



北航学报

赠阅

ISSN 1001-5965

CODEN BHHDE8

北京航空航天大学 学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS



2017-01

Vol.43 No.01

目 次

- 乳液冷冻干燥法制备壳聚糖/聚乳酸复合材料 黄天辉, 郭晓霖 (1)
- 高精度位置跟踪自适应增益调度滑模控制算法 杨艺, 秦世引 (7)
- 基于 TheoH 方差的陀螺随机误差系数动态提取 朱战辉, 汪立新, 陈伟峰, 薛亮 (18)
- 一种改进的定频数字滞环电流控制策略 邵云滨, 付永领, 郭建文, 杨荣荣 (26)
- 非稳态及多约束下多层级系统器材配置优化方法 蔡芝明, 全家善, 陈砚桥 (36)
- 基于索膜有限元模型的翼伞气动变形仿真 汪龙芳, 贺卫亮 (47)
- 非线性量测下自适应噪声协方差 PHD 滤波 袁常顺, 王俊, 向洪, 魏少明, 张耀天 (53)
- 差动活塞式燃气自增压系统参数设计方法 方忠坚, 刘浏, 梁国柱 (61)
- 车载冷发射系统多刚体动力学快速仿真研究 闫攀运, 梁国柱, 吕永志, 齐志会, 王玺 (71)
- 基于压缩感知的近距离电磁辐射源定位方法 谷晓鹏, 谢树果, 郝旭春 (79)
- 翼型湍流尾缘噪声半经验预测公式改进 柏宝红, 李晓东 (86)
- 基于力的电动静液作动器阻抗控制 周国哲, 付永领, 齐海涛, 杨荣荣, 范殿梁 (93)
- 被试品辐射发射试验点位对测试结果影响 吕冬翔, 苏东林 (100)
- 直流式喷嘴开口率声学抑制能力影响 安红辉, 聂万胜 (107)
- 弹道中段多目标微多普勒分离方法 王义哲, 冯存前, 李靖卿, 孟凡杰 (113)
- 基于 GPS 和里程计的快速行进间粗对准方法 塔高明, 宋来亮, 冉龙俊 (121)
- 开缝圆柱缝隙倾斜角对脱落涡的影响 刘志荣, 邹赫, 刘锦生, 鲍锋, 朱睿 (128)
- 多轴车辆动力传动系统建模与仿真 白锦洋, 吴学雷, 高峰, 李洪彪, 岳会军 (136)
- 基于 Work-Conserving 的 CICQ 结构中单组播分组调度算法
..... 梁佳诚, 熊庆旭, 闫付龙, 萧翰, 张元昊 (144)
- 基于随机与区间分析的状态方程不确定性比较 邱净博, 任章, 李清东, 董希旺 (151)
- 磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承的设计 赵航, 缪存孝, 张立元, 韩天, 任元, 樊亚洪 (159)
- 基于顺序二元决策图的动态故障树分析 李佩昌, 袁宏杰, 兰杰, 程明 (167)
- 基于标定及补偿提高串联机器人定位精度方法 范明争, 韩先国 (176)
- 飞翼布局飞机阵风减缓主动控制风洞试验 杨俊斌, 吴志刚, 戴玉婷, 马成骥, 杨超 (184)
- 基于北斗卫星反射信号的海面溢油探测方法及试验 吴军, 张波, 洪学宝, 杨东凯, 汉牟田 (193)
- 基于小波的反作用轮力矩测量系统校准 林夏, 白涛, 武国强, 熊淑杰, 林宝军 (200)

期刊基本参数: CN11-2625/V * 1956 * m * A4 * 206 * zh * P * ¥ 50.00 * 900 * 26 * 2017-01

CONTENTS

Chitosan/polylactic acid composites prepared by emulsion freeze-drying technique
..... HUANG Tianhui, GUO Xiaolin (1)

Sliding mode control algorithm with high-precision position tracking based on adaptive gain schedule
..... YANG Yi, QIN Shiyin (7)

Dynamic extraction of stochastic error coefficients for gyro based on TheoH variance
..... ZHU Zhanhui, WANG Lixin, CHEN Weifeng, XUE Liang (18)

An improved constant-frequency digital hysteresis current control strategy
..... SHAO Yunbin, FU Yongling, GUO Jianwen, YANG Rongrong (26)

Optimization method of multi-echelon system equipment configuration under unsteady state and multi-constraint
..... CAI Zhiming, JIN Jiashan, CHEN Yanqiao (36)

Parafoil aerodynamic deformation simulation based on cable-membrane finite element model
..... WANG Longfang, HE Weiliang (47)

Adaptive noise covariance PHD filter under nonlinear measurement
..... YUAN Changshun, WANG Jun, XIANG Hong, WEI Shaoming, ZHANG Yaotian (53)

Parameter design method on a differential piston warm gas self-pressurization system
..... FANG Zhongjian, LIU Lie, LIANG Guozhu (61)

Fast simulation on rigid multibody dynamics for vehicular cold launch systems
..... YAN Panyun, LIANG Guozhu, LYU Yongzhi, QI Zhihui, WANG Xi (71)

Location method of near distance electromagnetic radiation source based on compressive sensing
..... GU Xiaopeng, XIE Shuguo, HAO Xuchun (79)

Improvement of airfoil turbulent trailing-edge noise semi-empirical prediction formulation
..... BAI Baohong, LI Xiaodong (86)

Force based impedance control of electro-hydrostatic actuator
..... ZHOU Guozhe, FU Yongling, QI Haitao, YANG Rongrong, FAN Dianliang (93)

Influence of EUT radiated emission testing location on test results
..... LYU Dongxiang, SU Donglin (100)

Influence of opening ratio on acoustic damping of orifice injector
..... AN Honghui, NIE Wansheng (107)

Micro-Doppler resolution of multi-ballistic targets in midcourse
..... WANG Yizhe, FENG Cunqian, LI Jingqing, MENG Fanjie (113)

Rapid coarse alignment for marching vehicle based on GPS and odometer
..... TA Gaoming, SONG Lailiang, RAN Longjun (121)

Effect of angle of slit on shedding vortex of slotted circular cylinder
..... LIU Zhirong, ZOU He, LIU Jinsheng, BAO Feng, ZHU Rui (128)

Modeling and simulation of multi-axle vehicle powertrain system
..... BAI Jinyang, WU Xuelei, GAO Feng, LI Hongbiao, YUE Huijun (136)

Packet scheduling algorithm for mixed unicast and multicast traffic in CICQ switches based on Work-Conserving
..... LIANG Jiacheng, XIONG Qingxu, YAN Fulong, XIAO Han, ZHANG Yuanhao (144)

Comparison of uncertainty in state equation based on probabilistic approach and interval analysis method
..... QIU Jingbo, REN Zhang, LI Qingdong, DONG Xiwang (151)

Maglev electromagnetic radial spherical magnetic bearing design
..... ZHAO Hang, MIAO Cunxiao, ZHANG Liyuan, HAN Tian, REN Yuan, FAN Yahong (159)

Dynamic fault tree analysis using sequential binary decision diagrams
..... LI Peichang, YUAN Hongjie, LAN Jie, CHENG Ming (167)

Precision improvement method for serial robot localization based on a new calibration and compensation strategy
..... FAN Mingzheng, HAN Xianguo (176)

Wind tunnel test of gust alleviation active control for flying wing configuration aircraft
..... YANG Junbin, WU Zhigang, DAI Yuting, MA Chengji, YANG Chao (184)

Sea surface oil spill detection method using BeiDou satellite reflected signal and its experiment
..... WU Jun, ZHANG Bo, HONG Xuebao, YANG Dongkai, HAN Mutian (193)

Calibration of reaction wheel torque measuring system based on wavelet methods
..... LIN Xia, BAI Tao, WU Guoqiang, XIONG Shujie, LIN Baojun (200)

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0051

乳液冷冻干燥法制备壳聚糖/聚乳酸复合材料

黄天辉^{1,2,*}, 郭晓霖²

(1. 广西中烟工业有限责任公司技术中心, 南宁 530001; 2. 北京航空航天大学 生物与医学工程学院, 北京 100083)

摘 要: 亲水性细胞外基质聚糖和疏水性脂肪族聚酯材料之间的复合是生物材料研究面临的巨大挑战。本研究以亲水性壳聚糖(CS)的醋酸溶液为水相,疏水性聚乳酸(PLA)的CHCl₃溶液为油相,Tween80为表面活性剂,采用乳液冷冻干燥法制备了CS/PLA复合材料。FTIR分析发现,复合材料中CS和PLA组分间存在强烈的氢键相互作用。SEM观察表明,控制PLA的体积分数不高于50%,则复合材料的孔隙结构相互贯通,CS和PLA分布均匀。CS/PLA复合材料的孔隙率介于85%~90%,并且随PLA用量的增加,孔隙率略有下降。当PLA用量体积分数由25%增加到75%时,复合材料的力学性能介于CS和PLA的力学性能之间,其压缩强度由0.20 MPa增加到0.33 MPa,压缩模量由2.84 MPa增加到4.83 MPa。这种CS/PLA两亲复合体系为新型生物材料的设计和构建提供了新方法。

关键词: 壳聚糖(CS); 聚乳酸(PLA); 乳液; 冷冻干燥; 复合材料

中图分类号: R318.08; TB332

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0001-06



生物材料是组织工程和组织再生修复的重要组成部分,也是影响组织构建最关键的因素之一^[1-2]。为了获得更好的生物材料,人们提出各种材料的设计策略,其中之一便是按照生物模拟或仿生的方法,利用体内可降解代谢的生物活性物质来改性高分子材料^[3-5]。近年来,以壳聚糖(CS)、透明质酸为代表的亲水性细胞外基质聚糖^[6]和以聚乳酸(PLA)、聚羟基乙酸为代表的疏水性脂肪族聚酯^[7],由于其优越的生物学性能,从而受到各国学者的青睐,尤其是二者组成的复合材料^[8],由于其良好的物理化学性质和两亲表面特性,因而在药物投递系统、诊断生物传感器以及组织工程等领域具有广阔的应用前景^[9-10]。

目前,亲水性聚糖和疏水性聚酯复合材料的制备方法主要有如下2种:

1) 物理共混。脂肪族聚酯通常是油溶性高

分子,溶于一些有机溶剂^[11],而细胞外基质聚糖是高度亲水性的,不溶于有机溶剂,只溶于少数的稀酸溶液中^[12]。到目前为止,还没有发现能同时溶解这2类材料的溶剂。因此,物理共混通常是将亲水性聚糖或者疏水性聚酯溶解在溶剂中后,向其中加入另一相材料的固体粉末,充分搅拌混合均匀,然后冷冻干燥就可以得到二者的复合材料^[13]。这种方法的优点是制备工艺简单,材料理化性能调控方便。但是,物理共混法存在的潜在问题是混合不均匀,存在相分离^[14]。

2) 化学共聚。通常是采用溶液聚合的方法将疏水性聚酯的单体或中间体与亲水性聚糖进行直接缩聚或接枝共聚^[15]。另外,随着对生物材料表面修饰的深入研究,聚酯表面接枝聚糖也取得了重要进展^[16]。但是,采用化学方法直接将聚酯和聚糖进行共聚比较困难,其原因包括:第一,细

收稿日期: 2016-01-15; 录用日期: 2016-04-15; 网络出版时间: 2016-04-19 17:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160419.1756.002.html

基金项目: 国家科技支撑计划(2012BAI18B01)

* 通讯作者: E-mail: 18677191775@163.com

引用格式: 黄天辉, 郭晓霖. 乳液冷冻干燥法制备壳聚糖/聚乳酸复合材料[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 1-6.

HUANG T H, GUO X L. Chitosan/poly(lactic acid) composites prepared by emulsion freeze-drying technique[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 1-6 (in Chinese).

胞外基质聚糖的热稳定性较差,一般在开始熔化之前就会发生分解^[17],这就使得采用传统的熔融聚合工艺将其与脂肪族聚酯共聚变得相当困难;第二,如前所述,由于聚糖和聚酯的亲/疏水性相差太大,并且没有能同时溶解这2类材料的溶剂,这就使得采用溶液聚合的工艺将二者进行共聚常常由于非均相反应而宣告失败^[18]。

事实上,从制备液体制剂的角度来看,亲水性细胞外基质聚糖与疏水性脂肪族聚酯的相容性问题其实就是如何将互不相容的2种液体相混合的问题,完全可以参照非均相液体制剂的原理来实现。按照液体制剂制备的原理,2种互不相容的液体,在表面活性剂的作用下,其中一相液体会以微液滴的状态分散于另一相中,形成稳定均一的非均相液体分散体系。因此,本文拟以天然细胞外基质聚糖——CS和合成降解性脂肪族聚酯——PLA为原料,采用乳液冷冻干燥法来制备聚糖/聚酯复合物。该方法通过向CS和PLA的混合溶液中加入表面活性剂来降低2种溶液之间的界面张力,这样可以有效避免物理共混法存在的混合不均匀和相分离等问题,从而得到稳定均一的CS/PLA两亲复合材料。

1 实验部分

1.1 主要原料

PLA购自山东省医疗器械研究所,重均分子量 $M_w = 3.0 \times 10^5$,使用前采用氯仿-甲醇共沉淀体系纯化。CS购自美国Sigma-Aldrich公司,黏度200~800 cP,脱乙酰度75%~85%,使用前精制2次:溶于稀醋酸,然后在稀氨水中沉淀。表面活性剂Tween80和本文所用的其他试剂均为分析纯,购买后直接使用。

1.2 CS/PLA复合材料的制备

采用乳液冷冻干燥法制备CS/PLA复合材料。首先,称取一定量的CS溶于2%(体积分数)的稀醋酸水溶液中,配成浓度为20 g/L的溶液。按照3 mL/L的浓度向上述溶液中加入表面活性剂Tween80。称取一定量的PLA溶于 CHCl_3 中,配成浓度为40 g/L的溶液。在搅拌的状态下,将不同体积分数的PLA溶液(25%、50%和75%)滴加到CS溶液中,室温下充分搅拌混合均匀。将混合物转移到匀浆机中,于10000 r/min高速乳化3 min,然后倒入聚四氟乙烯模具中,迅速置于液氮环境中降温、成型,冷冻干燥除去 CHCl_3 。将得到的复合材料用过量乙醇反复浸洗,以除去其中的表面活性剂Tween80。最后,将产物再行冷

冻干燥,即得CS/PLA复合材料(当PLA的体积分数为25%、50%和75%时,分别命名为CS/PLA-1、CS/PLA-2和CS/PLA-3)。对照组,纯CS和PLA材料,分别利用浓度为20 g/L的CS溶液和40 g/L的PLA溶液采用传统的热致相分离法制备而成。

1.3 产物表征

1.3.1 FTIR分析

CS、PLA以及CS/PLA复合材料(PLA的体积分数为50%)的傅里叶变换红外光谱(FTIR)使用衰减全反射红外光谱仪(ATR-FTIR, Nicolet 560, America)来测定。光谱仪的分辨率为 4 cm^{-1} ,测试范围为 $4000 \sim 400 \text{ cm}^{-1}$ 。

1.3.2 形貌观察

CS、PLA以及CS/PLA复合材料的微观形貌采用德国LEO公司生产的Gemini 1530型扫描电子显微镜(SEM)来观察。实验中待观察的样品在液氮环境下掰开,利用导电胶将材料粘贴在样品台上,喷金后观察其内部形貌。

