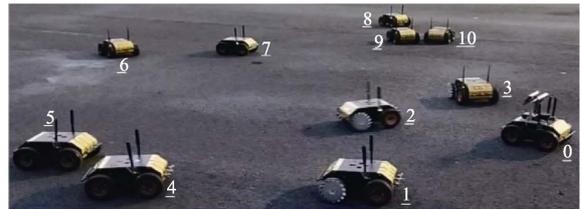


图 15 集群初始跟随  
Fig. 15 Start to follow

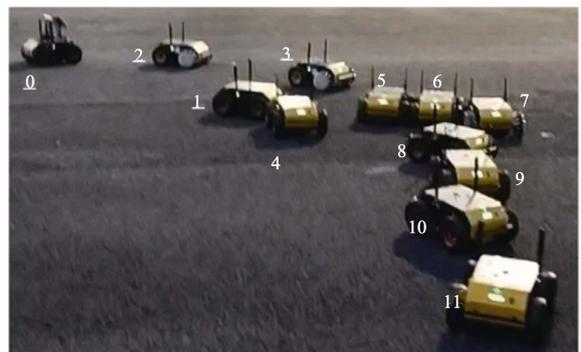


图 16 集群跟随中  
Fig. 16 Following phase of clustering

### 5 结论

本文基于 UWB 局部测量的集群协同平台, 验证了 GPS/北斗拒止条件下, 使用局部测量信息进行多机位置协同的方案。该研究实现了 12 辆无人车单体的集群协作, 可在无 GPS/北斗以及地面基础设施的条件下进行位置协同, 与视觉技术相比, 在有遮挡的情况下, 也可实现定位, 且该平台不受地面站约束, 可实现自主协作与灵活的任务控制; 实现了集群协同系统的自定位与去中心化。该平台以单体智能为基础, 使用 UWB 技术实现了单体到群体的整合, 且模块化的设计使得集群协作平台可以采用异构单体车, 甚至可以整

合无人机协同,从设计层面实现了单体设计与群体设计的分离,可将群体智能任务划分为单体智能与集群协同智能两部分独立研究。

单体智能与集群协同智能的分离使得未来可以从一方面从提高单体智能化水平的角度进行集群协同平台研究,单体智能化水平的提高将有助于简化协同流程,实现明确的任务划分,提高系统协同效率;另一方面在已搭建的集群验证平台基础上,探讨与其他集群技术的融合方法,形成技术优势互补,研究通用化非中心式集群协作架构,独立于无人车与无人机,搭建空地协同的无人集群协作平台。

### 参 考 文 献

- [1] Reynolds C W. Flocks, herds, and schools: A distributed behavioral model[C]. SIGGRAPH '87 Conference Proceedings, 1987.
- [2] Chen S Q, Jin X, Zhang W L, et al. Vision-based formation control of multiple UAVs with event-triggered integral sliding mode control[J]. Cyber-Physical Systems, 2020, 6(4): 231-251.
- [3] Xu H, Wang L, Zhang Y, et al. Decentralized visual-inertial-UWB fusion for relative state estimation of aerial swarm[C]. 2020 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2020.
- [4] 王仁军. 基于 UWB 定位的无人机集群系统[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2019.
- [5] 陈智伟, 胡劲文, 赵春晖, 等. 野外无人车路径规划与轨迹规划技术[J]. 无人系统技术, 2021, 4(2): 40-48.
- [6] 杨庆, 段海滨. 仿鸿雁编队的无人机集群飞行验证[J]. 工程科学学报, 2019, 41(12): 1599-1608.
- [7] 田大新, 康璐. 基于鱼群效应的无人驾驶车辆编队算法研究[J]. 无人系统技术, 2018, 1(4): 66-71.
- [8] 邹汶君. 小型四旋翼飞行器的无线组网模块设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- [9] 韩光松, 王忠, 李萍. 无人机集群反舰作战与反集群对策研究[J]. 舰船电子工程, 2018, 288(6): 6-9, 54.
- [10] 段海滨, 邱华鑫, 陈琳, 等. 无人机自主集群技术研究展望[J]. 科技导报, 2018, 36(21): 90-98.
- [11] 黄汉桥, 白俊强, 周欢, 等. 智能空战体系下无人协同作战发展现状及关键技术[J]. 导航与控制, 2019, 18(1): 10-18.
- [12] 李文, 陈建. 有人机/无人机混合编队协同作战研究综述与展望[J]. 航天控制, 2017, 35(3): 90-96.
- [13] 施蕾. 协作技术及其在无线网络定位中的应用[D]. 北京: 北京邮电大学, 2008.
- [14] 杨莹. 基于 UWB 的多节点自组网协同定位技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2018.
- [15] 张辰, 周乐来, 李贻斌. 多机器人协同导航技术综述[J]. 无人系统技术, 2020, 3(2): 1-8.
- [16] 熊茂华, 熊昕. 物联网技术与应用开发[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012.
- [17] 李新平, 杨红云. 物联网教育工程概论[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2016.
- [18] 李晓磊. 一种新型的智能优化方法-人工鱼群算法[D]. 杭州: 浙江大学, 2003.

### 作者简介:



孙大洋 (1979-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为无线测量与定位、室内定位与导航技术。本文通信作者。



白恩浩 (1998-), 男, 本科生, 主要研究方向为室内定位系统与算法、集群算法。



李红阳 (1998-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为多目标融合室内定位算法、无人集群系统。



岳书宁 (2000-), 男, 本科生, 主要研究方向为室内定位系统、深度学习。

[引用格式] 李文敏, 刘明威, 高兵兵, 等. 具有协方差反馈控制的无人机 INS/GNSS 组合自适应 CKF 算法[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 71-79.

# 具有协方差反馈控制的无人机 INS/GNSS 组合 自适应 CKF 算法

李文敏, 刘明威, 高兵兵, 胡高歌

(西北工业大学自动化学院, 西安 710072)

**摘要:** 为提高无人机 INS/GNSS 组合导航对过程噪声方差的自适应能力, 提出了一种具有先验状态协方差反馈控制的自适应容积卡尔曼滤波(CKF)算法。在该算法中, 首先将系统后验状态和误差协方差信息反馈至滤波过程中, 构成 CKF 协方差传播的闭环结构; 然后, 基于极大似然准则, 利用估计窗口内的反馈状态和误差协方差信息, 建立了一种先验状态协方差在线反馈控制策略。提出的方法在调整过程中能够保证先验状态协方差的正定性, 克服了传统噪声统计估计方法需要对负定结果进行额外修正的缺陷, 从而有效抑制了过程噪声方差不确定性对滤波解的影响, 提高了 CKF 用于无人机 INS/GNSS 组合导航解算时的自适应能力。通过无人机 INS/GNSS 组合导航仿真实验验证了提出算法的有效性。

**关键词:** 无人机导航; INS/GNSS 组合; 容积卡尔曼滤波; 协方差反馈; 自适应滤波; 极大似然准则

**中图分类号:** TP203      **文献标识码:** A      **文章编号:** 2096-5915(2021)05-83-09

**DOI:** 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.050

## An Adaptive CKF with Covariance Feedback Control for UAV INS/GNSS Integration

LI Wenmin, LIU Mingwei, GAO Bingbing, HU Gaoge

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** This paper presents an adaptive Cubature Kalman Filter (CKF) with the feedback control of prior state covariance to improve the adaptive ability of INS/GNSS integration against the uncertainty involved in process noise covariance. Firstly, the system's posterior state and its error covariance are fed back to the filtering process to form a closed-loop structure for CKF covariance propagation; then, a prior state covariance feedback control strategy is established based on the maximum likelihood principle using the feedback state and error covariance information within an estimation window. The proposed method can ensure the positive definiteness of prior state covariance in the adjustment process, and at the same time it can overcome the defect of the traditional noise statistical estimation methods that they need additional correction to deal with the negative definite result. Thus, the proposed methodology can effectively suppress the influence of process noise covariance uncertainty on the filtering solution, and improve the adaptive ability of CKF when applied in the solution of INS/GNSS integration. Its effectiveness is proved through the simulation of INS/GNSS integration for UAV navigation.

收稿日期: 2021-06-30; 修回日期: 2021-07-29

基金项目: 国家自然科学基金(41904028); 陕西省自然科学基金计划(2020JQ-150); 陕西省大学生创新创业项目(S202010699499)

**Key words:** UAV Navigation; INS/GNSS Integration; Cubature Kalman Filter; Covariance Feedback; Adaptive Filtering; Maximum Likelihood Principle

## 1 引言

惯性导航/全球导航卫星系统 (INS/GNSS) 组合已成为无人机应用中最常用的导航策略。然而, 其非线性本质以及动态属性严重限制了无人机在复杂任务环境下的应用<sup>[1-2]</sup>。

信息融合是实现组合导航的关键技术<sup>[3-4]</sup>。王文益和陈晨应用线性卡尔曼滤波 (KF), 设计了一种基于卫星/INS 组合导航系统的无人机诱捕方法<sup>[5]</sup>。然而, 由于组合导航系统的非线性本质, KF 已很难适用, 特别是在复杂应用环境中。扩展卡尔曼滤波 (EKF) 和无迹卡尔曼滤波 (UKF) 是常用的非线性滤波器<sup>[5-6]</sup>。然而, 由于系统模型的线性化, EKF 对于强非线性系统的估计精度较差<sup>[6]</sup>, 而 UKF 在无迹变换中权值会出现负值, 导致滤波结果不稳定, 特别是对于高维 (三维以上) 非线性系统, 例如 INS/GNSS 组合导航系统<sup>[7]</sup>。