1.3.3 孔隙率和孔径分布测定

CS、PLA以及CS/PLA复合材料的孔隙率和孔径分布通过美国Quantachrome公司生产的AutoScan 33型压汞仪进行测定。其中水银的接触角为 130° ,表面张力为 $0.485 \text{ N} \cdot \text{m}^{-1}$ 。因为材料在汞中不溶解或不发生反应,且汞容易渗透入材料内部而不引起膨胀或收缩,所以使用汞作为置换液体。孔隙率和孔径分布的结果直接给出。

1.3.4 力学性能测试

CS、PLA以及CS/PLA复合材料的压缩强度使用德国Zwick公司生产的Zwick Z005型电子万能试验机测试,10 kN载荷。依据ASTM D5024-95a^[19],样品高15 mm,直径8.6 mm,高径比约为1.7,下压速度为0.5 mm/min,压30%的高度值即停止。切除样品的顶部和底部以确保端面平整和合适的高径比。压缩模量由应力-应变曲线的线性部分计算得到。

2 结果与讨论

2.1 CS/PLA复合材料的制备与FTIR表征

乳液冷冻干燥法制备CS/PLA复合材料是按照水包油(O/W)型乳化体系制备的原理,利用表面活性剂Tween80的乳化作用和匀浆机的高速搅拌,将油相的PLA溶液均匀分散在水相的CS溶液中。然后将该O/W型乳状液迅速置于液氮环境中,使溶剂凝固,溶质析出。进而在负压条件下冷冻干燥,使凝固的溶剂升华并去除,从而得到CS和PLA均匀分布的复合材料。实验中发现,

在没有表面活性剂存在的情况下,由于醋酸水溶液和 CHCl_3 的不混溶性,CS 和 PLA 的混合溶液很快出现明显的相分离。与此相对照,在 Tween80 存在的情况下,匀浆机分散后混合乳液呈乳白色,室温下静置 30 min 该乳状液不会出现明显的相分离,这说明表面活性剂的加入明显提高了 CS 和 PLA 溶液的可混合性。

FTIR 是考察聚合物分子内和分子间相互作用的常用手段,图 1 所示为 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料(PLA 的体积分数为 50%)的 FTIR 谱图, T 为透光率, k 为波数。其中,CS 有 5 个特征峰: $3\ 412\ \text{cm}^{-1}$ 处 OH 和 NH 的伸缩振动峰、 $2\ 875\ \text{cm}^{-1}$ 处 CH 的伸缩振动峰、 $1\ 655$ 和 $1\ 597\ \text{cm}^{-1}$ 处的酰胺 I 和酰胺 II 的弯曲振动峰以及 $1\ 070\ \text{cm}^{-1}$ 处 C—O—C 的伸缩振动峰。PLA 的主要红外吸收特征在于: 754 和 $872\ \text{cm}^{-1}$ 处 CH 的弯曲振动峰、 $1\ 045 \sim 1\ 211\ \text{cm}^{-1}$ 之间 C—O 的伸缩振动峰、 $1\ 456\ \text{cm}^{-1}$ 处 CH_3 的弯曲振动峰、 $1\ 759\ \text{cm}^{-1}$ 处酯键 C=O 的伸缩振动峰、 $2\ 945\ \text{cm}^{-1}$ 处 CH 的伸缩振动峰以及 $2\ 997\ \text{cm}^{-1}$ 处 CH_3 的伸缩振动峰。与这二者相比较,CS/PLA 复合材料的 FTIR 谱图发生了 2 个明显变化:一是 $1\ 759\ \text{cm}^{-1}$ 处 PLA 酯键的强振动峰显著减弱,但峰形变宽,峰位不变;二是 CS 的 OH 和 NH 伸缩振动峰的峰形变窄,强度减弱,且向高波移动。这些变化表明 CS 和 PLA 分子之间发生了相互作用。Wan 等^[18]在对 PLA/CS 混合膜的研究中也得到了类似结果,他们认为这主要是由于 CS 中的氨基和羟基与 PLA 中的羧基之间形成了较强的分子内和分子间氢键引起的。 $1\ 000\ \text{cm}^{-1}$ 以下为指纹区,CS/PLA 复合材料的 FTIR 谱图中 871 、 755 、 $694\ \text{cm}^{-1}$ 处出现的尖峰分别为 CS 糖环吸收峰、PLA 中 CH 的弯曲振动峰和 CS 苯环中 CH 的弯曲振动峰。

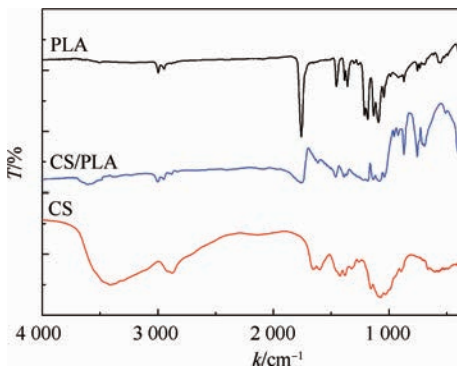
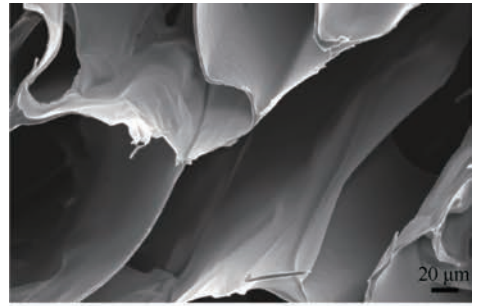


图 1 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的 FTIR 谱图

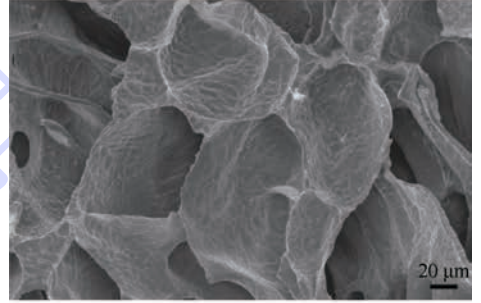
Fig.1 FTIR spectra of CS, PLA and CS/PLA composites

2.2 SEM 观察

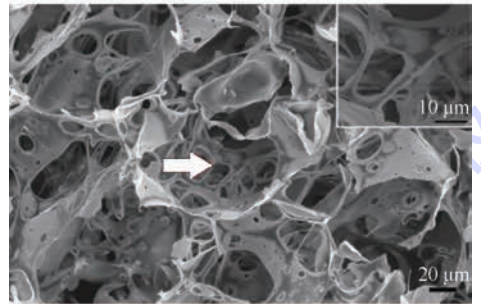
图 2 所示为 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料



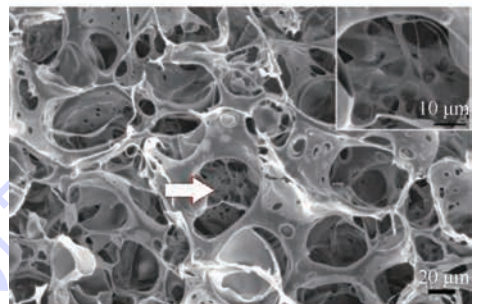
(a) CS



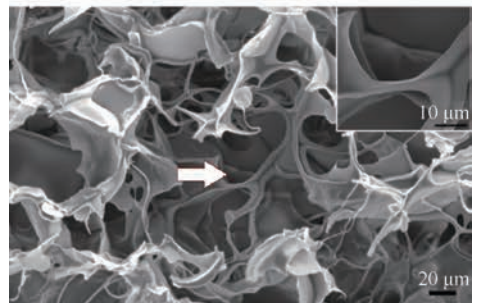
(b) PLA



(c) CS/PLA-1



(d) CS/PLA-2



(e) CS/PLA-3

图 2 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的 SEM 照片

Fig.2 SEM photographs of CS, PLA and CS/PLA composites

的 SEM 照片。其中,由于 CS 溶液的浓度较小(质量分数为 2%),所以纯 CS 材料含有大量孔径大于 200 μm 的大孔(见图 2(a))。纯 PLA 材料显示为由冷冻干燥法制备的聚合物泡沫的典型特征^[20],孔结构由直径 100 ~ 300 μm 的规则球形大孔组成(见图 2(b))。PLA 用量对 CS/PLA 复合材料微结构的影响通过调节其用量来进行考察,实验中保持 CS 的量恒定。当 PLA 用量体积分数为 25% 和 50% 时(见图 2(c) 和图 2(d)),复合材料形成了大量的球形微区域。考虑到实验中 CS 和 PLA 的体积比总大于 1,得到的是 O/W 型乳化体系。因此,在每个球形微区域中,CS 组分(水相)存在于外层,而 PLA 组分(油相)存在于内层,这一现象在图 2(c) 和图 2(d) 右上角所示的局部放大图中显示的更清楚,孔隙结构相互贯通,表明 2 种组分分布均匀。并且,与 CS/PLA-1 相比,CS/PLA-2 中球形微区的平均直径更小,这说明 CS 和 PLA 在后者中分布更均匀。然而,当 PLA 用量体积分数为 75% 时,复合材料的微结构发生了明显变化(见图 2(e)),球形微区域消失,不再出现内外层孔隙相贯穿的结构,表明 2 种组分发生了一定程度的相分离,这主要是由于 PLA 过量引起的。因为对这一组复合材料来说,尽管 CS 和 PLA 的体积比仍大于 1(4:3),但是考虑到它们的浓度分别为 20 和 40 g/L,所以二者的质量比已小于 1(2:3)。因此,要获得具有均匀分布的 CS/PLA 复合材料,需要控制 PLA 的用量不高于 50%。图中 2(c) ~ 图 2(e) 右上角为图中箭头所示区域的放大图。

2.3 孔隙率与力学性能

表 1 所示为 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的孔隙率测定结果。纯 CS 和 PLA 的孔隙率分别是 96.8% 和 83.1%。随着二者的乳化混合,所有 CS/PLA 复合材料的孔隙率介于 85% ~ 90% 之间,并且随 PLA 用量的增加,孔隙率略有下降。当 PLA 的体积分数为 50% 时,复合材料的孔径 r 的分布情况见图 3, V 为单位质量材料的孔隙体积。结果发现,CS/PLA-2 的孔径主要分布在 20 ~ 200 μm 。类似的结果同样出现在另外 2 组复合材料中。

CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的力学性能通过压缩实验来表征,其压缩强度和压缩模量由应力-应变曲线计算得到。图 4 所示为 PLA 用量对 CS/PLA 复合材料力学性能的影响。从图中可以看出,CS 的力学性能较差,其压缩强度和压缩模量分别仅为 0.15 和 1.63 MPa。而 PLA 材料的压缩强度和压缩模量分别为 0.40 和 5.16 MPa。

因此,当 PLA 用量体积分数由 25% 增加到 75% 时,复合材料的压缩强度和压缩模量也逐渐增大,前者由 0.20 MPa 升高到 0.33 MPa,后者由 2.84 MPa 升高到 4.83 MPa,这说明 PLA 的加入能提高复合材料的力学性能。

总之,本文主要是采用乳液冷冻干燥法成功制备了 CS 基亲水性细胞外基质聚糖和 PLA 基疏水性脂肪族聚酯组成的复合材料。利用这种方法能将天然聚糖材料优越的亲水性和生物学特性与合成聚酯材料良好的可加工性和力学特性整合起来,同时能有效避免二者混合过程中存在的分布不均匀和相分离等问题,从而有望使该复合

表 1 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的孔隙率

Table 1 Porosity of CS, PLA and CS/PLA composites

样品	孔隙率/%
CS	96.8 ± 0.8
CS/PLA-1	89.8 ± 1.8
CS/PLA-2	88.5 ± 2.1
CS/PLA-3	87.1 ± 1.5
PLA	83.1 ± 1.2

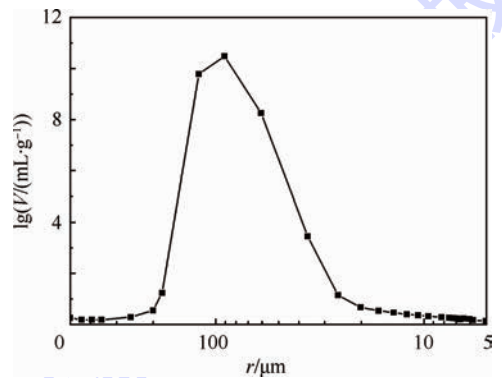


图 3 CS/PLA 复合材料的孔径分布

Fig. 3 Pore size distribution of CS/PLA composites

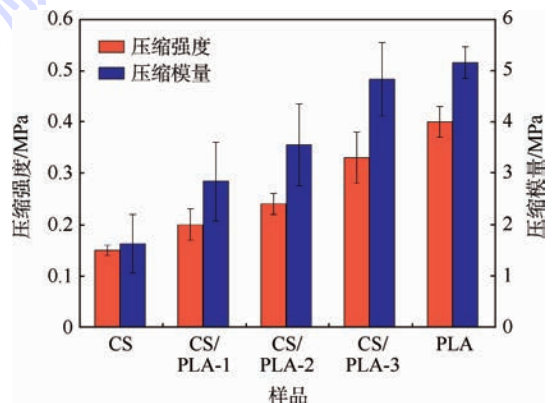


图 4 CS、PLA 以及 CS/PLA 复合材料的压缩强度和压缩模量

Fig. 4 Compressive strength and compressive modulus of CS, PLA and CS/PLA composites

材料在生物材料领域获得广泛应用。

除了 2 种成分的比例,溶液浓度、冷冻干燥条件也是影响 CS/PLA 复合材料形貌、孔隙率、力学性能的重要因素,在接下来的工作中,笔者将就这些方面进行更加深入的研究。

3 结 论

1) 证明了采用过程温和的乳液冷冻干燥法能成功制备出稳定均一的 CS/PLA 复合材料。采用的实验方案是:以 CS 的醋酸溶液为水相,PLA 的 CHCl_3 溶液为油相,在表面活性剂 Tween80 的作用下,制备水包油型乳状液;进而将该乳状液冷冻干燥,并洗涤去除 Tween80,从而得到 CS/PLA 复合材料。

2) FTIR 分析表明,复合材料中 CS 和 PLA 组分之间存在强烈的氢键相互作用。并且,复合材料的微结构、孔隙率和孔径分布以及力学性能主要受 CS 和 PLA 用量的影响。控制 PLA 的体积分数不高于 50%,则复合材料不会出现明显的相分离。

3) 提出的乳液冷冻干燥法具有通用性,也适用于其他亲水性聚糖和疏水性聚酯材料之间的复合,从而极大丰富了现有生物材料的种类。并且,利用该方法制备得到的复合材料由于具有优越的物理化学和生物学性能以及两亲表面特性,因而在药物投递和组织工程等领域具有广阔的应用前景。

参考文献 (References)

[1] PLACE E S, EVANS N D, STEVENS M M. Complexity in biomaterials for tissue engineering [J]. *Nature Materials*, 2009, 8: 457-470.

[2] WILLIAMS D F. On the nature of biomaterials [J]. *Biomaterials*, 2009, 30: 5897-5909.

[3] HUEBSCH N, MOONEY D J. Inspiration and application in the evolution of biomaterials [J]. *Nature*, 2009, 462 (7272): 426-432.

[4] MUNCH E, LAUNEY M E, ALSEM D H, et al. Tough, bio-inspired hybrid materials [J]. *Science*, 2008, 322 (5907): 1516-1520.

[5] NIU X F, LUO Y F, LI Y G, et al. Design of bioinspired polymeric materials based on poly(D, L-lactic acid) modifications towards improving its cytocompatibility [J]. *Journal of Biomedical Materials Research Part A*, 2008, 84A(4) : 908-916.

[6] BODDOHI S, KIPPER M J. Engineering nanoassemblies of polysaccharides [J]. *Advanced Materials*, 2010, 22 (28): 2998-3016.

[7] GUPTA B, REVAGADE N, HILBORN J. Poly(lactic acid) fiber: An overview [J]. *Progress in Polymer Science*, 2007, 32

(4): 455-482.

[8] BHATTARAI N, LI Z S, GUNN J, et al. Natural-synthetic polyblend nanofibers for biomedical applications [J]. *Advanced Materials*, 2009, 21 (27): 2792-2797.

[9] AMIDI M, HENNINK W E. Chitosan-based formulations of drugs, imaging agents and biotherapeutics preface [J]. *Advanced Drug Delivery Reviews*, 2010, 62(1) : 1-118.

[10] STUART M A C, HUCK W T S, GENZER J, et al. Emerging applications of stimuli-responsive polymer materials [J]. *Nature Materials*, 2010, 9(2) : 101-113.

[11] NIU X F, FENG Q L, WANG M B, et al. In vitro degradation and release behavior of porous poly(lactic acid) scaffolds containing chitosan microspheres as a carrier for BMP-2-derived synthetic peptide [J]. *Polymer Degradation and Stability*, 2009, 94(2) : 176-182.

[12] NIU X F, FENG Q L, WANG M B, et al. Preparation and characterization of chitosan microspheres for controlled release of synthetic oligopeptide derived from BMP-2 [J]. *Journal of Microencapsulation*, 2009, 26(4) : 297-305.

[13] 牛旭峰,冯庆玲,王明波,等. 微囊化壳聚糖/纳米羟基磷灰石/胶原/聚乳酸复合材料 [J]. *复合材料学报*, 2009, 26(2) : 143-148.

NIU X F, FENG Q L, WANG M B, et al. Chitosan microspheres/nano-hydroxyapatite/collagen/poly(lactide) composite [J]. *Acta Materialia Composita Sinica*, 2009, 26(2) : 143-148 (in Chinese).

[14] WAN Y, FANG Y, WU H, et al. Porous polylactide/chitosan scaffolds for tissue engineering [J]. *Journal of Biomedical Materials Research Part A*, 2007, 80A(4) : 776-789.

[15] RASAL R M, JANORKAR A V, HIRT D E. Poly(lactic acid) modifications [J]. *Progress in Polymer Science*, 2010, 35(3) : 338-356.

[16] DING Z, CHEN J N, GAO S Y, et al. Immobilization of chitosan onto poly-L-lactic acid film surface by plasma graft polymerization to control the morphology of fibroblast and liver cells [J]. *Biomaterials*, 2004, 25(6) : 1059-1067.

[17] LIM S M, SONG D K, OH S H, et al. In vitro and in vivo degradation behavior of acetylated chitosan porous beads [J]. *Journal of Biomaterials Science-Polymer Edition*, 2008, 19(4) : 453-466.

[18] WAN Y, WU H, YU A X, et al. Biodegradable polylactide/chitosan blend membranes [J]. *Biomacromolecules*, 2006, 7(4) : 1362-1372.

[19] NIU X F, FENG Q L, WANG M B, et al. Porous nano-HA/collagen/ PLLA scaffold containing chitosan microspheres for controlled delivery of synthetic peptide derived from BMP-2 [J]. *Journal of Controlled Release*, 2009, 134(2) : 111-117.

[20] HONG Z, REIS R L, MANO J F. Preparation and in vitro characterization of scaffolds of poly(L-lactic acid) containing bioactive glass ceramic nanoparticles [J]. *Acta Biomaterialia*, 2008, 4(5) : 1297-1306.

作者简介:

黄天辉 男,博士,副教授。主要研究方向:新材料。

Chitosan/poly(lactic acid) composites prepared by emulsion freeze-drying technique

HUANG Tianhui^{1,2,*}, GUO Xiaolin²

(1. Technical Center of China Tobacco Guangxi Industrial Co., LTD, Nanning 530001, China;

2. School of Biological Science and Medical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The combination between hydrophilic extracellular matrix polysaccharides and hydrophobic aliphatic polyesters is a challenge in the biomaterial field. Here we investigated the formation of chitosan/poly(lactic acid) (CS/PLA) composites using a novel emulsion freeze-drying technique, in which CS solution, CH₃ in PLA solution and Tween80 were used as water phase, oil phase, and surfactant, respectively. FTIR revealed that there are strong hydrogen bond interactions between CS and PLA. The composites showed well interconnected pore structure and homogenous distribution of CS and PLA as the PLA volume fraction was not higher than 50% by SEM observation. The porosity of the CS/PLA composites was in the range of 85%–90% and showed slight decrease with increasing PLA dose. When the PLA contents increased from volume fraction of 25% to 75%, the compressive strength of the composites increased from 0.20 MPa to 0.33 MPa, while the compressive modulus increased from 2.84 MPa to 4.83 MPa. The successful CS/PLA amphiphilic composites offer a novel strategy for biomaterial design and configuration.

Keywords: chitosan (CS); poly(lactic acid) (PLA); emulsion; freeze-drying; composite

Received: 2016-01-15; **Accepted:** 2016-04-15; **Published online:** 2016-04-19 17:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160419.1756.002.html

Foundation item: National Science & Technology Pillar Program of China (2012BAI18B01)

* **Corresponding author.** E-mail: 18677191775@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0037

高精度位置跟踪自适应增益调度滑模控制算法

杨艺^{1,2}, 秦世引^{1,*}

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083; 2. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 焦作 454000)

摘 要: 影响位置跟踪精度最重要的因素之一是系统不可避免地存在内外不确定性。由于具备很强的鲁棒性,滑模控制能有效消除系统不确定性的影响,然而也会带来抖振这一顽疾。因此,有效削弱滑模控制系统的抖振是提升系统跟踪精度的关键。为此,本文提出一种误差主导的自适应增益调度算法,该算法利用等效原理准确判断系统滑动模态是否建立,并以此来调度切换函数增益值的增减;同时,为克服因利用低通滤波器获取切换函数等效输出而引起的时间延迟,在增益调度中采用误差主导的增益变化率,确保了增益调度的实时性。理论和仿真实验证明,在滑动模态建立前,该增益调度策略能加快滑模变量的收敛速度;而在滑动模态建立后,该增益调度策略能使增益值在有限时间内趋近于系统不确定的绝对值,降低了系统抖振幅值,从而获取更高的跟踪精度。直流力矩电机伺服系统位置跟踪对比实验结果表明,该增益调度方案有效,能使系统获得更高的跟踪精度。

关 键 词: 系统不确定性; 滑模控制; 自适应增益调度; 跟踪误差; 高精度位置跟踪

中图分类号: V556.5; TP273+.2

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0007-11



高精度伺服控制广泛应用于光电跟踪、射电望远镜控制、雷达伺服、空间光通信等位置跟踪精度要求较高的领域。随着跟踪目标运动方式的不断更新和应用环境的不断扩展,对伺服系统的跟踪精度和抗扰能力提出了更高的要求。然而,跟踪任务的多元化发展必然引起伺服系统所载设备不断增多,从而使得系统体积和质量越来越大,这将导致摩擦、风、热形变等外部干扰对伺服系统跟踪精度的影响愈加严重。此外,设备的增多必然引起系统结构、频率响应等发生变化,使得系统建模和参数辨识更加困难,最终导致高阶未建模、参数摄动等内部不确定性对跟踪精度的影响更加突出。因此,如何克服系统内外扰动,确保伺服系统位置跟踪精度,是伺服控制研究的重点和难点之一。

为改善伺服系统的跟踪性能,提高系统的跟踪精度,在工程实践中,常常通过优化系统结构、改进驱动方式、提高检测元件精度等手段来升级系统硬件设施;并通过完善系统模型、加强参数辨识来提升系统建模准确性。在此基础上,为进一步克服内外扰动的影响,科研人员提出了各种控制策略和算法来提高伺服系统的跟踪精度。除了在实际工程中占主导地位的PID及其改进算法^[1-4]外,已有的控制策略和算法主要包括内模控制^[5-8]、自抗扰控制^[9-12]、 H_∞ 控制^[13-14]、自适应控制^[15-17]、扰动观测器补偿^[18-21]、滑模控制^[22-24]等。

由于滑模控制特殊的调节机制,使其不仅对参数摄动等内部不确定性具有“完全自适应性”^[25],而且对外部干扰也具有很强的鲁棒

收稿日期: 2016-01-11; 录用日期: 2016-06-24; 网络出版时间: 2016-09-06 14:26

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160906.1426.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61273350, U1435220)

* 通讯作者: E-mail: qsy@buaa.edu.cn

引用格式: 杨艺, 秦世引. 高精度位置跟踪自适应增益调度滑模控制算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 7-17.

YANG Y, QIN S Y. Sliding mode control algorithm with high-precision position tracking based on adaptive gain schedule [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 7-17 (in Chinese).

性^[26]。因此,滑模控制适用于包含内外扰动的伺服系统。但是,滑模控制也有其自身缺点——抖振。当系统状态变量到达滑模面后,滑模控制器通过不连续函数的高速切换,强制状态轨迹沿着滑模面收敛于平衡点,从而获取很强的鲁棒性,这种高速切换在执行器上表现为一种高频振动。因此,采用滑模控制策略来实现伺服系统高精度跟踪的关键是如何有效削弱抖振的影响。为此,国内外科研人员开展了广泛而深入的研究,并取得了丰硕的成果,特别是高阶滑模^[27-29]和自适应增益滑模的提出为削弱抖振开辟了2条不同的道路。

高阶滑模的核心思想是将不连续函数隐藏于滑模变量的高阶导数中,这使得滑模变量的动态调节机制能产生一个连续且尽可能光滑的输出,以抑制抖振的产生,从而获得更高的控制精度。但大部分高阶滑模算法需要计算滑模变量的高阶导数,计算量较大。目前,有2种不需要计算滑模变量的高阶导数的算法较为流行,即 Super-Twisting 算法^[28, 30]和 Sub-Optimal 算法^[31]。值得注意的是,根据高阶滑模的定义^[32],趋近律^[33-34]也是一种二阶滑模算法。以等效原理设计滑模控制器,趋近律同样不需要计算滑模变量的高阶导数。

自适应增益滑模则源于解决一对矛盾:一般情况下,滑模控制器鲁棒性的强弱和滑模变量收敛的快慢都取决于切换函数增益值的大小。为了能有效消除不确定性的影响,并获得更快的响应速度,切换函数的增益值通常应设定较大。然而,滑模控制引起的抖振的幅度与切换函数的增益成正比^[35]。从抑制抖振的角度出发,则要求切换函数的增益值越小越好。这就形成了系统响应速度和消抖对增益值要求的矛盾。而消除这对矛盾的关键就是明确系统不确定性的上界,并使切换函数的增益略大于该值。由此,国内外学者研究设计了多种切换函数的自适应增益调度算法,从而形成了一系列自适应增益滑模。

自适应增益调度的核心是寻找一种合适的决定增益值增减的判断标准,并以此建立动态调节机制。综合近年来国内外研究成果,自适应增益调度的判断标准可以概括为3类:基于跟踪误差的判断标准^[36-37]、基于滑模变量的判断标准^[38-46]和基于等效原理的判断标准^[35]。其中,前2类标准均有2种调度方式:①增益值直接跟随判断标准发生改变;②首先设定合适的阈值和变化率,当判断标准大于该阈值时,增益值以设定的变化率增加,反之减少。基于等效原理的自适应增益调度是通过判断系统滑动模态是否建立来确定增益

值的增减。3类自适应增益调度策略各有所长,其中基于跟踪误差的自适应增益调度实时性最好,基于滑模变量的自适应增益调度往往无需估计系统不确定性的上界,而基于等效原理的自适应增益调度准确性高且物理意义明确。

综上所述,本文结合跟踪误差判断标准的快速性和等效原理判断标准的准确性,提出一种新的自适应增益调度策略,并将其应用于趋近律高阶滑模算法,构成降低系统抖振的双效机制,从而实现系统的高精度位置跟踪。

1 滑模控制的跟踪精度比较分析

1.1 不确定干扰对位置跟踪精度的危害和挑战

考虑如下所示的非线性不确定系统:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(t, \mathbf{x}) + \mathbf{g}(t, \mathbf{x})u(t, \mathbf{x}) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 为系统状态向量; $u(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}$ 为系统控制输入; $\mathbf{f}(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 和 $\mathbf{g}(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 均包含不确定性。

假定设计系统的滑模变量为 $\sigma(\mathbf{x})$, $\sigma(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}$, 则有

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = \nabla^T \sigma(\mathbf{x}) \dot{\mathbf{x}} = \nabla^T \sigma(\mathbf{x}) \mathbf{f}(t, \mathbf{x}) + \nabla^T \sigma(\mathbf{x}) \mathbf{g}(t, \mathbf{x}) u(t, \mathbf{x}) \quad (2)$$

式中: $\nabla^T \sigma(\mathbf{x})$ 表示 $\sigma(\mathbf{x})$ 梯度的转置。

令 $\nabla^T \sigma(\mathbf{x}) \mathbf{f}(t, \mathbf{x}) = \varphi = \varphi_0 + \varphi_\Delta$, $\nabla^T \sigma(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{g}(t, \mathbf{x}) = \psi = \psi_0 + \psi_\Delta$, φ_0 和 ψ_0 表示确定项, φ_Δ 和 ψ_Δ 表示有界不确定项,则式(2)可转换为

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = \varphi_0 + \psi_0 u(t, \mathbf{x}) + \varphi_\Delta + \psi_\Delta u(t, \mathbf{x}) \quad (3)$$

高阶滑模控制的目的是设计一种控制律,强制 $\sigma(\mathbf{x})$ 和 $\dot{\sigma}(\mathbf{x})$ 在有限时间内趋于零。若设计控制律为

$$u(t, \mathbf{x}) = \psi_0^{-1}(-\varphi_0 + v) \quad (4)$$

式中: v 为待设计项。

同时令不确定相关项 $\varphi_\Delta + \psi_\Delta u(t, \mathbf{x}) = \Phi(t, \mathbf{x})$, 且满足 $|\Phi(t, \mathbf{x})| < \Phi_{\max}$, $\Phi_{\max} > 0$, 则有

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = v + \Phi(t, \mathbf{x}) \quad (5)$$

分析式(5)可知,如果系统不存在不确定性,即 $\Phi(t, \mathbf{x}) = 0$, v 仅需设计为简单的线性形式即可使得 $\dot{\sigma}(\mathbf{x})$ 快速收敛,如 $v = -k\sigma(\mathbf{x})$, $k > 0$ 。此时,系统不会出现高频抖振,容易获得较高的跟踪精度。但系统不确定性几乎不可避免。根据滑模控制原理,在设计 v 时引入一个高频切换项,如 $v = -k_1 \text{sgn}(\sigma)$, $k_1 > 0$, 从而获得很强的鲁棒性,则式(5)可表示为