容积卡尔曼滤波 (CKF) 是一种新兴的非线性高斯滤波策略, 其利用球面径向容积法则逼近贝叶斯后验概率密度函数的数值积分, 使得状态的后验均值和协方差至少具有二阶近似精度<sup>[3-7]</sup>。在初始误差大、可观测性弱的情况下, CKF 比 EKF 具有更好的性能<sup>[6]</sup>。此外, 文献[8]已经证实, 对于高维滤波问题, CKF 相比 UKF 具有更好的稳定性和精度。此外, CKF 的计算负担也小于 UKF, 因为它包含  $2n$  个容积点, 而 UKF 包含  $2n+1$  个 Sigma 点, 从而提高了系统的计算性能<sup>[9]</sup>。因此, 对于系统维数至少为 15 维的 INS/GNSS 系统, CKF 是一个更优的滤波选择。Muhammad 研究了基于 EKF 和 CKF 的 INS/GPS 组合导航滤波算法, 表明了 CKF 相对于 EKF 的优越性, 有效提高了导航滤波器的非线性逼近性能<sup>[10]</sup>。

然而, KF 框架中的高斯滤波器有一个共同的局限性, 即它们的滤波解算严重依赖系统噪声统计参数的精确性<sup>[9, 11-12]</sup>, CKF 也是如此。如果在滤波过程中使用有偏的系统噪声统计, 滤波结果

会导致较大的估计误差, 甚至发散。因此, 系统噪声的统计特性是提高 INS/GNSS 组合导航定位精度的关键。在 INS/GNSS 组合导航系统中, 量测噪声协方差  $R$  与 GNSS 接收机的导航误差有关。借助先进的卫星导航技术, 使用高精度的 GNSS 观测设备或大量冗余的观测数据可以保证  $R$  的精度<sup>[13]</sup>。然而, 由于状态模型的噪声统计量总是与系统动力学具有强耦合的关系, 所以很难获取过程噪声协方差矩阵  $Q$  的精确信息。因此, 研究如何抑制有偏过程噪声方差对 INS/GNSS 组合系统解算精度的影响, 提高系统的自适应能力是十分必要的。

自适应滤波是处理有偏过程噪声统计影响的常用方法<sup>[14-15]</sup>。基于不同的自适应策略, 如协方差匹配技术、Sage-Husa 估计、贝叶斯推断理论等, 学者设计了大量的自适应滤波, 以抑制有偏过程噪声方差对系统滤波解算的影响。协方差匹配技术是一种通过保持新息协方差与其理论值一致, 从而在线估计过程噪声协方差的自适应策略<sup>[11]</sup>。然而, 该方法在估计过程中会产生一定的稳态估计误差, 导致滤波精度改善效果不佳。Sage-Husa 估计器基于最大后验原理获取过程噪声的统计信息<sup>[14]</sup>。然而, 其不能保证收敛到正确的过程噪声协方差, 因此可能导致滤波发散<sup>[11]</sup>。贝叶斯推断理论自适应滤波器是基于时不变动态误差假设建立的, 并且需要大量的计算负荷, 因而不适用于 INS/GNSS 组合导航系统<sup>[16]</sup>。

对于提高 CKF 滤波器自适应能力的研究, Cui 等基于 Sage-Husa 估计器, 建立了一种用于 INS/GNSS 组合导航的迭代 CKF 算法, 通过过程噪声统计估计来抑制过程噪声不确定性对滤波解算的影响<sup>[14]</sup>。然而, 该方法中遗忘因子的选取严重依赖人工经验, 改进性能不佳。通过将极大似然准则与期望最大化方法相结合, Zhou 和 Liu 提出了一种自适应平方根 CKF (ASCKF), 用于在线估计和调整过程噪声协方差矩阵<sup>[15]</sup>。然而, 该

方法的计算量会随着时间的推移而无限增加, 不适用于长时间的无人机导航。更重要的是, 上述自适应方法不能避免过程噪声协方差估计的负定结果, 需要额外的措施来确保过程噪声协方差估计值的半正定性, 这在一定程度上是有效的, 但在滤波精度上是折衷的<sup>[16-17]</sup>。总体而言, 在 INS/GNSS 组合精确导航方面, 如何更好地抑制过程噪声协方差对 CKF 解算的影响还缺乏有效的解决方案。

针对 INS/GNSS 组合系统过程噪声方差 ( $\mathbf{Q}$ ) 具有不确定性, 本文提出了一种具有先验状态协方差反馈控制的自适应 CKF 算法, 以提高无人机 INS/GNSS 组合导航对过程噪声方差的自适应能力。在该算法中, 将系统后验状态和误差协方差信息反馈至滤波过程中, 然后基于最大似然准则, 利用估计窗口内的反馈状态和误差协方差信息, 建立了一种先验状态协方差在线反馈控制策略。提出的方法有效抑制了过程噪声方差不确定性对滤波解的影响, 提高了 CKF 用于无人机 INS/GNSS 组合导航解算时的自适应能力。通过无人机 INS/GNSS 组合导航仿真实验对提出算法的有效性进行了评估, 并与经典 CKF 和 ASCKF 进行了比较分析。

## 2 基于四元数的 INS/GNSS 组合导航非线性数学模型

### 2.1 状态模型

选择 E-N-U (东北天) 地理坐标系 ( $g$  系) 作为无人机导航坐标系 ( $n$  系)。将机体坐标系表示为  $b$  系, 惯性坐标系表示为  $i$  系, 地球坐标系表示为  $e$  系。因此, 系统的状态变量为

$$\mathbf{x}(t) = [\delta q_0 \quad \delta q_1 \quad \delta q_2 \quad \delta q_3 \quad \delta v_E \quad \delta v_N \quad \delta v_U \quad \delta L \quad \delta \lambda \quad \delta h \quad \varepsilon_{bx} \quad \varepsilon_{by} \quad \varepsilon_{bz} \quad \nabla_{bx} \quad \nabla_{by} \quad \nabla_{bz}]^T \quad (1)$$

其中,  $[\delta q_0 \quad \delta q_1 \quad \delta q_2 \quad \delta q_3]^T$  表示加性姿态误差四元数,  $[\delta v_E \quad \delta v_N \quad \delta v_U]^T$  为速度误差,  $[\delta L \quad \delta \lambda \quad \delta h]^T$  为位置误差,  $[\varepsilon_{bx} \quad \varepsilon_{by} \quad \varepsilon_{bz}]^T$  为陀螺仪的常值漂移,  $[\nabla_{bx} \quad \nabla_{by} \quad \nabla_{bz}]^T$  为加速度计的

零偏。

采用四元数来描述姿态误差, 可以将 INS 姿态误差方程写成<sup>[18]</sup>

$$\delta \dot{\mathbf{Q}}_b^n = \begin{bmatrix} \delta \dot{q}_0 \\ \delta \dot{q}_1 \\ \delta \dot{q}_2 \\ \delta \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \Omega_u(\boldsymbol{\omega}_{ib}^b) \delta \mathbf{Q}_b^n - \frac{1}{2} \Omega_d(\boldsymbol{\omega}_{in}^n) \delta \mathbf{Q}_b^n + \frac{1}{2} U(\mathbf{Q}_b^n) \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \frac{1}{2} Y(\mathbf{Q}_b^n) \delta \boldsymbol{\omega}_{in}^n \quad (2)$$

INS 的速度误差方程为

$$\delta \dot{\mathbf{V}}^n = \begin{bmatrix} \delta \dot{v}_E^n \\ \delta \dot{v}_N^n \\ \delta \dot{v}_U^n \end{bmatrix} = \delta \mathbf{C}_b^n \mathbf{f}^b - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \delta \mathbf{V}^n - (2\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \delta \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}^n + \mathbf{C}_b^n \delta \mathbf{f}^b \quad (3)$$

INS 位置误差的传播方程为

$$\delta \dot{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \delta \dot{L} \\ \delta \dot{\lambda} \\ \delta \dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_M + h} & 0 \\ \frac{\sec L}{R_N + h} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_E \\ \delta v_N \\ \delta v_U \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{v_N}{(R_M + h)^2} \\ \frac{v_E \tan L \sec L}{R_N + h} & 0 & -\frac{v_E \sec L}{(R_N + h)^2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta L \\ \delta \lambda \\ \delta h \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, 式(2)~式(4)中参数的含义参见文献[18]。

接下来, 陀螺的输出误差可描述为<sup>[15]</sup>

$$\delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b = \boldsymbol{\varepsilon}_b + \mathbf{w}_g \quad (5)$$

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_b = 0 \quad (6)$$

其中,  $\boldsymbol{\varepsilon}_b$  为陀螺的常值漂移,  $\mathbf{w}_g$  是陀螺的白噪声。

类似地, 加速度计输出误差公式为<sup>[17]</sup>

$$\delta \mathbf{f}^b = \nabla_b + \mathbf{w}_a \quad (7)$$

$$\dot{\nabla}_b = 0 \quad (8)$$

其中,  $\nabla_b$  为加速度计零偏,  $\mathbf{w}_a$  是加速度计的白噪声。

将式(2)~式(4)、式(6)和式(8)组合在一起, 可以得到 INS/GNSS 组合导航系统的状态模型

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \bar{\mathbf{f}}(\mathbf{x}(t)) + \mathbf{w}(t) \quad (9)$$

其中,  $\bar{f}(\cdot)$  为连续形式的非线性系统函数,  $\mathbf{w}(t)$  为系统过程噪声。

## 2.2 量测模型

INS/GNSS 组合导航量测模型可描述如下<sup>[19]</sup>

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{v}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_v \\ \mathbf{v}_p \end{bmatrix}$  为量测噪声矩阵,  $\mathbf{v}_v$  和  $\mathbf{v}_p$  为

GNSS 的速度和位置误差,  $\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_v \\ \mathbf{H}_p \end{bmatrix}$  为系统的量测矩阵,  $\mathbf{H}_v = [\mathbf{0}_{3 \times 4} \quad \text{diag}(1, 1, 1) \quad \mathbf{0}_{3 \times 9}]$ ,  $\mathbf{H}_p = [\mathbf{0}_{3 \times 7} \quad \text{diag}(1, 1, 1) \quad \mathbf{0}_{3 \times 6}]$ , 量测矢量  $\mathbf{z}_k$  表示为 GNSS 和 INS 之间的速度和位置差。

$$\mathbf{z}_k = [v_{EI} - v_{EG} \quad v_{NI} - v_{NG} \quad v_{UI} - v_{UG} \quad \lambda_I - \lambda_G \quad L_I - L_G \quad h_I - h_G]^T \quad (11)$$