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = -k_1 \text{sgn}(\sigma) + \Phi(t, \mathbf{x}) \quad (6)$$

若式(6)的滑动模态能建立,则必须满足到达

条件 $\sigma(\mathbf{x})\dot{\sigma}(\mathbf{x}) < 0$, 即式(7)所示的条件必须满足:

$$k_1 > |\Phi(t, \mathbf{x})| \quad (7)$$

然而在一般情况下,系统的不确定性难以直接测量。因此, k_1 的值往往被设计得过大。根据等效控制原理^[25-26],当系统理想滑动模态建立起来后,满足:

$$\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = -k_1 \text{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) + \Phi(t, \mathbf{x}) = 0 \quad (8)$$

式中: $\text{sgn}_{\text{eq}}(\sigma)$ 为 $\text{sgn}(\sigma)$ 的等效值。

如果 k_1 的值选择合理,则系统的抖振幅值取决于扰动的大小;如果 k_1 的值选取过大,则抖振幅值会被人为增加,从而使得执行机构振振幅值增加,最终导致系统的跟踪误差增大。

综上所述,当系统存在扰动时,为使系统稳定而引入的切换函数可以确保系统具有很强的鲁棒性。然而,不合理的切换函数增益会增加系统抖振,从而影响跟踪精度。因此,提高系统滑模控制跟踪精度的关键问题就是寻找合理的切换函数增益。根据滑模控制原理,在系统相轨迹趋向滑模面的阶段,为加快系统收敛速度, k_1 的值需要设置得较大;而在滑动模态建立后,为提高系统跟踪精度, k_1 的值应尽量接近于 $|\Phi(t, \mathbf{x}(t))|$ 。这就要求对 k_1 构建一个合理的动态调节机制,即自适应增益调度策略。

1.2 3类应对不确定性干扰的自适应增益调度策略性能分析

综合近年来的研究成果,根据不同的判断标准, k_1 的自适应增益调度大致可分为基于跟踪误差、基于滑模变量和基于等效原理3类。为便于比较分析各自性能,本文将这3类自适应调度方法统一表示为相似的结构。

1) 基于跟踪误差的自适应增益调度

$$\dot{k}_1(t) = \begin{cases} \lambda \text{sgn}(|e| - \varepsilon) & k_1 \geq \mu \\ \mu & k_1 < \mu \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\lambda > 0$ 为增益变化率; e 为跟踪误差; $\varepsilon > 0$ 为阈值常数; $\mu > 0$ 为增益最小值。

此类增益调度方式能直接反应系统的输出状态,增益调度的实时性较好,更适用于输出无超调的系统。但是在跟踪误差振荡收敛过程中,容易使增益值过早地衰减而降低系统的鲁棒性,从而影响系统跟踪精度。

2) 基于滑模变量的自适应增益调度

$$\dot{k}_1(t) = \begin{cases} \lambda \text{sgn}(|\sigma| - \varepsilon) & k_1 \geq \mu \\ \mu & k_1 < \mu \end{cases} \quad (10)$$

一般情况下,滑模变量是跟踪误差及其代数

的组合,如线性组合形式的线性滑模、积分组合形式的积分滑模、指数组合形式的终端滑模等。虽然跟踪误差的非线性信息的引入略微降低了增益调度的实时性,但避免了增益值过早衰减的情况。因此,此类调度使得切换函数的增益值能较好地跟随系统扰动。但是, ε 值在一定程度上可以看作是系统滑动模态建立与否的分界线,如何选取该值,即如何通过简单的数值比较来判断系统滑动模态是否建立较为困难。

3) 基于等效原理的自适应增益调度

$$\begin{cases} \dot{k}_1(t) = \begin{cases} \lambda k_1(t) \text{sgn}(|\eta| - \varepsilon) & k_1 \geq \mu \\ \mu & k_1 < \mu \end{cases} \\ \eta = \text{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) \\ \text{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) = \text{LPF}[\text{sgn}(\sigma)] \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\text{LPF}[\cdot]$ 为低通滤波器输出; $0 < \varepsilon < 1$ 。

此类增益调度的判断依据是切换函数的等效输出,即切换函数经过低通滤波器后的输出。当系统滑动模态尚未建立时,等效输出的幅值为1。而滑动模态建立后,等效输出小于1^[26]。据此,可通过设定一个小于1的阈值来准确调度切换函数的增减。这类判断标准意义明确,调度可靠,能使切换函数有效跟随系统不确定性。但由于低通滤波器的引入,会进一步延缓自适应调度的实时性。特别当滤波常数较大时,影响尤为明显。此外,由于该调度方法采用二次幂速率改变切换函数增益值,变化速度过快,因此需要设定增益值上界。另一方面,为确保控制的鲁棒性,根据式(7)可知,一般情况下增益值应大于系统不确定性的上界。但在工程实际中,系统不确定性的上界是无法有效直接测量或估算的。因此,如何选取式(11)中合适的上界值较为困难。

综合上述3类自适应增益调度策略性能分析可知,一个优良的调度策略应该具备:能有效跟踪系统不确定性、实时性好、意义明确调节简单、无需估算系统不确定性上界等的品质。为此,本文结合误差信息的快速性和等效原理的准确性,构建一种误差为主导的自适应增益调度策略以降低系统抖振,从而提高系统的位置跟踪精度。

2 面向高精度跟踪的误差主导的自适应增益调度及性能分析

2.1 自适应增益调度模型

采用滑模控制策略可以有效地消除伺服系统内外扰动的影响,提升系统的跟踪性能。为进一

步降低由滑模控制所带来的系统抖振,加快系统收敛速度,提高系统的跟踪精度,本文提出一种误差主导的切换函数自适应增益调度,如式(12)所示。该增益调度策略有机结合了跟踪误差信息的快速性和等效原理判断的准确性,为高精度滑模控制提供了有效的保障。

$$\begin{cases} \dot{k}_1(t) = \begin{cases} \lambda(|e(t)| + \alpha) \operatorname{sgn}(|\eta| - \varepsilon) & k_1 \geq \mu \\ \mu & k_1 < \mu \end{cases} \\ \eta = \operatorname{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) \\ \operatorname{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) = \operatorname{LPF}[\operatorname{sgn}(\sigma)] \end{cases} \quad (12)$$

式中: $k_1 > 0$ 为切换函数的增益值; $\lambda > 0$; $0 < \varepsilon < 1$; $\mu > 0$; $\alpha > 0$; $\operatorname{LPF}[\cdot]$ 为低通滤波器的输出,低通滤波器的传递函数为 $G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$, $\tau > 0$ 为滤波常数。

当系统滑动模态已经建立,切换函数的等效输出 $|\eta| < 1$,否则 $|\eta| = 1$ 。系统通过选取合适的阈值 ε 和滤波常数 τ 来判断系统滑动模态是否建立,从而确定增益值的增减性,物理意义明确。此外,增益的变化率由位置跟踪误差主导,构建了一种时变的增益变化率,能有效提高增益调度的实时性。由式(12)的动态调节机制可知,当系统遭遇较大幅值扰动时,跟踪误差 $|e(t)|$ 将增加,必然引起 k_1 变化率增大,使系统跟踪误差加速收敛到零,获得更快的收敛速度和更强的鲁棒性,最终获得更高的跟踪精度。

2.2 性能分析

由第2.1节分析可知,当系统滑动模态尚未建立之前,只要满足 $k_1(t) > |\Phi(t, \mathbf{x})|$,系统的滑动模态必然可建立,且在有限长时间内使得式(8)成立。因此,当系统滑动模态建立后, $k_1(t)$ 最理想的调度结果为 $k_1(t) = \frac{|\Phi(t, \mathbf{x})|}{\operatorname{sgn}_{\text{eq}}(\sigma)}$ 。但是估算 $|\Phi(t, \mathbf{x})|$ 十分困难,理想增益调度的方案难以实现。而本文提出的增益调度策略可通过选择合适的 ε 值使 $k_1(t)$ 有效跟随 $|\Phi(t, \mathbf{x})|$ 的变化,并趋近于理想的调度结果。误差主导的自适应增益调度算法的这一性能可由定理1表述。

定理1 若系统式(1)的不确定性满足 $\left| \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \right| \leq \Phi_{\max}$, $\Phi_{\max} > 0$ 。当系统式(1)采用式(6)所示的滑模变量和式(4)所示的控制律,其中 $v = -k_1(t) \operatorname{sgn}(\sigma(\mathbf{x}))$, $k_1(t)$ 采用式(12)所示的增益调度算法,且当系统滑动模态建立后,若

满足 $\lambda > \frac{\Phi_{\max}}{\varepsilon \alpha}$,则 $k_1(t)$ 在有限时间内收敛到 $\frac{|\Phi(t, \mathbf{x})|}{\varepsilon}$ 。

证明 由前述分析可知,当系统滑动模态建立后,有 $\dot{\sigma}(\mathbf{x}) = -k_1(t) \operatorname{sgn}_{\text{eq}}(\sigma) + \Phi(t, \mathbf{x}) = 0$ 成立,则可得

$$|\eta(t)| = |\operatorname{sgn}_{\text{eq}}(\sigma)| = \frac{|\Phi(t, \mathbf{x})|}{k_1(t)} \quad (13)$$

构建 Lyapunov 候选函数为

$$V(\Theta(t)) = \frac{1}{2} \Theta^2(t) \quad (14)$$

式中: $\Theta(t) = \varepsilon k_1(t) - |\Phi(t, \mathbf{x})|$ 。

求该 Lyapunov 候选函数的时间导数,则有

$$\begin{aligned} \dot{V}(\Theta(t)) &= \Theta(t) \dot{\Theta}(t) = \\ &\Theta(t) \left(\varepsilon \dot{k}_1(t) - \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \right) = \\ &\Theta(t) \left[\varepsilon \lambda (|e(t)| + \alpha) \operatorname{sgn}(|\eta| - \varepsilon) - \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

由式(13)可知

$$\operatorname{sgn}(\Theta(t)) = -\operatorname{sgn}(|\eta(t)| - \varepsilon)$$

联立式(15)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(\Theta(t)) &= -\varepsilon \lambda (|e(t)| + \alpha) |\Theta(t)| - \\ &\frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \Theta(t) \leq \\ &- \left[\varepsilon \lambda (|e(t)| + \alpha) - \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \right] |\Theta(t)| \end{aligned} \quad (16)$$

分析式(16)可知,若要保证式(16)的负定性,式(17)必须满足

$$\varepsilon \lambda (|e(t)| + \alpha) > \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \quad (17)$$

因为 ε 、 α 、 λ 均为正实数, $|e(t)| \geq 0$,且 $\left| \frac{d|\Phi(t, \mathbf{x})|}{dt} \right| \leq \Phi_{\max}$,可得式(17)成立的充分条件为

$$\lambda > \frac{\Phi_{\max}}{\varepsilon \alpha} \quad (18)$$

综上所述,当式(18)满足时,可保证 Lyapunov 候选函数的时间导数的负定性, $\Theta(t)$ 可在有限时间内收敛到0,即 $k_1(t)$ 可在有限时间内收敛到 $\frac{|\Phi(t, \mathbf{x})|}{\varepsilon}$ 。证毕

定理1确保在系统滑动模态建立后, $k_1(t)$ 可有效跟随 $|\Phi(t, \mathbf{x})|$ 。同时,当常数 ε 设置趋近于

1 时, $k_1(t)$ 最终会趋近于 $|\Phi(t, \mathbf{x})|$, 切换函数增值更小, 从而使系统抖振幅值降低, 系统的跟踪精度更高。

3 基于误差主导的自适应增益调度滑模控制

3.1 滑模控制律设计

高阶滑模作为一种削弱抖振的有效方法, 既能保持系统的鲁棒性, 又能提升滑模控制的精度^[27, 32]。按照高阶滑模的定义^[32], 趋近律本质上是一种二阶滑模算法, 同样具备高阶滑模算法的性能。本文将误差主导的自适应增益调度与趋近律滑模算法相结合, 形成消除系统抖振的双效机制, 加快系统收敛速度, 在保证系统鲁棒性的前提下降低切换函数增益值, 提升系统的跟踪精度。

若系统数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) + \mathbf{f}_\Delta(t, \mathbf{x}) + (\mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) + \mathbf{g}_\Delta(t, \mathbf{x}))u(t, \mathbf{x}) \\ y(t) = m_0(\mathbf{x}) + m_\Delta(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 和 $\mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 均为确定项; $\mathbf{f}_\Delta(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 和 $\mathbf{g}_\Delta(t, \mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$ 均为有界不确定性项; $y(t) \in \mathbf{R}$ 为位置输出; $m_0(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}$ 为确定项; $m_\Delta(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}$ 为有界不确定项。

若参考轨迹为 $y_{\text{ref}}(t)$, 系统跟踪误差为

$$e(t) = y_{\text{ref}}(t) - y(t) \quad (20)$$

此处将 $e(t)$ 作为一个新的动态系统, 根据系统式(19), 跟踪误差的动态调节机制为

$$\dot{e}(t) = \dot{y}_{\text{ref}}(t) - \nabla^T m_0(t) \mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) - \nabla^T m_0(t) \mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) u(t, \mathbf{x}) + \Phi(t, \mathbf{x}) \quad (21)$$

式中: $\Phi(t, \mathbf{x})$ 为有界不确定项, 即

$$\Phi(t, \mathbf{x}) = -\nabla^T m_0(t) \mathbf{f}_\Delta(t, \mathbf{x}) - \nabla^T m_0(t) \mathbf{g}_\Delta(t, \mathbf{x}) u(t, \mathbf{x}) - \nabla^T m_\Delta(t) \dot{\mathbf{x}} \quad (22)$$

且满足 $|\Phi(t, \mathbf{x})| < \Phi_{\text{max}}, \Phi_{\text{max}} > 0$ 。滑模控制器的设计目标是寻求一种控制律, 能使描述跟踪误差的动态系统式(21)在有限时间内收敛到平衡点。因为在设计系统控制律时只能参考系统的确定信息, 所以设计过程均假设 $\Phi(t, \mathbf{x}) = 0$ 。

设计系统滑模变量为

$$\sigma(e) = c \int e(t) dt + e(t) \quad (23)$$

式中: 常数 $c > 0$ 。在不考虑系统不确定性的前提下, 其时间导数为

$$\dot{\sigma}(e) = c(y_{\text{ref}} - m_0(\mathbf{x})) + \dot{y}_{\text{ref}} - \nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) - \nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) u(t, \mathbf{x}) \quad (24)$$

滑模变量的动态调节机制采用如式(25)所

示的趋近律的一般形式。

$$\dot{\sigma}(e) = -k_1(t) \text{sgn}(\sigma) - \Gamma(\sigma) \quad (25)$$

式中: $\Gamma(\cdot) \in \mathbf{R}$, 且满足 $\Gamma(0) = 0, \sigma(e)\Gamma(\sigma) > 0$ 。 $k_1(t)$ 采用式(12)所示的自适应增益调度算法, 当 $\nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) \neq 0$ 时, 可得系统式(21)的控制律为

$$u(t, \mathbf{x}) = \frac{c(y_{\text{ref}} - m_0(\mathbf{x})) + \dot{y}_{\text{ref}}(t) - \nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) + k_1(t) \text{sgn}(\sigma) + \Gamma(\sigma)}{\nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{g}_0(t, \mathbf{x})} \quad (26)$$

3.2 稳定性分析

若采用式(26)所示的控制律, 能使关于跟踪误差的动态系统建立滑动模态, 则跟踪误差动态系统就具备渐进稳定性, 进而原系统的输出能在有限时间内跟踪上参考轨迹。此特性由定理 2 给出。

定理 2 系统式(19)的跟踪误差动态特性描述为式(21), 若采用式(26)所示的控制律, 其中切换函数的增益调度算法为式(12), 则关于跟踪误差的动态系统可在有限时间内建立滑动模态, 即在有限时间内渐进稳定。

证明 针对跟踪误差动态系统式(21)构建正定的 Lyapunov 候选函数, 如下:

$$V(\sigma) = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (27)$$

式中: 滑模变量 σ 定义如式(23)。

当考虑系统不确定性时, 滑模变量的导数为

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(e) = & c(y_{\text{ref}} - m_0(\mathbf{x})) + \dot{y}_{\text{ref}}(t) - \nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{f}_0(t, \mathbf{x}) - \\ & \nabla^T m_0(\mathbf{x}) \mathbf{g}_0(t, \mathbf{x}) u(t, \mathbf{x}) + \Phi'(t, \mathbf{x}) \end{aligned} \quad (28)$$

式中: 不确定性 $\Phi'(t, \mathbf{x}) = \Phi(t, \mathbf{x}) + cm_\Delta(\mathbf{x})$, $|\Phi'(t, \mathbf{x})| < \Phi'_{\text{max}}, \Phi'_{\text{max}} > 0$ 。

将设计所得控制律式(26)应用于系统式(21)可得

$$\dot{\sigma}(e) = -k_1(t) \text{sgn}(\sigma) - \Gamma(\sigma) + \Phi'(t, \mathbf{x}) \quad (29)$$

则有 Lyapunov 候选函数的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}(\sigma) = \sigma \dot{\sigma} = & -\sigma \text{sgn}(\sigma) - \sigma \Gamma(\sigma) + \sigma \Phi'(t, \mathbf{x}) = \\ & -k_1(t) |\sigma| - \sigma \Gamma(\sigma) + \sigma \Phi'(t, \mathbf{x}) \leq \\ & -k_1(t) |\sigma| - \sigma \Gamma(\sigma) + |\sigma| |\Phi'(t, \mathbf{x})| = \\ & (-k_1(t) + |\Phi'(t, \mathbf{x})|) |\sigma| - \sigma \Gamma(\sigma) \end{aligned} \quad (30)$$

因为 $\sigma \Gamma(\sigma) > 0$, 则当式(31)成立时, 可保证 Lyapunov 候选函数的时间导数为负定。

$$k_1(t) > \Phi'_{\text{max}} > |\Phi'(t, \mathbf{x})| \quad (31)$$

因此, 当条件式(31)满足时, 跟踪误差动态系统可在有限时间内建立滑动模态。

由式(12)可设 $k_1(t)$ 的初始值为 $k_1(0) \geq \mu$ 。当系统滑动模态未建立时, $|\eta(t)| = |\text{sgn}_{\text{eq}}(\sigma)| = 1$, 则有

$$\dot{k}_1(t) = \lambda(|e(t)| + \alpha) \quad (32)$$

根据式(32)可得

$$k_1(t) = \lambda \alpha t + \lambda \int_{t_0}^t |e(t)| dt + k_1(0) \quad (33)$$

由于需要使得 $k_1(t) > \Phi'_{\max}$ 成立, 则其充分条件为

$$t > \frac{\Phi'_{\max} - \lambda \int_{t_0}^t |e(t)| dt - k_1(0)}{\lambda \alpha} \quad (34)$$

因为 $k_1(0) \geq \mu$ 且 $|e(t)| \geq 0$, 所以当式(35)成立时, 一定可使 $k_1(t) > \Phi'_{\max}$ 成立。

$$t > \frac{\Phi'_{\max} - \mu}{\lambda \alpha} \quad (35)$$

综上所述, 采用误差主导的自适应增益调度算法式(12), 存在一个最大时间 $t_f = \frac{\Phi'_{\max} - \mu}{\lambda \alpha}$, 当 $t > t_f$ 时, 一定能使 $k_1(t) > \Phi'_{\max}$ 成立, 从而确保跟踪误差动态系统能建立滑动模态, 则跟踪误差动态系统为渐进稳定的, 即原系统式(19)的输出能在有限时间内跟踪上参考轨迹。 证毕

4 仿真与实验结果比较分析

4.1 仿真结果比较分析

为更直观地比较分析第1.2节中所述3类自适应增益调度与本文提出的误差主导增益调度的性能, 本节直接将这4类增益调度算法应用于式(5)所示的滑模变量动态调节机制, 通过仿真实验对比分析滑模变量的动态响应和不同自适应增益调度的性能。在式(5)中, 设定 $v = -k_1(t) \cdot \text{sgn}(\sigma) - k_2\sigma$, 即表示滑模变量调节机制采用指数趋近律。设扰动信号 $\Phi(t)$ 为单位阶跃信号, 并在第10s时施加。并设 σ 的初始值为10, $k_1(t)$ 初始值为10, 仿真时间步长为0.005s。各算法的参数设置如下:

1) 基于跟踪误差和滑模变量的自适应增益调度: $\lambda = 9, \varepsilon = 0.003, \mu = 0.001$ 。

2) 基于等效原理的自适应增益调度: $\lambda = 3, \varepsilon = 0.950, \mu = 0.001$, 滤波时间常数为0.01s。

3) 误差主导的自适应增益调度: $\lambda = 9, \varepsilon = 0.950, \mu = 0.001, \alpha = 0.5$, 滤波时间常数为0.01s。

不同自适应增益调度算法仿真结果如图1所示。图中:EB-AG表示基于跟踪误差的自适应增益调度;SV-AG表示基于滑模变量的自适应增益

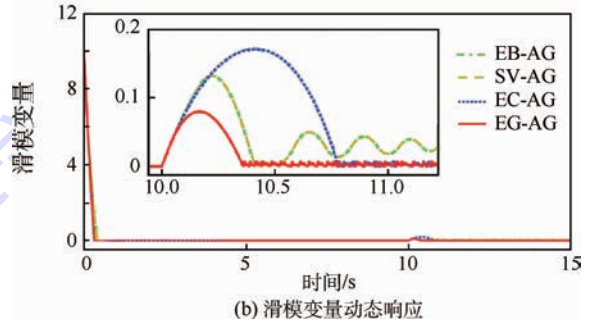
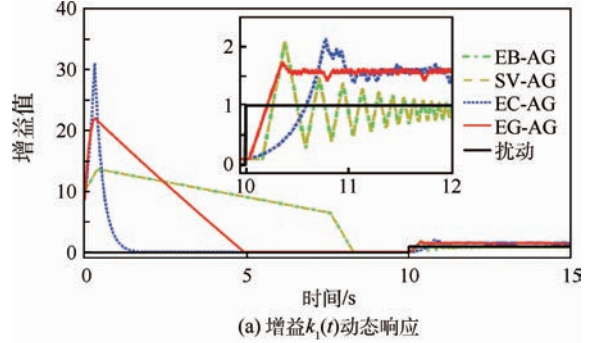


图1 不同自适应增益调度算法抗扰对比仿真结果
Fig.1 Comparative simulation results on resisting disturbance with different adaptive gain schedule algorithms

调度;EC-AG表示基于等效原理的自适应增益调度;EG-AG表示误差主导的自适应增益调度。

需要注意的是, 由于研究对象为滑模变量, 式(5)的输出为滑模变量本身, 而系统的参考轨迹为0, 则系统的输出误差为滑模变量。因此, 基于跟踪误差的自适应增益调度和基于滑模变量的自适应增益调度的判断标准和仿真结果相同。

分析图1(a)可知, 在初始阶段, 基于等效原理的增益调度采用幂指数变化率, 使得其增益值变化速度最快, 在初始阶段使得增益值峰值过高, 达到了32; 基于跟踪误差和滑模变量的增益调度响应速度最慢, 直到9s左右时才使得切换函数增益值收敛到最小值; 而误差主导的增益调度收敛速度适中, 增益峰值为22, 较为合理。在外部扰动响应阶段, 由于低通滤波器的作用, 使得基于等效原理的增益调度滞后现象明显; 由于收敛过程中滑模变量常常要过零点, 使得采用基于跟踪误差和滑模变量的增益调度出现增益值提前衰减, 因此, 当系统稳定后其增益值往往小于外部扰动; 而采用误差主导的自适应增益调度使得增益值响应速度最快, 出现的峰值最小, 且最后能跟随并略大于外部扰动, 更有利于降低系统抖振和增强系统鲁棒性。

由图1(b)可知, 在受到扰动信号干扰时, 由于增益调度滞后, 采用基于等效原理增益调度的滑模变量收敛到稳定值的时间最长, 且峰值高达

0.17;采用基于跟踪误差和滑模变量的增益调度,其误差的峰值为 0.14,但由于稳定后的增益值小于外部扰动,其稳态误差较大;而采用误差主导自适应增益调度,其误差收敛速度最快,峰值仅为 0.07,且稳态误差较小,跟踪精度最高。

综上所述,在同等条件下,相比于其他 3 类增益调度算法,采用误差主导的自适应增益调度可使系统获得更好的快速性、更强的鲁棒性和更高的跟踪精度。

4.2 实验结果比较分析

直流力矩电机伺服系统是典型的包含内外不确定性的位置跟踪系统,外部扰动主要有摩擦、风扰、热形变等,内部不确定性主要是高阶建模及参数扰动。为了对比不同自适应增益调度策略对直流力矩电机位置伺服跟踪性能的影响,本文在光电跟踪系统的方位轴子系统上开展了对比实验,实验平台硬件架构如图 2 所示。

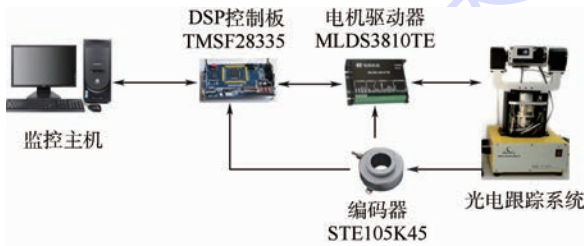


图 2 光电跟踪实验平台硬件架构

Fig. 2 Hardware architecture of photoelectric tracking experimental platform

为进一步增强系统的内部不确定性,在伺服系统数学模型中忽略了直流力矩电机的电枢电感和伺服系统的黏性阻尼力矩,从而构成系统未建模不确定性。同时,省略直流电机负载,使其与外部摩擦等一起构成系统的外部扰动,则位置跟踪伺服系统的名义模型为

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{C_m}{JR}(-C_e\omega + u) \end{cases} \quad (36)$$

式中: θ 为位置, ($^\circ$); ω 为角速度, ($^\circ$)/s; J 为转动惯量, $J = 180 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; R 为电枢电阻, Ω ; C_m 为直流电机力矩常数, $C_m = 25 \text{ N} \cdot \text{m/A}$; C_e 为直流电机反电动势常数, $C_e = 22.28 \text{ V}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$; u 为控制电压, V。

采用指数趋近律滑模算法设计滑模控制器,其中切换函数的增益分别采用第 2.2 节所述 3 类增益调度算法和本文提出的误差主导增益调度算法,比较不同增益调度对跟踪性能的影响。主要参数设置如下所示:

1) 跟踪参考轨迹为等效正弦信号 $45^\circ \cdot \sin(0.05\pi t)$, DSP 工作时间步长为 0.001 s, 低通滤波器时间常数为 0.03 s, 切换函数最小增益为 0.01。

2) 基于跟踪误差的自适应增益调度: $\lambda = 10$, $\varepsilon = 0.5$ 。

3) 基于滑模变量的自适应增益调度: $\lambda = 10$, $\varepsilon = 5$ 。

4) 基于等效原理的自适应增益调度: $\lambda = 2$, $\varepsilon = 0.95$ 。

5) 误差主导的自适应增益调度: $\lambda = 10$, $\varepsilon = 0.95$, $\alpha = 1$ 。

直流 (DC) 力矩电机位置跟踪伺服控制对比实验结果如图 3 所示。分析图 3(c) 可知, 基于跟踪误差的增益调度使得增益值过早衰减而导致增益值普遍较小; 基于等效原理的增益调度由于采用幂指数变化率, 使得增益值的峰值超过了 200; 基于滑模变量的增益调度和误差主导增益调度的

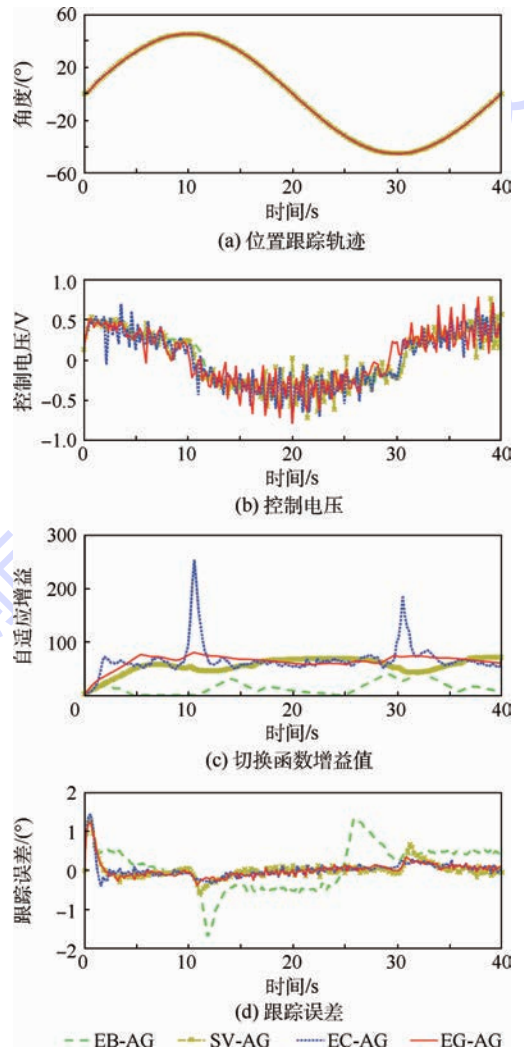


图 3 直流力矩电机位置跟踪伺服控制对比实验结果
Fig. 3 Comparative experimental results on position tracking servo control of DC torque motor

增益变化率适中,且均未出现较大的增益峰值。

由图3(d)可知,由于基于跟踪误差的增益调度产生的增益值过小导致其跟踪误差最大,特别是电机转向时的最大跟踪误差达到 1.8° 左右;基于滑模变量的增益调度过早衰减情况得到大幅缓解,跟踪精度提升较大,转向时的最大跟踪误差为 0.5° 左右;基于等效原理的增益调度变化过快,在初始阶段引起较大的超调,最大超调量为 0.5° 左右;采用误差主导的增益调度较为合理,在初始阶段未出现过大的超调,且跟踪精度最高,在电机转向时的跟踪误差为 0.2° 左右。

综合实验结果可知,误差主导的自适应增益调度算法能产生较为合理的切换函数增益值,从而提升直流力矩电机伺服系统的跟踪性能,相比另外3类增益调度方式,能获得最高的跟踪精度。