其中,  $[v_{EI} \quad v_{NI} \quad v_{UI}]^T$  和  $[\lambda_I \quad L_I \quad h_I]^T$  为 INS 输出的无人机在地理坐标系下的速度和位置,  $[v_{EG} \quad v_{NG} \quad v_{UG}]^T$  和  $[\lambda_G \quad L_G \quad h_G]^T$  为 GNSS 转换的无人机在地理坐标系下的速度和位置。

## 3 具有协方差反馈控制的自适应 CKF 算法

### 3.1 经典 CKF 算法

为了更清楚地说明提出的自适应 CKF 算法的推导过程, 首先简要回顾经典 CKF 算法的计算过程。

采用改进的 Euler 方法<sup>[20]</sup>对式(9)进行离散化, 可以得到一般形式的非线性离散系统模型

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{x}_k \in \mathbf{R}^n$  和  $\mathbf{z}_k \in \mathbf{R}^m$  表示在  $k$  时刻系统的状态向量和量测向量;  $\mathbf{w}_k$  和  $\mathbf{v}_k$  为不相关的零均值高斯白噪声序列, 其方差矩阵为  $E[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T] = \mathbf{Q}$  和  $E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T] = \mathbf{R}$ ;  $f(\cdot)$  为描述状态模型的非线性函数,  $\mathbf{H}_k$  是量测矩阵。

基于容积法则, 经典 CKF 的计算过程总结如下。

**步骤 1:** 预测。应用容积法则近似先验状态

及其误差协方差

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^* \quad (13)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^* \boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^{*T} - \hat{\mathbf{x}}_k^- \hat{\mathbf{x}}_k^{-T} + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (14)$$

其中, 容积点  $\boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^*$  通过前一时刻的状态估计  $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+$  及其误差协方差矩阵  $\hat{\mathbf{P}}_{k-1}^+$  生成

$$\boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^* = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ + \sqrt{\hat{\mathbf{P}}_{k-1}^+} \boldsymbol{\xi}_i, \quad i = 1, 2, \dots, 2n \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^* = f(\boldsymbol{\chi}_{i,k-1}^*), \quad i = 1, 2, \dots, 2n \quad (16)$$

**步骤 2:** 更新。由于量测模型为线性模型, 则更新过程与卡尔曼滤波一致。

$$\hat{\mathbf{z}}_k^- = \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{z_k}^- = \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \quad (18)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_{x_k z_k}^- = \hat{\mathbf{P}}_k^- \mathbf{H}_k^T \quad (19)$$

$$\mathbf{K}_k = \hat{\mathbf{P}}_{x_k z_k}^- (\hat{\mathbf{P}}_{z_k}^-)^{-1} \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k^+ = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_k^-) \quad (21)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_k^+ = \hat{\mathbf{P}}_k^- - \mathbf{K}_k \hat{\mathbf{P}}_{z_k}^- \mathbf{K}_k^T \quad (22)$$

**步骤 3:** 返回步骤 1, 直到处理完所有样本。

由式(14)可以看出, 过程噪声协方差信息  $\mathbf{Q}_{k-1}$  是由先验状态协方差  $\hat{\mathbf{P}}_k^-$  来进行传播的, 其通过式(18)~式(20)来影响滤波增益  $\mathbf{K}_k$ , 从而影响系统状态估计式(21)的结果。因此, 当过程噪声协方差矩阵存在跳变或偏差时, 滤波增益  $\mathbf{K}_k$  将会失去最优性, 从而导致系统状态估计精度变差, 即组合导航误差变大。

### 3.2 先验状态协方差反馈控制

针对上述问题, 本节设计一种具有先验状态协方差反馈控制的自适应 CKF 算法。首先将系统后验状态和误差协方差信息反馈至滤波过程中, 构成 CKF 协方差传播的闭环结构; 然后, 基于极大似然准则, 利用估计窗口内的反馈状态和误差协方差信息, 建立一种先验状态协方差在线反馈控制策略, 从而克服了经典 CKF 的缺陷, 有效抑制过程噪声方差不确定性对滤波解的影响, 提高了滤波器的自适应能力。

定义滤波器的新息向量为

$$\tilde{z}_k^- = z_k - \hat{z}_k^- \quad (23)$$

令  $\tilde{\mathbf{Z}}_k^- = \{\tilde{z}_{k-N+1}^-, \tilde{z}_{k-N+2}^-, \dots, \tilde{z}_k^-\}$  表示窗口  $N$  内的一组历史信息序列。然后, 基于  $\tilde{\mathbf{Z}}_k^-$ , 先验状态协方差的似然函数可表示为

$$L(\hat{\mathbf{P}}_k^-) = p(\tilde{\mathbf{Z}}_k^- | \hat{\mathbf{P}}_k^-) = \prod_{j=k-N+1}^k p(\tilde{z}_j^- | \hat{\mathbf{P}}_k^-) \quad (24)$$

其中,  $p(\tilde{z}_j^- | \hat{\mathbf{P}}_k^-)$  表示已知  $\hat{\mathbf{P}}_k^-$  时, 高斯序列  $\tilde{z}_j^-$  的概率密度函数, 其可以描述为零均值高斯分布

$$p(\tilde{z}_j^- | \hat{\mathbf{P}}_k^-) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m |\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-|}} \exp\left(-\frac{\tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^-}{2}\right) \quad (25)$$

其中,  $m$  为量测向量的维数,  $|\cdot|$  表示矩阵的行列式,  $\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-$  为新息向量的协方差矩阵, 可由式(18)获得。

在一个固定长度的估计窗口中, 对似然函数(25)的对数求取关于  $\hat{\mathbf{P}}_k^-$  的偏导数, 并应用矩阵的导数理论<sup>[21]</sup>, 可以得出

$$\begin{aligned} M_k^{s,t} &= \frac{\partial \ln L(\hat{\mathbf{P}}_k^-)}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \\ &= -\frac{1}{2} \sum_{j=k-N+1}^k \left[ \frac{\partial \ln |\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-|}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} + \frac{\partial (\tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^-)}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \right] \\ &= -\frac{1}{2} \sum_{j=k-N+1}^k \left[ \text{tr} \left\{ (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \frac{\partial \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \right\} \right. \\ &\quad \left. - \text{tr} \left\{ (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \frac{\partial \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \right\} \right] \\ &= -\frac{1}{2} \text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k \left[ ((\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} - (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\partial \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \right] \right\} \quad (26) \end{aligned}$$

其中,  $s$  和  $t$  分别表示矩阵的第  $s$  行和第  $t$  列。

令  $M_k^{s,t} = 0$  可得

$$\text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k \left[ ((\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} - (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1}) \frac{\partial \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \right] \right\} = 0 \quad (27)$$

由式(27)可以看出, 上述极大似然估计问题

已被转化为计算新息协方差关于  $\hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}$  ( $s, t = 1, 2, \dots, n$ ) 的偏导数。

将式(18)代入式(27)得到

$$\text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k \left[ ((\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} - (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1}) \mathbf{H}_j \frac{\partial \hat{\mathbf{P}}_j^-}{\partial \hat{\mathbf{P}}_k^{-s,t}} \mathbf{H}_j^T \right] \right\} = 0 \quad (28)$$

文献[21-22]表明, 当估计窗口内的滤波过程达到稳态时,  $\hat{\mathbf{P}}_k^-$  将趋于收敛, 式(28)中的微分项将趋于 1, 因此可得

$$\text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k [\mathbf{H}_j^T ((\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} - (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1} \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^-)^{-1}) \mathbf{H}_j] \right\} = 0 \quad (29)$$

对式(29)左乘和右乘  $\hat{\mathbf{P}}_j^-$ , 并使用式(19)和式(20)中的关系, 可以得到

$$\text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k [\mathbf{K}_j \hat{\mathbf{P}}_{x_j z_j}^- - \mathbf{K}_j \tilde{z}_j^- \tilde{z}_j^{-T} \mathbf{K}_j^T] \right\} = 0 \quad (30)$$

由式(21)和式(22), 有以下关系

$$\mathbf{K}_j \tilde{z}_j^- = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^- = \Delta \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^+ \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_j \hat{\mathbf{P}}_{x_j z_j}^- &= \mathbf{K}_j \hat{\mathbf{P}}_{x_j z_j}^{-T} = \mathbf{K}_j \hat{\mathbf{P}}_{x_j z_j}^{-T} (\hat{\mathbf{P}}_{z_j}^{-T})^{-1} \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^{-T} \\ &= \mathbf{K}_j \hat{\mathbf{P}}_{z_j}^- \mathbf{K}_j^T \end{aligned} \quad (32)$$

因此, 可以得到

$$\text{tr} \left\{ \sum_{j=k-N+1}^k [\hat{\mathbf{P}}_j^- - \hat{\mathbf{P}}_j^+ - \Delta \hat{\mathbf{x}}_j^+ \Delta \hat{\mathbf{x}}_j^{+T}] \right\} = 0 \quad (33)$$

由于滤波器到达稳态时,  $\hat{\mathbf{P}}_j^-$  会趋于收敛, 因此可以得到如下先验状态协方差矩阵反馈控制策略

$$\hat{\mathbf{P}}_k^* = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k (\Delta \hat{\mathbf{x}}_j^+ \Delta \hat{\mathbf{x}}_j^{+T} + \hat{\mathbf{P}}_j^+) \quad (34)$$

### 3.3 算法实现

根据 3.1 节和 3.2 节的描述, 提出的自适应 CKF 的算法流程如图 1 所示, 其步骤可总结如下。

**步骤 1:** 初始化。设置滤波器的初始状态估计及其误差协方差矩阵。

**步骤 2:** 预测。计算容积点并执行经典 CKF 预测步骤式(13)和式(14)。

**步骤 3: 更新。**执行经典 CKF 更新步骤式(17)~式(22), 获取系统的状态估计及其误差协方差矩阵。

通过式(34)调整先验状态协方差矩阵, 然后, 重新执行经典 CKF 更新步骤式(17)~式(22), 获取系统的状态估计及其误差协方差矩阵。

**步骤 4:** 返回步骤 2, 直到处理完所有样本。

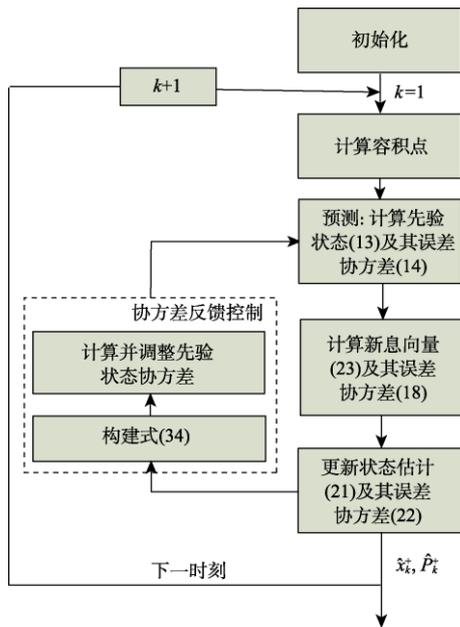


图 1 提出的自适应 CKF 算法流程图

Fig. 1 Flow chart of proposed adaptive CKF

#### 4 仿真验证与分析

将提出的自适应 CKF 算法应用于 INS/GNSS 组合导航系统, 并通过蒙特卡洛仿真评估提出算法的有效性。

仿真验证模拟固定翼无人机飞行, 其主要参数如表 1 所示以及运动模型见文献[23]。根据无人机的基本运动状态, 设计一条包括平飞、匀速、加速、转弯、爬升、下降等运动状态的飞行轨迹, 对无人机的飞行过程进行模拟。假设无人机的初始姿态为  $(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$ , 初始速度为  $(0 \text{ m/s}, 150 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s})$ , 初始位置为东经  $108.997^\circ$ 、北纬  $34.246^\circ$ 、高度  $5000 \text{ m}$ ; 轨迹仿真时间为  $1000 \text{ s}$ , 模拟的飞行轨迹如图 2 所示。

仿真计算中, 模拟过程噪声统计存在不确定性的情形, 以验证提出的自适应 CKF 算法在过程

表 1 无人机主要参数

Table 1 Main parameters of UAV

参数	数值
长度	3 m
翼展	5 m
起飞重量	95 kg
有效载荷	20 kg
航程	100 km

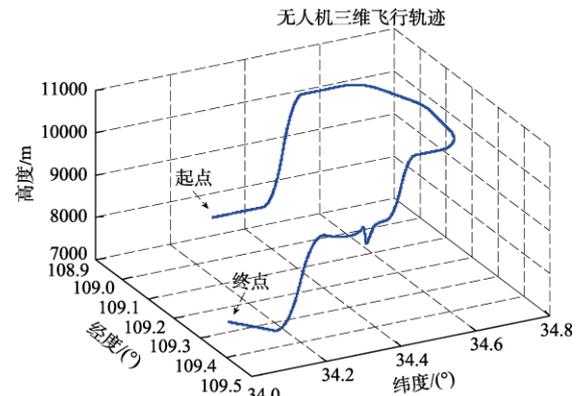


图 2 无人机飞行轨迹

Fig. 2 UAV flight trajectory

噪声统计存在不确定性时的滤波效果。在  $(300 \text{ s}, 700 \text{ s})$  内, 滤波器使用的过程噪声方差突变为  $25 \times Q_{k-1}$ , 即

$$\bar{Q}_{k-1} = \begin{cases} Q_{k-1}, & \text{其他} \\ 25 \times Q_{k-1}, & k \in (300 \text{ s}, 700 \text{ s}) \end{cases} \quad (35)$$

导航系统仿真参数设置如表 2 所示, 滤波周期  $1 \text{ s}$ , 蒙特卡洛次数 20 次。

表 2 仿真参数设置

Table 2 Simulation parameters setting

传感器	参数	取值	
INS	陀螺	常值漂移	$0.1^\circ/\text{h}$
		随机游走系数	$0.01^\circ/\sqrt{\text{h}}$
	加速度计	零偏	$1 \times 10^{-3} \text{ g}$
		随机游走系数	$1 \times 10^{-4} \text{ g} \cdot \sqrt{\text{s}}$
		采样频率	$50 \text{ Hz}$
GNSS 接收机		水平位置误差(RMS)	$3 \text{ m}$
		高度误差(RMS)	$5 \text{ m}$
		速度误差(RMS)	$0.05 \text{ m/s}$
		采样频率	$1 \text{ Hz}$

图 3 和图 4 分别给出了采用经典 CKF、ASCKF 和本文提出的自适应 CKF 算法得到的无人机位置和姿态的均方根误差(RMSE)曲线。分析图 3 和图 4 可以看出:

(1) 在(300 s, 700 s)内, 滤波器中使用的过程噪声方差突变, 即过程噪声统计存在不确定性。经典 CKF 由于自适应能力较差, 因而估计的导航参数误差最大, 明显大于过程噪声统计精确已知的时间段; 而 ASCKF 能够通过噪声统计的在线估计弱化过程噪声统计突变的影响, 并提高经典 CKF 的滤波精度, 其估计误差明显小于经典 CKF; 与上述两种算法相比, 本文提出的自适应 CKF 通过先验状态协方差的自适应反馈控制, 可

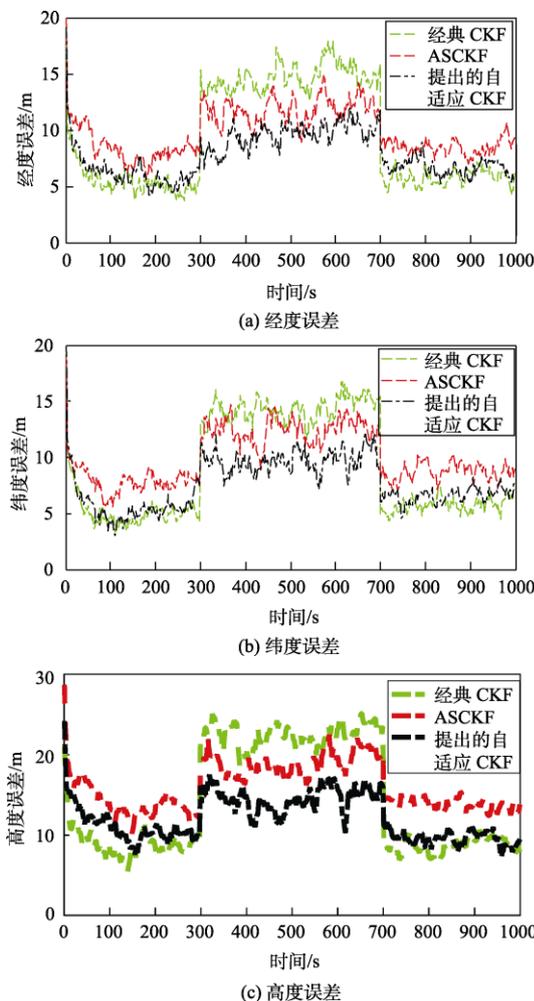


图 3 经典 CKF、ASCKF 和本文提出的自适应 CKF 得到的无人机位置 RMSE 曲线图

Fig. 3 RMSEs of UAV position obtained by classical CKF、ASCKF and proposed adaptive CKF

以获得比 ASCKF 更高的导航精度。这是由于提出的方法有效避免了对过程噪声协方差负定估计结果的额外处理, 保证了先验状态协方差的正定性, 从而提高了无人机导航系统的自适应能力和导航精度。

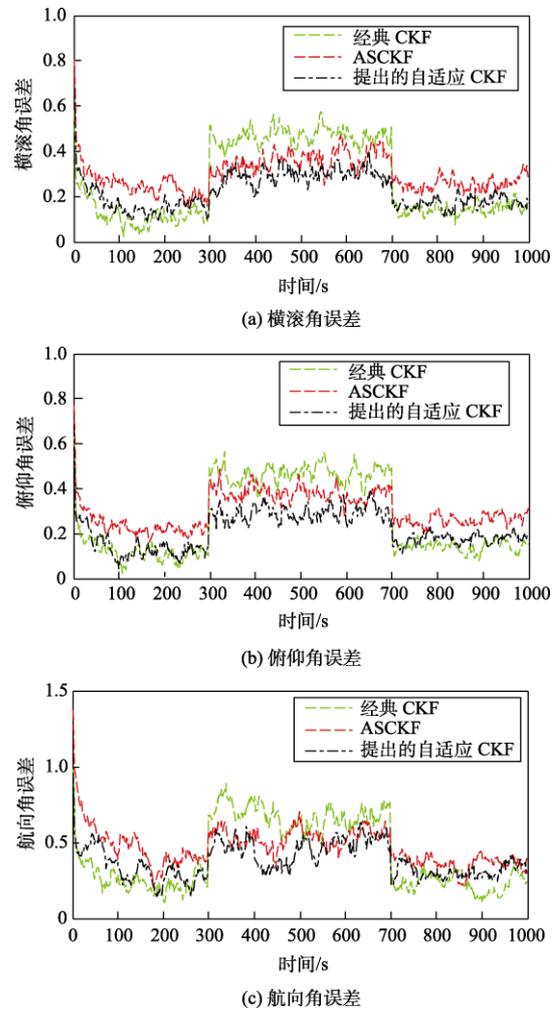


图 4 经典 CKF、ASCKF 和本文提出的自适应 CKF 得到的无人机姿态 RMSE 曲线图

Fig.4 RMSEs of UAV attitude obtained by classical CKF、ASCKF and proposed adaptive CKF