5 结论

本文针对系统内外不确定性提出的误差主导的自适应增益调度算法在位置跟踪控制系统中具有如下特点:

1) 有机结合了等效原理判断滑动模态建立与否的准确性和跟踪误差信息反映跟踪状态的快速性,能使切换函数的增益值准确快速地跟随系统不确定性的变化。

2) 能加快滑模变量的收敛速度,从而提升系统的响应速度。

3) 与趋近率相结合构成了减小系统抖振的双效机制。能减小系统抖振幅值,在确保系统鲁棒性的同时,提高了滑模控制系统的跟踪精度。

值得注意的是,由于滑模控制策略的固有特点,抖振无法彻底消除。在后期工作中,将开展最小自适应增益算法的理论和实验研究,最大程度上削弱抖振的影响。

参考文献 (References)

- [1] 肖启明,杨明,刘可述,等. PMSM 伺服系统速度环 PI 控制器参数自整定及优化[J]. 电机与控制学报,2014,18(2):102-108.
XIAO Q M, YANG M, LIU K S, et al. Parameters self-tuning and optimization of speed PI controller for PMSM servo system[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(2):102-108 (in Chinese).
- [2] 邓昌奇,廖辉. 基于前馈控制的交流伺服系统精确定位的研究[J]. 武汉大学学报(工学版),2013,46(3):405-409.
DENG C Q, LIAO H. Research on accurate positioning of AC servo system based on feed-forward control[J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2013, 46(3):405-409 (in Chinese).
- [3] 符慧,左月飞,刘闯,等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报,2015,30(12):237-243.
FU H, ZUO Y F, LIU C, et al. A variable structure PI controller for permanent magnetic synchronous motor speed-regulation system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12):237-243 (in Chinese).
- [4] 左韬,黄海波,肖永军. 基于自校正控制的空间光通信跟踪系统设计[J]. 仪器仪表学报,2012,33(5):1181-1187.
ZUO T, HUANG H B, XIAO Y J. Fine tracking system design of space optical communication based on self-tuning control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(5):1181-1187 (in Chinese).
- [5] ZHANG Z, YAN P, JIANG H, et al. A discrete time-varying internal model-based approach for high precision tracking of a multi-axis servo gantry[J]. ISA Transactions, 2014, 53(5):1695-1703.
- [6] 闫鹏,张震,郭雷,等. 超精密伺服系统控制与应用[J]. 控制理论与应用,2014,31(10):1338-1352.
YAN P, ZHANG Z, GUO L, et al. Control and application of ultra high precision mechatronics[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(10):1338-1352 (in Chinese).
- [7] 夏运霞,包启亮,李锦英. 光电跟踪系统视轴稳定的鲁棒内模控制器设计[J]. 控制与决策,2013,28(7):1117-1121.
XIA Y X, BAO Q L, LI J Y. Design of robustness internal model controller for line of sight of photoelectric tracking system[J]. Control and Decision, 2013, 28(7):1117-1121 (in Chinese).
- [8] 王秋平,左玲. 光电跟踪系统双内模控制研究[J]. 东北电力大学学报,2014,34(2):76-82.
WANG Q P, ZUO L. The research of dual internal model control applied to electro-optical tracking systems[J]. Journal of Northeast Dianli University, 2014, 34(2):76-82 (in Chinese).
- [9] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用,2013,30(12):1498-1510.
GAO Z Q. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12):1498-1510 (in Chinese).
- [10] 付永领,龙满林,郭栋,等. 自抗扰控制技术在转台频响伺服中的应用[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(4):432-437.
FU Y L, LONG M L, GUO D, et al. Application of ADRC technology in simulator frequency response servo[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(4):432-437 (in Chinese).
- [11] 叶镭,夏元清,付梦印,等. 无人炮塔炮控系统自抗扰控制[J]. 控制理论与应用,2014,31(11):1580-1589.
YE L, XIA Y Q, FU M Y, et al. Active disturbance rejection control for gun control system of unmanned turret[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11):1580-1589 (in Chinese).
- [12] 陈兴林,刘川,武志鹏. 精密运动平台线性自抗扰控制[J]. 中南大学学报(自然科学版),2013,44(8):3210-3216.
CHEN X L, LIU C, WU Z P. Linear active disturbance rejection control used in precision motion platform[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2013, 44(8):3210-3216 (in Chinese).
- [13] 武云丽,李佳嘉,曾海波,等. 带有大型挠性网状天线航天

- 器的鲁棒 H_∞ 控制方法[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(3): 365-372.
- WU Y L, LI J J, ZENG H B, et al. Robust H -infinity control design for spacecrafts with large flexible netted antennas[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(3): 365-372 (in Chinese).
- [14] 赵欣, 马彩文. 基于混合 H_2/H_∞ 控制的自适应光学系统设计与仿真[J]. 光子学报, 2014, 43(12): 1-7.
- ZHAO X, MA C W. Design and simulation of the adaptive optics system based on mixed H_2/H_∞ control[J]. Acta Photonica Sinica, 2014, 43(12): 1-7 (in Chinese).
- [15] 宋康宁, 丛爽, 邓科, 等. 自适应跟踪卡尔曼滤波在陀螺稳定平台中的应用[J]. 中国科学技术大学学报, 2015, 45(1): 17-23.
- SONG K N, CONG S, DENG K, et al. Application of adaptive strong tracking Kalman filter to gyro-stabilized platform[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2015, 45(1): 17-23 (in Chinese).
- [16] 石勇, 韩崇昭. 自适应 UKF 算法在目标跟踪中的应用[J]. 自动化学报, 2011, 37(6): 755-760.
- SHI Y, HAN C Z. Adaptive UKF method with applications to target tracking[J]. Acta Automatica Sinica, 2011, 37(6): 755-760 (in Chinese).
- [17] 杨东, 毛耀, 丁科, 等. 模型参考算法在快速反射镜中的应用[J]. 红外与激光工程, 2013, 42(10): 2790-2796.
- YANG D, MAO Y, DING K, et al. Application of model reference adaptive algorithm in fast-steering mirrors[J]. Infrared and Laser Engineering, 2013, 42(10): 2790-2796 (in Chinese).
- [18] GINOYA D, SHENDGE P D, PHADKE S B. Disturbance observer based sliding mode control of nonlinear mismatched uncertain systems[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2015, 26(1-3): 98-107.
- [19] KIM K S, REW K H. Reduced order disturbance observer for discrete-time linear systems [J]. Automatica, 2013, 49(4): 968-975.
- [20] 魏伟, 戴明, 李嘉全, 等. 基于频域的光电稳定平台扰动观测器设计[J]. 山东大学学报(工学版), 2015, 45(4): 45-50.
- WEI W, DAI M, LI J Q, et al. Design of the disturbance observer of opto-electronic platform in frequency domain [J]. Journal of Shandong University (Engineering Science), 2015, 45(4): 45-50 (in Chinese).
- [21] 任彦, 刘正华, 周锐. 滑模干扰观测器在低速光电跟踪系统中的应用[J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(6): 835-841.
- REN Y, LIU Z H, ZHOU R. Application of low speed opto-electronic tracking systems based on sliding mode disturbance observer[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(6): 835-841 (in Chinese).
- [22] 胡贞, 姜会林, 佟首峰. 滑模控制对激光通信 ATP 系统跟踪性能的改善[J]. 北京理工大学学报, 2012, 32(5): 522-526.
- HU Z, JIANG H L, TONG S F. Improvement of STP system tracking performance of laser communication using sliding mode control [J]. Transaction of Beijing Institute of Technology, 2012, 32(5): 522-526 (in Chinese).
- [23] 肖海峰, 刘海龙, 贺昱曜, 等. 线性滑模变结构的 IPMSM 直接转矩控制研究[J]. 控制工程, 2015, 22(1): 144-150.
- XIAO H F, LIU H L, HE Y Y, et al. Linear sliding-mode variable structure research of direct torque control for IPMSM [J]. Control Engineering of China, 2015, 22(1): 144-150 (in Chinese).
- [24] 邹权, 钱林方, 蒋清山. 永磁同步电机伺服系统的自适应模糊滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(6): 817-823.
- ZOU Q, QIAN L F, JIANG Q S. Adaptive fuzzy sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(6): 817-823 (in Chinese).
- [25] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990.
- GAO W B. Theory of variable structure control [M]. Beijing: Science and Technology of China Press, 1990 (in Chinese).
- [26] UTKIN V I. Sliding mode in control and optimization [M]. New York: Springer, 1992.
- [27] BARTOLINI G, FERRARA A, LEVANT A, et al. On second order sliding mode controllers [M] // YOUNG K D, OZGUNER U. Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control. Berlin: Springer, 1999: 329-350.
- [28] DAVILA J, FRIDMAN L, LEVANT A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(11): 1785-1789.
- [29] FRIDMAN L, LEVANT A, DAVILA J. High-order sliding-mode observer for linear systems with unknown inputs [C] // Proceedings of 2006 Mediterranean Conference on Control and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 736-741.
- [30] MORENO J A. On strict Lyapunov functions for some non-homogeneous super-twisting algorithms [J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(4): 1902-1919.
- [31] BARTOLINI G, FERRARA A, USAI E. Output tracking control of uncertain nonlinear second-order systems [J]. Automatica, 1997, 33(12): 2203-2212.
- [32] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control [J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247-1263.
- [33] 高为炳. 非线性系统的变结构控制[J]. 自动化学报, 1989, 15(5): 408-416.
- GAO W B. Variable structure control to nonlinear systems [J]. Acta Automatica Sinica, 1989, 15(5): 408-416 (in Chinese).
- [34] CHAKRABARTY S, BANDYOPADHYAY B. A generalized reaching law for discrete time sliding mode control [J]. Automatica, 2015, 52: 83-86.
- [35] UTKIN V I, POZNYAK A S. Adaptive sliding mode control with application to super-twist algorithm; Equivalent control method [J]. Automatica, 2013, 49(1): 39-47.
- [36] ZHONG F L, LI H, ZHONG S M, et al. An SOC estimation approach based on adaptive sliding mode observer and fractional order equivalent circuit model for lithium-ion batteries [J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2015, 24(1-3): 127-144.
- [37] ALWI H, EDWARDS C. An adaptive sliding mode differentiator for actuator oscillatory failure case reconstruction [J]. Automatica, 2013, 49(2): 642-651.
- [38] ZHANG M J, LIU X, YIN B J, et al. Adaptive terminal sliding

- mode based thruster fault tolerant control for underwater vehicle in time varying ocean currents[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, 352(11):4935-4961.
- [39] TALEB M, LEVANT A, PLESTAN F. Pneumatic actuator control: Solution based on adaptive twisting and experimentation [J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(5):727-736.
- [40] 丛炳龙, 刘向东, 陈振. 一种改进的自适应滑模控制及其在航天器姿态控制中的应用[J]. *控制与决策*, 2012, 27(10):1471-1477.
- CONG B L, LIU X D, CHEN Z. An improved adaptive sliding mode control for spacecraft attitude control[J]. *Control and Decision*, 2012, 27(10):1471-1477 (in Chinese).
- [41] PLESTAN F, SHTESSEL Y, BREGEAULT V, et al. Sliding mode control with gain adaptation-Application to an electro-pneumatic actuator[J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(5):679-688.
- [42] 谢文博, 付明玉, 施小成. 动力定位船舶自适应滑模无源观测器设计[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(1):131-137.
- XIE W B, FU M Y, SHI X C. Adaptive sliding-mode passive observer design for dynamic positioning vessel[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(1):131-137 (in Chinese).
- [43] 杨帆, 马大为, 胡健. 防空火箭炮无抖振滑模鲁棒控制策略设计[J]. *火炮发射与控制学报*, 2012(1):51-56.
- YANG F, MA D W, HU J. Design of chattering free robustness sliding mode control stratege of antiaircraft rocket launcher[J]. *Journal of Gun Launch & Control*, 2012(1):51-56 (in Chinese).
- nese).
- [44] 付培华, 陈振, 丛炳龙, 等. 基于反步自适应滑模控制的永磁同步电机位置伺服系统[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(9):288-295.
- FU P H, CHEN Z, CONG B L, et al. A position servo system of permanent magnet synchronous motor based on back-stepping adaptive sliding mode control [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(9):288-295 (in Chinese).
- [45] ASHOKN R, SHTESSEL Y. Control of fuelcell-based electric power system using adaptive sliding mode control and observation techniques[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, 352(11):4911-4934.
- [46] 陈强, 南余荣, 邢科新. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机混沌系统自适应滑模控制[J]. *物理学报*, 2014, 63(22):113-120.
- CHEN Q, NAN Y R, XING K X. Adaptive sliding-mode control of chaotic permanentmagnet synchronous motor system based on extended state abserver [J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(22):113-120 (in Chinese).

作者简介:

杨艺 男, 博士研究生, 讲师。主要研究方向: 非线性控制、智能控制。

秦世引 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 模式识别与人工智能、智能控制理论及其应用。

Sliding mode control algorithm with high-precision position tracking based on adaptive gain schedule

YANG Yi^{1,2}, QIN Shiyin^{1,*}

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: One of the most important factors to depress the accuracy of position tracking is the internal and external uncertainties always existing in the system. Due to its strong robustness, sliding mode control can effectively eliminate the impact of uncertainties yet with the trouble named chattering. Therefore, reducing the chattering is the key to improve the accuracy of position tracking in sliding mode control system. This paper proposes an error guided adaptive gain schedule, in which the equivalent principle is employed to schedule the gain by judging whether the sliding mode is established or not. Furthermore, the changing rate of the gain is guided by the tracking error; hence the response speed can be improved by reducing the time lag produced by the low pass filter which is used to obtain the equivalent output of switching function. Theory proof and simulation results show that the gain schedule can accelerate convergence of sliding variable before sliding mode is built, and then after sliding mode is built, it can reduce the chattering by decreasing the value of gain to be close to the absolute value of uncertainty in finite time so as to improve the tracking accuracy. Moreover, the comparative experiment results of position tracking on DC torque motor servo system display that the proposed algorithm is advantageous to obtain higher tracking accuracy by scheduling the gain of switching function appropriately.