(2) 在(0 s, 300 s)和(700 s, 1000 s)内, 由于过程噪声协方差未出现突变, 即过程噪声统计特性精确已知, 经典 CKF 能够获得最优的估计结果。因而相比于 ASCKF 和提出的自适应 CKF 算法, 经典 CKF 具有最小的估计误差; 而 ASCKF 和本文提出的自适应 CKF 在提高系统自适应能力的同时会牺牲部分过程噪声统计特性精确已知

情形的估计精度,在该情形下具有一定的次优性,其原因是重新修正后的先验协方差矩阵失去了最优性。此外,进一步可以看出本文提出的自适应CKF在最大限度地提高系统自适应能力的同时,能够尽可能小地牺牲过程噪声统计特性精确已知情形的估计精度。因而,提出的自适应CKF在复杂环境下具有相比于ASCKF更优的性能。

图5和图6描绘了经典CKF、ASCKF和提出的自适应CKF算法分别在(300s, 700s)内得到的无人机位置和姿态的RMSE均值的直观比较。图5和图6的统计结果同样表明,本文提出的自适应CKF显著改善了经典CKF的自适应性,从而减小了INS/GNSS组合导航系统的导航误差,提高了无人机导航系统的自适应能力。

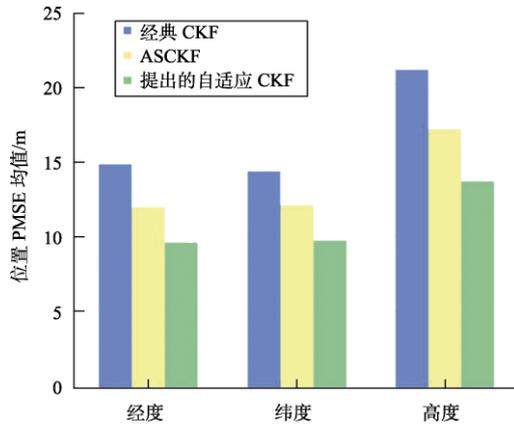


图5 无人机在(300s, 700s)内的位置 RMSE 均值比较  
Fig.5 Comparison of mean RMSE of UAV position in (300s, 700s)

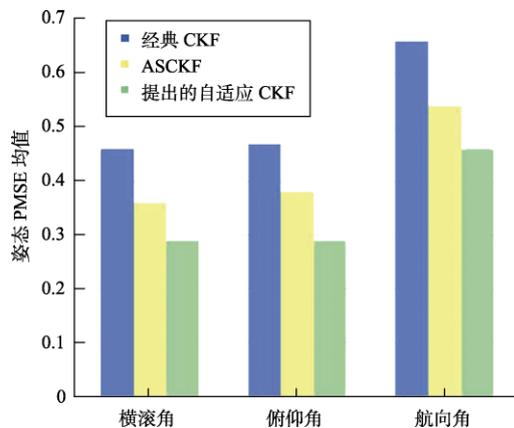


图6 无人机在(300s, 700s)内的姿态 RMSE 均值比较  
Fig.6 Comparison of mean RMSE of UAV attitude in (300s, 700s)

## 5 结论

本文提出了一种具有先验状态协方差反馈控制的自适应CKF算法,以提高无人机INS/GNSS组合导航对过程噪声方差的自适应能力。该算法是一种利用系统后验状态和误差协方差信息,对先验状态协方差进行反馈调整控制的方法,有效地抑制过程噪声方差不确定性对滤波解的影响,并保证了调整过程中先验状态协方差的正定性,从而提高了CKF用于无人机INS/GNSS组合导航解算时的自适应能力。仿真实验结果表明:在过程噪声方差具有不确定性的情况下,提出方法的性能明显优于经典CKF和ASCKF,显著改善了CKF滤波器的自适应性,提高了无人机INS/GNSS组合系统的导航精度。

## 参考文献

- [1] 张旭东, 孙智伟, 吴利荣, 等. 未来有人机/无人机智能协同作战顶层概念思考[J]. 无人系统技术, 2021, 4(2): 62-68.
- [2] Hu G G, Wang W, Zhong Y M, et al. A new direct filtering approach to INS/GNSS integration[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 77: 755-764.
- [3] Gao B B, Hu G G, Zhong Y M, et al. Cubature rule-based distributed optimal fusion with identification and prediction of kinematic model error for integrated UAV navigation[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 109: 106447.
- [4] 丁明杰, 胡桥, 苏文斌, 等. 基于扩展卡尔曼滤波的矢量推进水下机器人姿态解算方法研究[J]. 无人系统技术, 2020, 3(3): 47-55.
- [5] 王文益, 陈晨. 配备GPS/INS组合导航系统的无人机诱捕方法[J]. 兵器装备工程学报, 2020, 41(11): 212-217.
- [6] Chatzi E N, Smyth A W. The unscented Kalman filter and particle filter methods for nonlinear structural system identification with non-collocated heterogeneous sensing[J]. Structural Control and Health Monitoring, 2009, 16(1): 99-123.
- [7] Zhao Y W. Performance evaluation of Cubature Kalman filter in a GPS/IMU tightly-coupled navigation system[J]. Signal Processing, 2016, 119: 67-79.
- [8] 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.
- [9] 张连仲, 王宝宝, 张辉. 基于雷达/红外测量的期望最大化容积卡尔曼滤波[J]. 南京理工大学学报, 2020, 44(5): 624-630.
- [10] Muhammad I. 无人机INS/GPS组合导航算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- [11] Meng Y, Gao S S, Zhong Y M, et al. Covariance matching based

- adaptive unscented Kalman filter for direct filtering in INS/GNSS integration[J]. *Acta Astronautica*, 2016, 120: 171-181.
- [12] Chang L B, Li K L, Hu B Q. Huber's M-estimation -based process uncertainty robust filter for integrated INS/GPS[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015, 15(6): 3367-3374.
- [13] Wang J, Wang J, Zhang D, et al. Kalman filtering through the feedback adaption of prior error covariance[J]. *Signal Processing*, 2018, 152: 47-53.
- [14] Cui B B, Chen X Y, Xu Y, et al. Performance analysis of improved iterated cubature Kalman filter and its application to GNSS/INS[J]. *ISA Transactions*, 2017, 66: 460-468.
- [15] Zhou W D, Liu L. Adaptive cubature Kalman filter based on the expectation-maximization algorithm[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 158198-158206.
- [16] Gao B B, Gao S S, Hu G G, et al. Maximum likelihood principle and moving horizon estimation based adaptive unscented Kalman filter[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2018, 73: 184-196.
- [17] Hu G G, Gao B B, Zhong Y M, et al. Unscented Kalman filter with process noise covariance estimation for vehicular INS/GPS integration system[J]. *Information Fusion*, 2020, 64: 194-204.
- [18] 李涛. 非线性滤波方法在导航系统中的应用研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2003.
- [19] 胡高歌, 刘逸涵, 高社生, 等. 改进的强跟踪 UKF 算法及其在 INS/GPS 组合导航中的应用[J]. *中国惯性技术学报*, 2014, 22(5): 634-639.
- [20] Xiong K, Liu L D, Zhang H Y. Modified unscented Kalman filtering and its application in autonomous satellite navigation[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2009, 13(4-5): 238-246.
- [21] Mohamed A H, Schwarz K P. Adaptive Kalman filtering for INS/GPS[J]. *Journal of Geodesy*, 1999, 73(4): 193-203.
- [22] Abramson P D. Simultaneous estimation of the state and noise statistics in linear dynamical systems [D]. Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 1970.
- [23] 费爱玲, 李柠, 李少远. 固定翼无人机的自抗扰反步控制[J]. *控制理论与应用*, 2016, 33(10): 1296-1302.

#### 作者简介:



李文敏 (1994-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为无人机导航与控制。本文通信作者。



刘明威 (2000-), 男, 本科生, 主要研究方向为无人机导航与控制。



高兵兵 (1990-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为无人机导航与控制。



胡高歌 (1988-), 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为无人机导航与控制。

[引用格式] 房屹光. 无人机编队中的高精度抗干扰相对定位技术研究[J]. 无人系统技术, 2021, 4(5): 80-86.

# 无人机编队中的高精度抗干扰相对定位技术研究

房屹光

(中国电子科技集团公司第二十研究所, 西安 710068)

**摘要:** 节点间高精度相对定位是无人机编队协同作战的关键技术。针对复杂环境下无人机编队面临的节点定位问题, 在全球卫星导航系统发展的基础上, 对高精度相对定位技术进行了深入研究。利用载波相位差分技术实现节点间异步相对定位, 在此基础上, 提出异步载波相位差分/时差载波相位相结合的方法, 解决动相对定位中的基准站移动、通信延迟等问题, 实现节点间高精度动相对定位。针对无人机面临的各种电磁干扰, 利用高精度抗干扰技术提升无人机在复杂电磁环境下的适应性。最后, 利用车载平台搭建试验环境, 通过动态跑车实验进行相对定位精度测试。试验结果表明, 相对定位技术可以实现 0.2 m 的精度定位, 满足编队节点定位需求。

**关键词:** 异步载波相位差分; 动相对定位; 全球卫星导航系统; 高精度; 抗干扰; 时差载波相位; 动态试验

中图分类号: TN961

文献标识码: A

文章编号: 2096-5915(2021)05-80-07

DOI: 10.19942/j.issn.2096-5915.2021.5.050

## Research on High Precision Anti-jamming Relative Positioning Technology in UAV Formation

FANG Yiguang

(The 20th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Xi'an 710068, China)

**Abstract:** The key technology of multiple UAVs fly and perform tasks is the high-precision node relative positioning. Aiming at the node positioning problem faced by UAV formation in complex environment, the high-precision relative positioning technology is deeply studied in this paper. The carrier phase difference technology is used to realize asynchronous relative positioning between nodes. On this basis, a method combining Asynchronous Real Time Kinematic (ARTK) and Time-Differenced Carrier Phase (TDCP) is proposed to solve the problems of reference station movement and communication delay in dynamic relative positioning, and realize high-precision dynamic relative positioning between nodes. Aiming at all kinds of electromagnetic interference faced by UAV, high-precision anti-interference technology is used to improve the adaptability of UAV in complex electromagnetic environment. Finally, the vehicle platform is used to build the test environment, and the relative positioning accuracy is tested through the dynamic sports car experiment. It's showed that the relative positioning technology can achieve 0.2m positioning and meet the requirements of formation node positioning accuracy.

**Key words:** ARTK; Dynamic Relative Positioning; GNSS; High Precision; Anti-Interference; TDCP; Dynamic Experiment

## 1 引言

无人机编队飞行是多架无人机在自主飞行构成编队的过程中,通过对长机和僚机的相对位置、相对速度等参数的设置,完成队形排列变换、任务分配的组织模式。无人机编队在执行飞行任务时不仅能够扩大侦察及搜索的范围,还可以对目标进行全方向、各个角度的攻击等任务,而这些功能完美实现的前提就是无人机编队网络中高精度的节点定位。因此,对无人机编队网络中节点定位的研究具有重要的现实意义。

目前,针对无人机编队飞行定位多采用协同导航和相对定位的方式。多无人机协同导航定位离不开相对导航方式,尤其复杂环境条件下多无人机的编队飞行。由于无人机编队中通常要求无人机的数量较多,因此无人机间的距离较近。无论是在定位精度、抗干扰能力,还是成本方面,相对导航定位的传感器优于绝对导航定位传感器<sup>[1]</sup>。

目前,国内外多位学者针对动态定位的数学模型、模糊度解算等方面进行了较为深入的研究,取得了较为丰富的研究成果。Alam、Muller等研究了基于码的相对差分定位,Chen、D'Amico、Montenbruck等通过模糊度固定、实时动态(Real Time Kinematic, RTK)定位实现厘米级精度;喻国荣应用固定基线长的限制条件获得测站间的相对姿态。张先春<sup>[2]</sup>针对联动目标的高精度相对定位进行了研究。徐冠楠等<sup>[3]</sup>建立了动动差分相对定位模型,同时也提出了准动态和动动实验两种计划。刘万科等<sup>[4]</sup>基于KinPOS软件对BDS/GPS动动对动相对定位性能进行了分析,可以满足高精度相对定位使用需求<sup>[2-8]</sup>。

对于动动对动相对定位,观测环境复杂,卫星数变化频繁,周跳及粗差多,数据质量通常较差,常规的质量控制方法效果并不理想,限制了卫星导航动动对动定位的实际应用。实时高精度动态定位的另一个挑战是延迟问题。当基站通过通信链路将原始卫星导航数据传输到移动站时,数据总

有一些延迟。此外,传输数据的更新率可能与移动站车的数据采样率不一致。对于低动态的应用,如测量和大地测量,延迟较短,采用不同解决方案是可以接受的。但是,对于高速安全关键应用程序,此延迟将导致性能出现不可接受的降级,因此必须重点考虑。

受覆盖范围、通信距离等因素限制,传统同步实时动态(Synchronization Real Time Kinematic, SRTK)定位(指固定基准站)难以满足无人机编队高动态、广范围的应用,需要考虑使用移动基准站(Moving Base)进行移动站(Rover)的相对定位。由于不可避免的延迟问题,必须考虑基准站在延迟期间的移动,提出了一种异步载波相位差分(Asynchronous Real Time Kinematic, ARTK)结合时差载波相位(Time-Differenced Carrier Phase, TDCP)的方法,高精度动动相对定位。为进一步提高复杂电磁环境适应性,采用高精度抗干扰技术提升动动相对定位性能。

## 2 动动相对定位方法

### 2.1 ARTK 原理

RTK采用载波相位观测量实现高精度定位,对于接收机 $u$ ,收到卫星 $j$ 信号的载波相位观测方程为

$$\phi_u^j = \rho_u^j + c[\delta t_u - \delta t^j] + \lambda N_u^j - I_u^j + T_u^j + \varepsilon_u^j \quad (1)$$

其中, $\phi$ 表示载波相位观测量, $\rho$ 表示接收机到卫星的几何距离, $c$ 表示光速, $\delta t_u$ 、 $\delta t^j$ 分别表示接收机、卫星钟差; $\lambda$ 表示波长, $N$ 表示整周模糊度; $I$ 、 $T$ 分别表示电离层、对流层延迟, $\varepsilon$ 表示其他误差(多径、噪声等)。

在实时相对定位中,用户必须通过数据通信链路从基准站接收机发送和接收观测数据。在这个过程中,总会有一些传播延迟。此外,基准站接收机数据的传输速率可能与移动站接收机数据的采样速率不同。用 $t_0$ 和 $t_1$ 分别表示基准站和移动站的观测历元,星间接收机间异步双差算子可表示为

$$\begin{cases} (\cdot)_{BR}^{ij}(t_0, t_1) = (\cdot)_R^j(t_1) - (\cdot)_B^j(t_0) \\ \quad - (\cdot)_R^i(t_1) + (\cdot)_B^i(t_1) \\ (\cdot)_{BR}^{ij}(T_0, T_1) = (\cdot)_R^j(T_1^j) - (\cdot)_B^j(T_0^j) \\ \quad - (\cdot)_R^i(T_1^i) + (\cdot)_B^i(T_0^i) \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $B$ 、 $R$  分别表示基准站和移动站,  $i$ 、 $j$  表示卫星号,  $T_0^i$  表示  $t_0$  时刻收到的卫星  $i$  信号对应的发射时间,  $t_1-t_0$  为龄期。

ARTK 定位的异步双差观测模型可表示为

$$\begin{aligned} \phi_{BR}^{ij}(t_0, t_1) = & \rho_{BR}^{ij}(T_0, T_1) + \lambda N_{BR}^{ij}(t_0, t_1) \\ & - c \delta t_{BR}^{ij}(T_0, T_1) + \varepsilon_{BR}^{ij}(t_0, t_1) \end{aligned} \quad (3)$$

电离层、对流层延迟在基线距离较短时 ( $<10$  km) 基本一致, 在双差模型中可以忽略。上述模型包含基准站与移动站的时间变量, 也可作为同步 RTK 和 TDCP 定位的通用模型。

一般情况下, 首先采用单点定位来获得前提参数, 包括  $T_0$  和  $T_1$ 、卫星位置、视线矢量以及移动基准站的近似绝对位置。

在实时导航中, 异步双差卫星时钟误差可以通过广播星历中的多项式系数来计算。在无周跳时,  $N_{BR}^{ij}(t_0, t_1) = N_{BR}^{ij}(t_0, t_0) = N_{BR}^{ij}(t_1, t_1)$ , 可使用两个接收机的延迟同步观测值, 通过 LAMBDA 方法计算模糊度。因此, 观测到的异步双差观测残差可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_{BR}^{ij}(t_0, t_1) = & \phi_{BR}^{ij}(t_0, t_1) - \rho_{BR}^{ij}(T_0, T_1) - \lambda N_{BR}^{ij}(t_0, t_1) \\ & + c \delta t_{BR}^{ij}(T_0, T_1) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \rho_{BR}^{ij}(T_0, T_1) = & \left| r^j(T_1^j) - r_B(t_0) \right| - \left| r^j(T_0^j) - r_B(t_0) \right| \\ & - \left| r^i(T_1^i) - r_B(t_0) \right| + \left| r^i(T_0^i) - r_B(t_0) \right| \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $\rho_{BR}^{ij}(T_0, T_1)$  可用异步双差伪距近似,  $r^i(\cdot)$ 、 $r^j(\cdot)$  为卫星  $i$ 、 $j$  的位置向量,  $r_B(\cdot)$  为移动基准站的位置向量 (采用单点定位近似得到)。

假设在  $f$  个频率上同时跟踪  $s+1$  颗卫星, 单历元异步双差模型可以通过双差模型线性化处理得到双差观测残差方程矩阵:

$$V = (A \quad B) \begin{pmatrix} X \\ N \end{pmatrix} - L \quad (6)$$

其中,  $V$  为双差观测残差;  $X$  为基线向量;  $N$

为整周模糊度;  $A$  为  $X$  的系数矩阵;  $B$  为  $N$  的系数矩阵;  $L$  为观测量与站星之间几何距离的差值。

两台接收机共视单频卫星数为  $(s+1)f$  个, 相应载波相位双差方程数为  $sf$  个, 需要求解未知量包括基线向量以及  $sf$  个整周模糊度, 需要增加伪距观测双差方程改善法方程病态性, 提高整周模糊度的解算速度与成功率。

## 2.2 ARTK/TDCP 方法

对于静态基准站应用, 由于基准站位置固定且先验已知, ARTK 可以实现精确的相对定位。而对于移动基准站的情况, 如图 1 所示, 移动基准站在  $t_{k-1}$  时刻收集观测数据并将其发送到移动站。移动站接收这些数据, 并使用其在  $t_k$  时的观测值确定基线。异步基线向量  $\vec{b}_a$  是在  $t_{k-1}$  时移动基准站与  $t_k$  时的移动站之间的位置矢量。同步基线向量  $\vec{b}_s$  是在  $t_k$  时移动基准站与  $t_k$  时的移动站之间的位置矢量。 $t_{k-1}$  到  $t_k$  时刻, 移动基准站存在位置增量, 导致同步基线与异步基线不一致。虽然这个问题可以通过增加观测的传输速率来缓解, 但是对于高速移动的无人机等移动基准站而言, 由此产生的误差仍然是不可接受的。另一方面, 随着多星座多频 GNSS 的发展, 难以高速率、可靠地传输原始观测数据。