Keywords: system uncertainty; sliding mode control; adaptive gain schedule; tracking error; high-precision position tracking

Received: 2016-01-11; **Accepted:** 2016-06-24; **Published online:** 2016-09-06 14:26

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160906.1426.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61273350, U1435220)

* **Corresponding author.** E-mail: qsy@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0048

基于 TheoH 方差的陀螺随机误差系数动态提取

朱战辉^{1,2}, 汪立新^{1,*}, 陈伟峰², 薛亮¹

(1. 火箭军工程大学 控制科学与工程系, 西安 710025; 2. 中国人民解放军 96401 部队, 宝鸡 721006)



摘 要: 针对运用动态 Allan 方差提取陀螺随机误差系数时, 用截断窗截取原始信号造成方差估计置信度降低的问题, 提出运用混合理论方差(TheoH 方差)来代替 Allan 方差对截断窗内的数据进行分析, 并提取出随时间变化的陀螺随机误差系数。TheoH 方差改善了 Allan 方差计算时相关时间只能达到信号总时间的二分之一及长相关时间下方差估计置信度降低的问题, 其计算的相关时间可以达到数据总时间的四分之三, 有效改善了动态算法因数据截取造成误差系数估计置信度下降的缺陷。从对仿真信号和光学陀螺实测数据处理结果上来看, 本文方法既能准确地对动态条件下陀螺量测信号的随机误差进行细化辨识, 又能大幅提高中、长相关时间下方差估计的置信度。

关键词: 陀螺; 随机误差系数; 动态 Allan 方差; 混合理论方差(TheoH 方差); 窗函数

中图分类号: V241.5

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0018-08

惯性导航系统的准确度很大程度上取决于其核心部件陀螺的精度^[1]。陀螺误差通常可以分为确定性误差和随机误差。确定性误差可以通过试验标定其误差系数以进行补偿。随机误差是对陀螺精度影响较大又难以处理的误差项, 通过对其分析, 一方面可以辨识出其噪声来源, 优化内部构造; 另一方面可以检测其对外界随机激励的响应特征, 改进滤波算法, 进而达到提高导航精度的目的。目前, IEEE 推荐使用 Allan 方差方法对陀螺随机误差进行分析, 但该方法只能对静态条件下随机误差进行分析, 不具有时变特性, 难以表征动态条件下陀螺输出的非平稳变化特性。近年来, 有研究人员运用动态 Allan 方差(Dynamic Allan Variance, DAVAR)对光学陀螺、MEMS 陀螺及半球谐振陀螺进行动态特征分析, 提取出动态条件下随时间变化的陀螺随机误差系数, 观测随机误差在外界干扰

下的变化规律^[2-4]。

经典的 Allan 方差方法存在一定的不足, 对于固定长度的数据, 其可划分的独立组数越多, 方差估计的置信度越高, 估计误差会随着独立分组数量的减小而增大; 此外其用于计算的相关时间只能达到样本总时间的二分之一, 在长相关时间下随机误差的估计准确度相对较低^[5]。而 DAVAR 方法用固定长度的窗函数去截断量测信号, 使参与计算的数据大大减少, 再用 Allan 方差方法对截断窗内数据进行噪声分离提取, 必将进一步放大 Allan 方差的缺点, 使估计值的置信度进一步下降。增加截断窗长又会引起动态跟踪能力的下降, 与 DAVAR 方法的设计原则相背离^[6-7]。因此, 如何在样本数据量不变的情况下提高方差估计的置信度, 就成为亟待解决的问题。

实际上, 针对样本数据量固定不变情况下的

收稿日期: 2016-01-13; 录用日期: 2016-03-18; 网络出版时间: 2016-04-15 16:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61503390)

* 通讯作者: E-mail: wanglixin066@sina.cn

引用格式: 朱战辉, 汪立新, 陈伟峰, 等. 基于 TheoH 方差的陀螺随机误差系数动态提取[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 18-25. ZHU Z H, WANG L X, CHEN W F, et al. Dynamic extraction of stochastic error coefficients for gyro based on TheoH variance[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 18-25 (in Chinese).

方差估计置信度提高方法已经展开了不少研究,主要有以下几种方法:①交叠 Allan 方差,该方法利用重叠采样获得相关时间 τ 下尽可能多的子序列,提高了样本内现有数据的利用率^[8]。②Allan 总方差,该方法同 Allan 方差的采样方式相同,通过对数据两端进行延拓的方法来增加参与计算的数据量,从而提高长相关时间下随机误差的估计精度^[9]。③Theo1 方差和 TheoH 方差,采用了二次采样的方式来增加方差估计置信度^[10-11]。TheoH 方差是偏差修正后的 Theo1 方差与 Allan 方差合成的一种方差估计方法,因此又称混合理论方差。该方法在噪声分量成分复杂以及相关时间长的情况下,能够从同一样本中提取出更多的特征信息^[12]。文献[5]用 TheoH 方差对静态条件下光学陀螺的误差统计特性进行了分析,同 Allan 方差相比,TheoH 方差对长相关时间误差系数具有更高的辨识能力^[5]。

本文运用 TheoH 方差替代 Allan 方差对截断窗内样本数据进行分析,改善了 DAVAR 方法对陀螺随机误差的估计准确度。对仿真信号和陀螺实测信号的动态特征提取结果证明,相对于 DAVAR 方法来说本文方法有更好的误差系数提取准确度。

1 Allan 方差和 TheoH 方差

1.1 Allan 方差

Allan 方差是一种经典的数据统计方法,主要用于对信号的时域稳定性分析。利用 Allan 方差同功率谱密度之间的定量关系,可以分离出陀螺随机误差的类型和大小,即将 Allan 方差表示为各类噪声的平方和:

$$\sigma_{\text{Allan}}^2(\tau) = \sigma_Q^2 + \sigma_N^2 + \sigma_B^2 + \sigma_K^2 + \sigma_R^2 = \frac{3Q^2}{\tau^2} + \frac{N^2}{\tau} + (0.6643B)^2 + \frac{K^2\tau}{3} + \frac{R^2\tau^2}{2} \quad (1)$$

式中: σ_Q^2 为量化噪声(简称 Q)的方差; σ_N^2 为角度随机游走(简称 N)的方差; σ_B^2 为零偏不稳定性(简称 B)的方差; σ_K^2 为角速率随机游走(简称 K)的方差; σ_R^2 为速率斜坡(简称 R)的方差; τ 为相关时间。其中,量化噪声和角度随机游走为高频噪声系数,属于在短相关时间下就可以辨识出的噪声系数,用 Allan 方差或交叠 Allan 方差可以取得很好的效果。而零偏不稳定性、角速率随机游走和速率斜坡属于中、低频噪声系数,需要较长的相关时间才能辨识出来。DAVAR 用截断窗将数据截成更短的样本,必然会大大降低后者

的估计精度。

1.2 TheoH 方差

Theo1 方差可以更为准确地对长相关时间下随机误差的特征进行辨识^[13]。但由于该方法与 Allan 方差的采样方式不完全相同,造成 Theo1 方差的估计值偏离了 Allan 方差,必须对其进行修正。Theo1 方差相关时间从 $10\tau_0$ 到 $0.75N_x\tau_0$ (其中, τ_0 为采样周期, N_x 为总采样个数),比 Allan 方差要长。对于时间序列 $x(t)$ ($t = 1, 2, \dots, N_x$), 采样间隔为 τ_0 , 总时间为 $T = N_x\tau_0$, Theo1 方差采取二次采样的方式来增加参与计算的独立数组,也就是在相关时间 $\tau = m\tau_0$ 内, $10 \leq m \leq N_x - 1$, m 为偶数,采样的步幅变为 $\tau_s = 0.75m\tau_0$, 进行第 2 次采样。Theo1 方差有 2 个采样时间: τ_0 和 τ_s , τ_s 与 Allan 方差中的相关时间意义相同。图 1 为 Theo1 方差变步长采样过程。

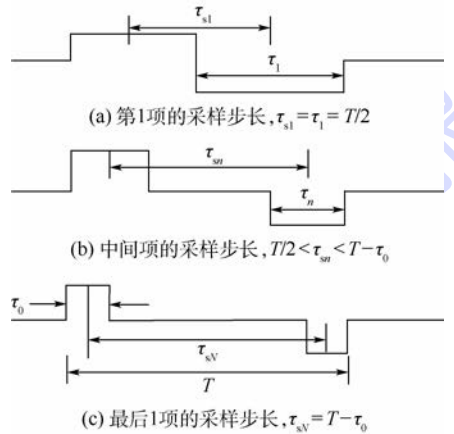


图 1 Theo1 方差的采样原理

Fig. 1 Sampling principle of Theo1 variance

Theo1 方差的计算公式如下:

$$\text{Theo1}(m, \tau_0, N_x) = \frac{1}{0.75(N_x - m)(m\tau_0)^2} \sum_{i=1}^{N_x-m} \sum_{\delta=0}^{m/2-1} \frac{1}{m/2-1} \cdot [(x_i - x_{i-\delta+m/2}) + (x_{i+m} - x_{i+\delta+m/2})]^2 \quad (2)$$

当 m 较小时, Theo1 方差的估计置信度与 Allan 方差基本一致;但在提取长相关时间随机误差系数时,为得到较大的 m ,在对量测信号的采样过程中,尽可能地使 τ_0 更小以得到较大的数据量,从而分离出更多噪声特征信息。

TheoBR(m, τ_0, N_x) =

$$\left[\frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n \frac{\text{Avar}(m=9+3i, \tau_0, N_x)}{\text{Theo1}(m=12+4i, \tau_0, N_x)} \right] \cdot \text{Theo1}(m, \tau_0, N_x) \quad (3)$$

$\text{TheoH}(m, \tau_0, N_x) =$

$$\begin{cases} \text{Avar}(m, \tau_0, N_x) & 1 \leq n \leq \frac{k}{\tau_0} \\ \text{TheoBR}(m, \tau_0, N_x) & \frac{k}{0.75\tau_0} \leq n \leq N_x - 1, n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (4)$$

式中: TheoBR (Bias-Removed version of Theo1) 为自动补偿 Theo1 方差与交叠 Allan 方差之间偏差的方差计算函数, TheoBR 方差与交叠 Allan 方差合成后的曲线称为 TheoH (Hybrid-TheoBR); k 为 $\tau \leq 10\% T$ 条件下的最大值 (T 为数据的总时间长度)。选择 $10\% T$ 为切换点是因为 Allan 方差在相关时间 $\leq 10\% T$ 时能提供足够的置信度^[12]。

方差的开平方是标准差, 用标准差曲线图可以更形象地表征信号的变化特征。交叠 Allan 标准差和 TheoBR 标准差组合过程如图 2 所示。

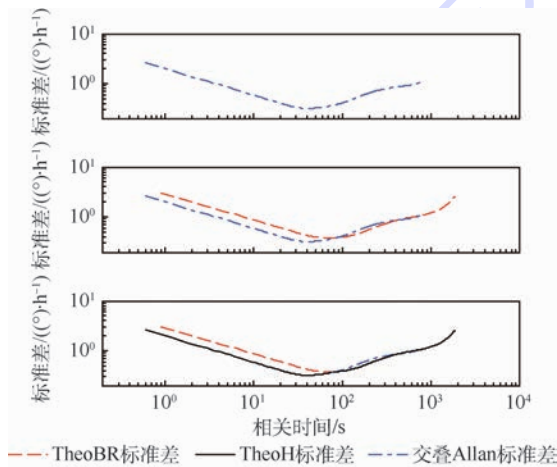


图 2 TheoH 标准差的合成过程

Fig. 2 Forming process of TheoH deviation

与文献[5]不同的是, 在相关时间小于 $10\% T$ 时, 我们采用交叠 Allan 方差替代经典 Allan 方差, 在大于 $10\% T$ 的相关时间下, 用 TheoBR 方差替代 Allan 方差, 这样既能使短相关时间下辨识的随机误差系数具有比经典 Allan 方差更高的准确度, 又通过引入 TheoBR 方差提高了长相关时间的方差估计置信度。

2 动态 TheoH 方差方法设计

2.1 动态 Allan 方差

DAVAR 实际上是带有滑动窗的 Allan 方差, 本质是用一个固定窗宽的截断窗在时间序列信号上滑动并分段截取数据, 再分别计算截断窗内数据的 Allan 方差, 然后按照时间、相关时间和方差 $\sigma^2(t, \tau)$ 的顺序将 Allan 方差绘制在一幅三维分析图上, 以观测方差随时间和相关时间的动态

变化规律, 其流程见图 3。

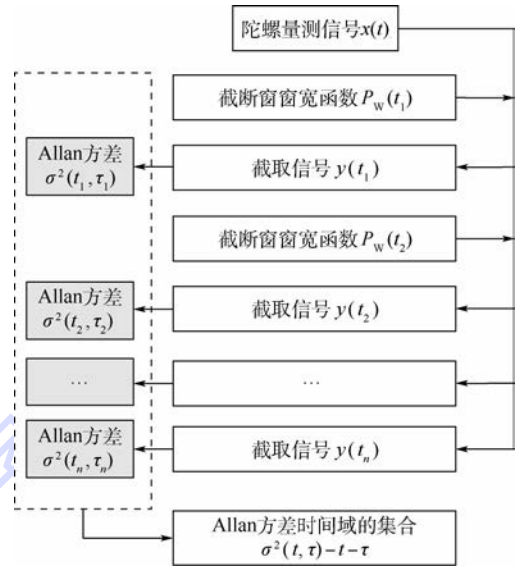


图 3 DAVAR 方法设计流程图

Fig. 3 Flowchart of DAVAR method design

2.2 动态 TheoH 方差

本文提出用 TheoH 方差替代图 3 灰色框中的 Allan 方差进行方差的估计, 简称动态 TheoH 方差 (Dynamic TheoH Variance, DHVAR)。TheoH 方差的统计特性和 Allan 方差相似, 也可以绘制双对数曲线图, 并用最小二乘法来辨识随机误差系数。其优势在于对中、长相关时间下噪声系数的辨识上具有更高的置信度, 可以更为准确地提取噪声系数, 它是相对较新也较好的随机误差统计方法, 可以有效地改善 DAVAR 截断数据造成的随机误差系数辨识准确度下降的问题, 可以更为准确地描述出随机误差系数在时间域的变化规律, 其步骤如下:

1) 选择待分析动态信号 $x(t)$ 的时域起始点 t_1 。

2) 用中心点为 t_1 、窗口长度为 $L(t_1)$ 的窗函数去截取信号 $x(t)$, 得到截断信号 $y_T(t_1)$, 支撑变量代表截断窗内的时间。

$$t - L(t_1)/2 \leq t' \leq t + L(t_1)/2 \quad (5)$$

$P_w(t')$ 为长度 $L(t_1)$ 的矩形窗函数, 其定义为

$$P_w(t') = \begin{cases} 1 & |t'| \leq L/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

截取得的信号为

$$y_T(t_1, t') = y(t') P_L(t_1 - t') \quad (7)$$

3) 将 $y_T(t_1, t')$ 同替代方法 (TheoH 方差) $h_\tau(t')$ 做卷积建立增量过程 $\Delta(t_1, t', \tau)$:

$$\Delta(t_1, t', \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_\tau(t' - t'') y_T(t_1, t'') dt'' \quad (8)$$

这时变量 t' 的范围变为

$$t_1 - (L(t_1)/2 - \tau) \leq t' \leq t_1 + (L(t_1)/2 - \tau) \quad (9)$$

$0 \leq \tau \leq \tau_{\max}$, 通常 $\tau_{\max} = L/3$, 则 t_1 时刻估计值为

$$\sigma_y^2(t_1, \tau) = \frac{1}{2} \langle \Delta^2(t_1, t', \tau) \rangle = \frac{1}{2(T-2\tau)} \int_{t_1-L/2+\tau}^{t_1+L/2-\tau} \Delta^2(t_1, t', \tau) dt' \quad (10)$$

TheoH 方差可以被定义为式 (10) 的总体期望值:

$$\sigma_y^2(t_1, \tau) = \frac{1}{2} E[\langle \Delta^2(t_1, t', \tau) \rangle] \quad (11)$$