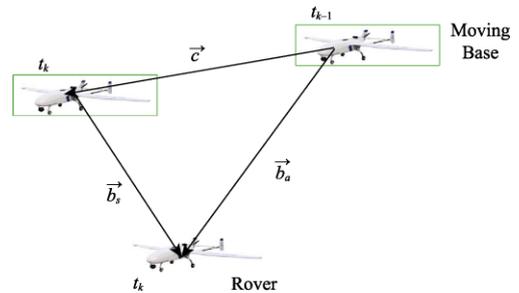


图 1 移动基准站下的相对定位

Fig. 1 Relative positioning on moving base

TDCP 技术适用于以厘米级精度估计延迟期间移动基准站的位置增量, 可以综合利用 ARTK/TDCP 技术, 实现动高精度相对定位。

将基准接收机在前一历元的位置表示为  $B'$ , 并将其在当前历元的位置表示为  $B$ , 异步双差模型可转化为星间历元 TDCP 定位模型

$$\begin{aligned} \phi_{B'B}^{ij}(t_0, t_1) &= \rho_{B'B}^{ij}(T_0, T_1) \\ &\quad - c \delta t_{B'B}^{ij}(T_0, T_1) + \varepsilon_{BR}^{ij}(t_0, t_1) \end{aligned} \quad (7)$$

在上述模型中, 只要无周跳发生, 模糊参数就会被消除, 否则 TDCP 测量将受到破坏, 位置增量的准确性将受到影响。

TDCP 观测值残差表示为

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_{B'B}^{ij}(t_0, t_1) &= \phi_{B'B}^{ij}(t_0, t_1) \\ &\quad - \rho_{B'B}^{ij}(T_0, T_1) - c \delta t_{B'B}^{ij}(T_0, T_1) \end{aligned} \quad (8)$$

经线性化 TDCP 定位模型表示为

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_{B'B}^{ij}(t_0, t_1) &= -(u^i - u^j) \cdot \Delta r_T \\ &\quad + \varepsilon_{B'B}^{ij}(t_0, t_1) \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $u^i$ 、 $u^j$  表示卫星  $i, j$  的单位方向向量,  $\Delta r_T$  表示移动基准站在  $t_0$  到  $t_1$  间的位移增量。利用最小二乘估计可计算  $\Delta r_T$ 。

对于移动基准站, 历元间位置增量  $\Delta r_T$  可使用前一历元和当前历元的载波相位观测值逐历元计算。由于 TDCP 模型中不需要初始化模糊度, 因此可以在当前历元计算  $\Delta r_T$ , 然后立即以高速率传输到移动站。在移动站,  $\Delta r_T$  被接收并存储在缓存中。然后, 通过累加历元  $\Delta r_T$  之间的多个历史记录, 可以获得龄期内移动基准站的位置增量。

ARTK/TDCP 方法的原理如图 2 所示。  $t_i, t_{i+1}, \dots$  是移动基准站传输数据的观测时刻。  $t_i, t_i+dt, t_i+2dt, \dots$  是移动站和移动基准站观测的采样时刻。  $\Delta r_A(t, ndt), n=1, 2, \dots$  是  $t$  时刻移动基准站和  $t+ndt$  时刻移动站之间的异步基线。  $\Delta r_A(t+m dt, dt), m=0, 1, 2, \dots$  是移动基准站从  $t+m dt$  到  $t+(m+1)dt$  的位置增量。  $\Delta r_{A/T}(t+ndt), n=0, 1, 2, \dots$  是 ARTK/TDCP 方法得到的  $t+ndt$  时移动基准站和移动站之间的同步基线。具体计算方法如下:

$$\begin{aligned} \Delta r_{A/T}(t+ndt) &= \Delta r_A(t, ndt) - \Delta r_T(t, ndt) \\ &= \Delta r_A(t, ndt) - \sum_{m=0}^{n-1} \Delta r_T(t+m dt, dt) \end{aligned} \quad (10)$$

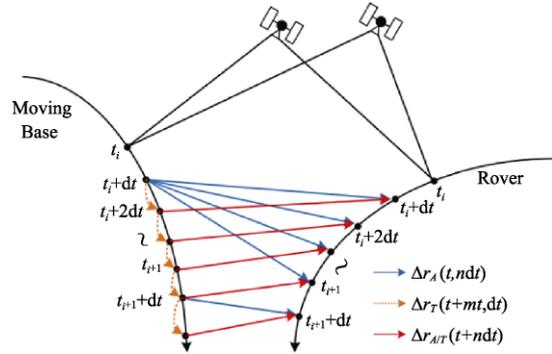


图 2 ARTK/TDCP 方法的原理  
Fig. 2 Principle of ARTK/TDCP

上述计算过程中, 需要在移动站存储多个移动基准站的历史位移增量, 并且可以根据观测数据的最大可能延迟来确定时间窗口长度。从实时实现的角度来看, 移动基准站的历史观测可重复用于 ARTK 定位。因此, 移动基准站的观测数据可以较低的速率传输。只有位置增量需要以更高的速率传输到移动站, 以实现低延迟的精确相对定位。TDCP 定位由 1 个时间标签和 3 个参数的位置增量组成, 其大小不会随着卫星和频率的增加而增加。与原始 GNSS 观测数据相比, 位置增量数据包需要较少的通信信息, 因此可以可靠地发送和接收数据包。

### 2.3 周跳处理

载波相位观测很容易受到周跳问题的影响<sup>[9]</sup>, 尤其是在城市环境中。对于 ARTK 定位, 采用循环滑动检测和修复。可通过 TurboEdit 方法, 采用 M-W 组合和无几何组合进行周跳检测。一旦检测到周跳, 可通过额外的模糊参数方法进行修复。标记为周跳的未知模糊度可以使用 ARTK 模型中剩余的已知模糊度来解决。如果观测冗余度不足以计算基线向量, 则重新初始化解算。

由于 TDCP 模型将两个连续历元的载波相位观测值区分开来, 因此周跳仅影响当前历元的结果。一旦发现周跳, 该卫星的 TDCP 观测将被排除在外。如果剩余的正常观测值不够, 则通过使用存储的历史位置增量进行预测, 获得当前历元的位置增量。如果计算位置存在长时间的数据间隙, 则重新进行初始化解算。

### 3 高精度抗干扰技术

#### 3.1 阵列天线抗干扰原理

阵列天线通过多个阵元信号的合成实现干扰抑制。在复杂的电磁环境下，干扰样式、来源等信息未知，考虑到导航信号强度远低于噪声，可采用功率倒置（Power Inversion, PI）算法，以阵列输出功率最小为最优准则，通过调节各个阵元的加权系数，使最后抗干扰系统输出信号功率最小，实现干扰抑制和信干噪比的提高。具体可表示为

$$\begin{cases} \min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \boldsymbol{\delta} = 1 \end{cases} \quad (11)$$

其中， $\mathbf{R}_x$  表示输入信号协方差矩阵， $\boldsymbol{\delta} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$ 。

求解式(11)可得最优解为

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_x^{-1} \boldsymbol{\delta}}{\boldsymbol{\delta}^H \mathbf{R}_x^{-1} \boldsymbol{\delta}} \quad (12)$$

设卫星信号为  $s(t)$ ，则卫星信号经过阵列天线抗干扰处理后的输出为

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) s(t) \quad (13)$$

其中， $\mathbf{a}(\theta)$  表示卫星信号导向矢量。

#### 3.2 数字多波束抗干扰技术

考虑高精度定位需求，抗干扰需要保证卫星信号载波相位的线性特性<sup>[10-15]</sup>。因此，基于线性约束最小方差（Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV）准则对加权矢量施加线性约束条件，以便有效地控制波束响应，使得从期望方向来的信号能以特定的增益与相位通过。同时，约束波束指向方向卫星信号方向、阵列总加权输出信号功率最小，最优权用优化问题表示为

$$\begin{cases} \min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \end{cases} \quad (14)$$

求解上式可得最优解为：

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (15)$$

结合公式  $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) s(t)$  可知，卫星信号经过抗干扰处理后，信号相位保持不变。对于不同来向卫星信号具有不同导向矢量，采用数字多波束技术，分别对不同卫星进行抗干扰处理。在提高抗干扰能力的同时，保证卫星信号相位的稳定性，实现高精度抗干扰处理，具体原理如图3所示。

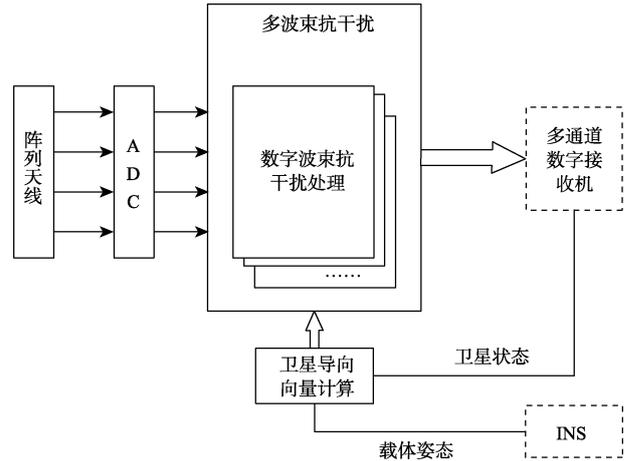


图3 数字多波束抗干扰原理

Fig. 3 Principle of digital multi-beam anti-interference

阵列天线接收到多路卫星信号后，经模数转换（Analog-to-Digital, ADC）转化为数字信号，针对不同卫星信号使用不同导向向量进行数字波束抗干扰处理，最终实现高精度抗干扰处理。其中，导向向量通过载体姿态信息、卫星状态信息计算得到。

#### 3.3 抗干扰仿真

为分析抗干扰对导航信号影响，对上述抗干扰算法进行仿真，场景设置如下。

阵列类型：4 阵元均匀圆阵；信号强度：导航信号-130 dBm，干扰-30 dBm；干扰来向：方位  $60^\circ \sim 360^\circ$ ，俯仰  $10^\circ$ 。

抗干扰前后导航信号频谱如图4所示。

对于不同来向干扰，以功率倒置算法为对比，LCMV 算法抗干扰前后导航信号相位变化如图5所示。

由上述仿真结果可以看出，LCMV 算法经抗干扰处理，可以有效抑制干扰，同时不影响卫星信号相位，可以满足高精度定位需求。

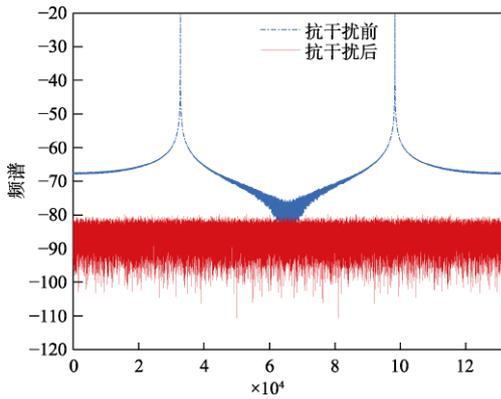


图 4 抗干扰前后导航信号频谱

Fig. 4 Spectrum of navigation signal before and after anti-interference

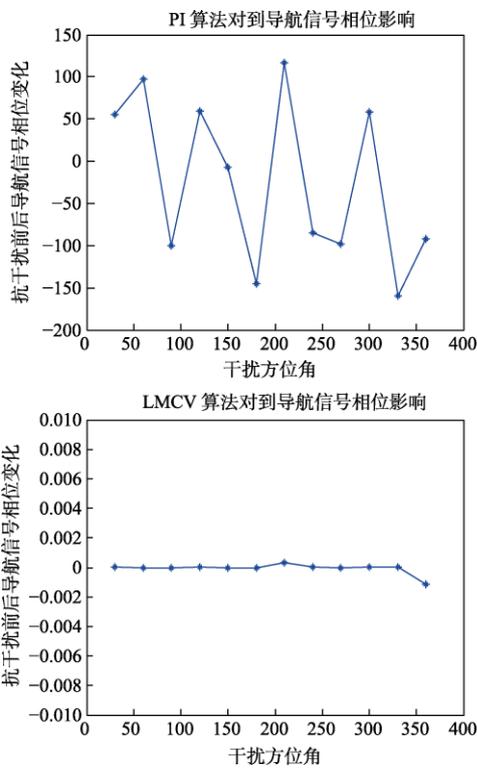


图 5 抗干扰前后导航信号相位变化

Fig. 5 Waveform and phase changes of navigation signal before and after anti-interference

### 4 动动相对定位试验

#### 4.1 试验环境及方法

为验证动动相对定位性能, 设计跑车试验, 场景如图 6 所示。

具体试验步骤如下: (1) 两辆试验车同时进行跑车, 分别搭载移动基准站、移动站 (包括导

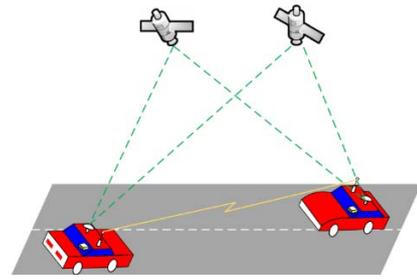


图 6 动动跑车试验

Fig. 6 Dynamic experiment of two cars

航接收机、通信电台、天线等); (2) 架设静态基准站, 用于计算移动基准站、移动站准确位置, 作为精度统计参考; (3) 跑车过程中采集静态基准站、移动基准站、移动站数据, 进行精度统计分析。

#### 4.2 试验结果

分别对同步相对定位 (无通信延迟, 通过事后处理实现)、异步相对定位 (存在通信延迟) 的结果 (包括 BDS、GPS 系统) 进行精度分析。同步相对定位误差及精度统计结果如图 7、表 1 所示。异步相对定位 (龄期 < 1s) 误差及精度统计结果如图 8、表 2 所示。

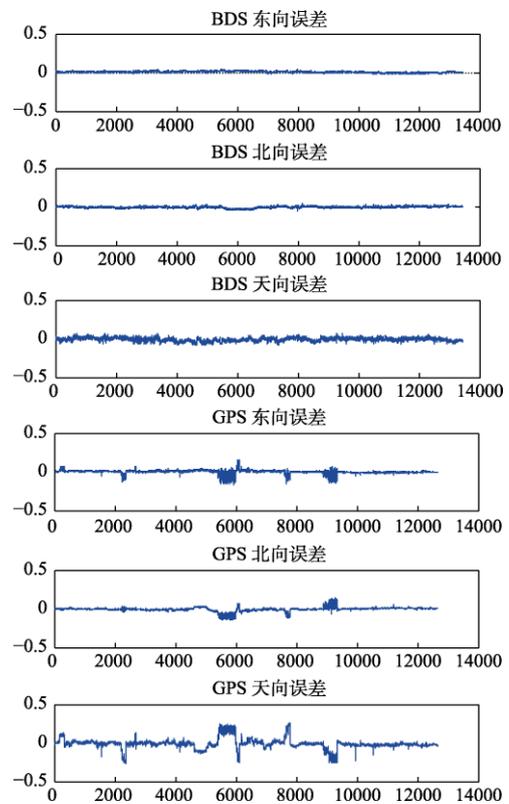


图 7 同步相对定位误差

Fig. 7 Error of synchronous relative positioning

表1 同步相对定位误差及精度统计

Table 1 Error and accuracy statistics of synchronous relative positioning

系统	均值/m	标准差/m	精度 (RMS) /m
BDS	0.026	0.014	0.040
GPS	0.049	0.060	0.110

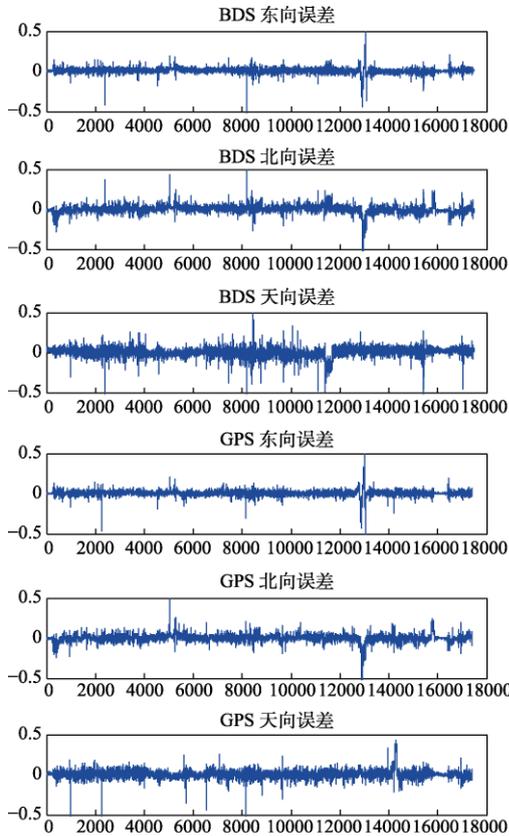


图8 异步相对定位误差

Fig.8 Error of asynchronous relative positioning

表2 异步相对定位误差及精度统计

Table 2 Error and accuracy statistics of asynchronous relative positioning

系统	均值/m	标准差/m	精度 (RMS) /m
BDS	0.052	0.028	0.080
GPS	0.046	0.026	0.072

### 4.3 结果分析

传统静基准 RTK 定位误差一般为 10 cm，而动动相对定位误差还与龄期、动态性有关，对于车载动态（速度 10~30 m/s），1 s 龄期会引起米级误差。采用 ARTK/TDCP 方法，由试验结果可以看出，异步相对定位结果与同步相对定位结果（无通信延迟引起的误差）精度相当，可实现 10 cm 定位精度，满足动态环境下高精度使用需求。

## 5 结论

针对无人机编队等应用中的动动相对定位问题，采用 ARTK/TDCP 集成方法，可实现高速率和高精度相对定位。试验结果表明，车载动态条件下，相对定位精度可达到厘米量级，满足高精度相对定位需要。同时，为了进一步提高该方法的适应性，采用数字多波束抗干扰技术可实现复杂电磁环境下的高精度定位。在实际应用中，可进一步将相对定位与 INS 等结合，提高定位稳定性。

## 参考文献

- [1] 张彤. 无人机编队组网关键技术研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2019.
- [2] 张先春. 联动目标的北斗高精度定位技术研究与应用[D]. 武汉: 武汉大学, 2018.
- [3] 徐冠楠, 汪捷. 基于 BDS/INS 动组组合相对定位技术的试验[J]. 现代导航, 2015(4): 317-321.
- [4] 刘万科, 张小红, 曾琪, 等. 基于 KinPOS 软件的 BDS/GPS 动对动相对定位性能分析[J]. 中国惯性技术学报, 2018, 26(4): 428-435.
- [5] Dong Y, Zhang L, Wang D, et al. Low latency, high rate, high precision relative positioning with moving base in real time[J]. GPS Solutions, 2020, 24(6): 1-13.
- [6] Li H, Gao S, Jia C, et al. Real time precise relative positioning with moving multiple reference receivers[J]. Sensors, 2018, 18(9): 1-17.
- [7] 宋超, 关劲, 李豹. 动态对动态差分相对定位方法建模与测试[J]. 舰船电子工程, 2015(2): 70-73.
- [8] 刘立龙. 动态对动态 GPS 高精度定位理论及其应用研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2005.
- [9] 刘超. GPS 高精度准实时动态定位算法研究及其程序实现[D]. 西安: 长安大学, 2013.
- [10] 刘冰. GNSS 天线相位中心及其抗干扰技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
- [11] 方贝贝. 卫星导航调零天线相位中心校正方法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2019.
- [12] 李立勋. 高精度导航接收机天线技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2016.
- [13] Anantharamu P B, Borio D, Lachapelle G. Self-contained GNSS-based antenna array calibration[C]. 2011 International technical meeting of the institute of navigation. ION, 2011.
- [14] 谢世杰, 奚有根. RTK 的特点与误差分析[J]. 测绘工程, 2002, 11(2): 34-37.
- [15] 居后鸿, 曾庆化, 岳亚洲, 等. 两种卫星导航抗干扰算法对载波相位测量精度影响分析[J]. 全球定位系统, 2015, 40(1): 13-16.

作者简介:



房屹光 (1966-), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为卫星导航、航空电子、空中交通管理。