4) 通过最小二乘法可以将 t_1 时刻陀螺的主要噪声系数辨识出来:

$$\sigma^2(t_1, \tau) = \sum_{i=-2}^2 B(t_1)_i \tau^i \quad (12)$$

$$\begin{cases} Q(t_1) = \frac{10^6 \pi B(t_1)_{-2}}{180 \times 3600 \sqrt{3}} \\ N(t_1) = \frac{B(t_1)_{-1}}{60} \\ B(t_1) = \frac{B(t_1)_0}{0.6643} \\ K(t_1) = 60 \sqrt{3} B(t_1)_1 \\ R(t_1) = 3600 \sqrt{2} B(t_1)_2 \end{cases} \quad (13)$$

5) 将截断窗平移到 t_2 , 得到截断信号 $y_{\tau}(t_2)$, 再次计算步骤 2) ~ 步骤 5), 获得 $\sigma_y^2(t_2, \tau)$, 不断平移截断窗, 能够得到时间域的方差序列 $\sigma_y^2(t, \tau)$ 和噪声系数 $A(t)_1, A(t)_2, \dots, A(t)_5$ 。原则上, 为保持数据连贯, 通常使以 t_{n+1} 为中点的滑动截断窗与以 t_n 为中点的滑动窗相交叠。

6) 将随时间变化的方差序列 $\sigma_y^2(t, \tau)$ 或标准差序列 (动态 TheoH 标准差 (Dynamic TheoH Deviation, DHDEV)) $\sigma_y(t, \tau)$ 绘制在同一副三维图上 (三维为标准差、相关时间和时间), 还可以将各个随机误差系数 $Q(t_1, t_2, \dots, t_n), B(t_1, t_2, \dots, t_n)$ 等绘制在随时间变化的二维图中, 使随机误差系数具备时变特征。

3 试验结果及讨论

3.1 仿真试验

通常 Allan 方差或 DAVAR 的仿真试验都是用高斯白噪声来模拟, 本文借鉴文献 [14], 用一阶马尔可夫过程来对噪声系数零偏不稳定性进行模拟, 用高斯白噪声驱动的数学模型来仿真其余噪声系数, 构建陀螺输出的数学仿真模型。重点

模拟零偏不稳定性有 3 个方面原因: ①噪声系数的提取是在假设其为统计独立的前提下进行, 只模拟单一噪声系数更有利于验证及比较不同方法的提取效果; ②在 5 个主要噪声源中, 零偏不稳定性不只是陀螺相对重要的随机误差, 而且经常用于补偿算法或滤波算法的改进 [15]; ③零偏不稳定性属于中等长度的相关时间, 最容易与相邻相关时间的误差项发生耦合, 对其辨识效果进行比较, 更能客观评判方法性能。

零偏不稳定性仿真信号的方差在 $0 \sim 400$ s 和 $400 \sim 800$ s 均为 0.001, 模拟静态下较小的漂移; 而在 $400 \sim 800$ s 之间方差为 0.01, 模拟受到振动、冲击、温度变化或其他干扰而发生的较大的漂移。

图 4 为模拟的陀螺输出信号, 其中浅色部分为仿真的零偏不稳定性时变信号, 深色部分为与零偏不稳定性统计不相关的其他随机误差信号, 主要由高斯白噪声模拟。

对该陀螺输出仿真信号进行 Allan 标准差、TheoH 标准差和 TheoI 标准差分析, 其方差的双对数曲线如图 5 所示。可以看到, 在 900 s 左右时, TheoI 方差和 TheoH 方差的估计值相对稳定。

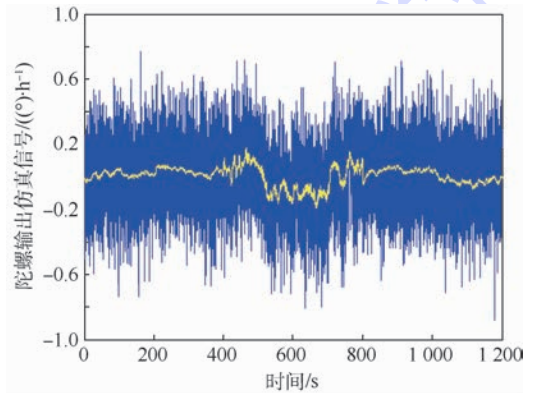


图 4 陀螺输出随机误差仿真模型

Fig. 4 Stochastic error simulation model of gyro output

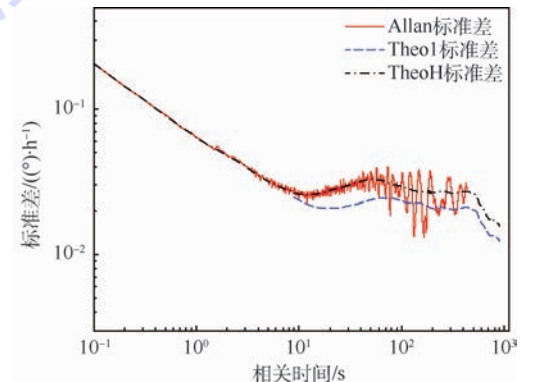


图 5 仿真信号的 Allan 标准差、TheoI 标准差和 TheoH 标准差分析

Fig. 5 Analysis by Allan deviation, TheoI deviation and TheoH deviation for simulated signal

但在不到 100 s 时,经典 Allan 方差的估计值就开始波动。Theo1 方差在相关时间 10 s 以后逐渐偏离了 Allan 方差变化的趋势。只有 TheoH 方差既将相关时间提高到了 $3T/4$,又可以自动对偏离进行修正,更接近方差的真实变化趋势。然而,这 3 种方法辨识得到的噪声系数都为固定值,无法表征动态条件下随机误差系数的时变特性。因此,下面分别用 DAVAR 方法、DHVAR-A 方法和 DHVAR 方法对该仿真数据进行分析,根据辨识结果评价方法的性能。其中,DHVAR-A 为经典 Allan 方差与 TheoBR 方差混合的方差估计方法,可以用于验证在短相关时间用交叠 Allan 方差比经典 Allan 方差能获得更好的辨识准确度的推论。

由图 6 可以看到,DAVAR 方法绘制的三维图波动范围为 $10^{-1} \sim 10^{-4}$,而 DHVAR 方法和 DHVAR-A 方法绘制的三维图波动范围为 $10^{-1} \sim 10^{-2}$,大大减小了长相关时间下双对数曲线的振荡,也就是提高了方差估计的置信度。

理论上,DAVAR 方法、DHVAR-A 方法和 DHVAR 方法都应该可以把统计独立的噪声源从随机误差里分离出来。也就是说,我们仿真的动态变化的零偏不稳定性噪声系数值应该出现在设定的时间段(400 ~ 800 s)及相关时间区域(斜率为 0)。然而,DAVAR 方法由于可辨识的相关时间短及方差估计置信度低等原因,使得零偏不稳定性动态变化的发生区域与其他随机误差项发生了交叠,其动态变化范围在相关时间 1 ~ 10 s 内都有分布,必将影响到下一步零偏不稳定性噪声系数的准确提取。同时可以看到,DHVAR-A 方法和 DHVAR 方法提取到的动态变化更加独立,与周边分量重合少,准确地把噪声定位在相关时间 3 ~ 6 s 之间,也就是双对数曲线中斜率为 0 的地方,有效避免了能量泄漏及误差项的相互干扰,但 DHVAR-A 方法的波动要大于 DHVAR 方法。

根据文献[2]的结论,DAVAR 方法辨识出的时变随机误差系数曲线应围绕经典 Allan 方差计算得到的误差系数值(用所有数据计算获取的固定值)上下波动,且理想情况下,其时变曲线的均值应该等于 Allan 方差方法得到的固定值。我们把大数据下 Allan 方差计算所得的值当作期望值,通过比较不同方法绘制的时变曲线偏离期望值的程度来评价方法的性能^[16]。

图 7 为分别用 DAVAR 方法、DHVAR-A 方法和 DHVAR 方法以 401 窗宽截取仿真信号,进而提取到的零偏不稳定性时间变化曲线。0.026 5 为用经典 Allan 方差对全部时间段仿真信号辨识

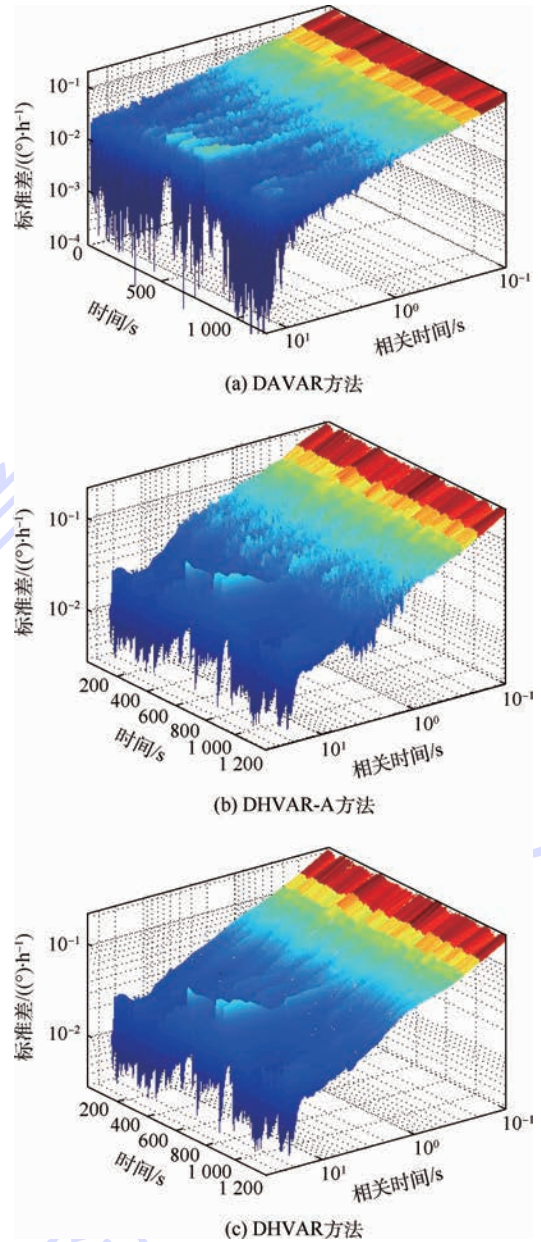


图 6 实测信号的 DAVAR、DHVAR-A 和 DHVAR 分析
Fig. 6 Analysis by DAVAR, DHVAR-A and DHVAR for measured signal

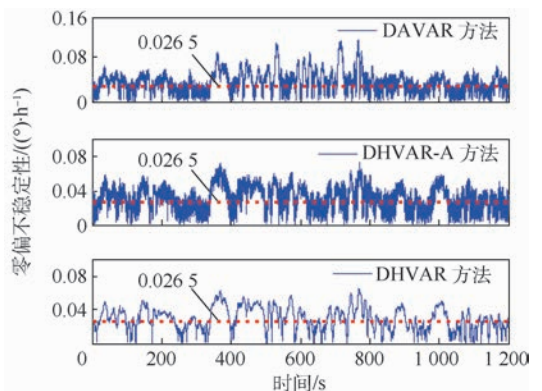


图 7 零偏不稳定性的动态提取
Fig. 7 Dynamic extraction of bias instability

得到的零偏不稳定性的期望值。通过图 7 和表 1 可以看到,对于量化噪声和角度随机游走来说,3 种方法辨识的结果基本一致,对于中、长相关下可以辨识的噪声系数来说,DHVAR 方法的动态曲线均值更贴近期望值。

表 1 为分别用 DAVAR 方法、DHVAR-A 方法和 DHVAR 方法对仿真信号的随机误差系数进行辨识所得到的结果,各个随机误差系数值取的是动态变化曲线的均值。可见,用交叠 Allan 方差替代经典 Allan 方差可以进一步提高辨识准确度。

表 1 各种动态方法下随机误差系数的方差估计值

Table 1 Variance estimation of stochastic error coefficients

by different dynamic methods

系数	单位	期望值	DAVAR	DHVAR-A	DHVAR
Q	μrad	0.006 3	0.006 7	0.006 8	0.006 7
N	$(^\circ)/\text{h}^{1/2}$	0.001 0	0.001 1	0.001 1	0.001 1
B	$(^\circ)/\text{h}$	0.026 5	0.035 4	0.030 8	0.029 9
K	$(^\circ)/\text{h}^{3/2}$	0.451 9	1.052 9	0.735 7	0.706 2
R	$(^\circ)/\text{h}^2$	1.119 3	9.797 3	5.806 5	5.622 4

3.2 动态试验验证

为验证对陀螺信号的分析效果,本课题组对动态试验中采集的某型号光学陀螺的激励响应信号进行了分析。对该信号进行预处理,得到随机误差信号如图 8 所示。该实测信号采样周期为 40 ms,共采集了 1 600 s,约 40 000 个数据,用 401 窗长的 DHVAR 方法展开三维分析,结果如图 9 所示。可以看到,振动对陀螺高频噪声系数的影响比较大,对中、低频噪声系数影响较小。

从图 10 中分析可得,在原始信号中出现的第 1 个波动主要是由量化噪声引起,主要原因是信号采集系统分辨力不能满足高频干扰的采样要求造成的误差。角度随机游走波动不大,说明该陀螺仪采用的光学器件比较稳定,抗干扰能力比较强。第 2 个高量级振动对除角度随机游走外的其他噪声分量都带来了影响,说明随着振动量级

的增加,陀螺的各个噪声系数都受到了影响。

与对仿真信号的处理方法一样,本文对达到平稳状态后的陀螺随机误差用不同方法进行辨识。也就是以 1 000 ~ 1 600 s 之间这 15 000 个数据为研究对象,以该段所有 Allan 方差误差系数估计值为期望值,比较 DAVAR 方法和 DHVAR 方法的性能。图 11 为零偏不稳定性的时间变化曲线,

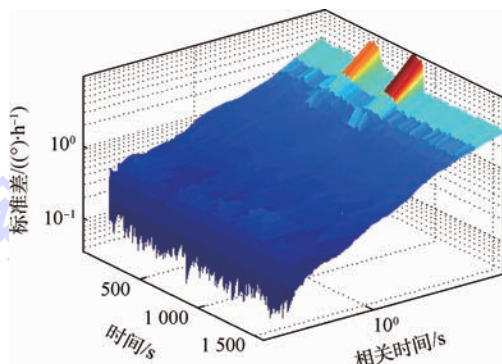


图 9 陀螺实测信号随机误差的 DHVAR 分析

Fig. 9 DHVAR analysis of gyro measured signal stochastic error

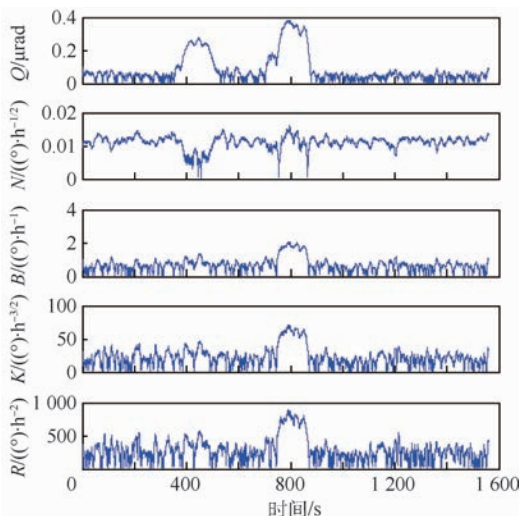


图 10 各随机误差系数随时间变化曲线

Fig. 10 Time-variant curves of different stochastic error coefficients

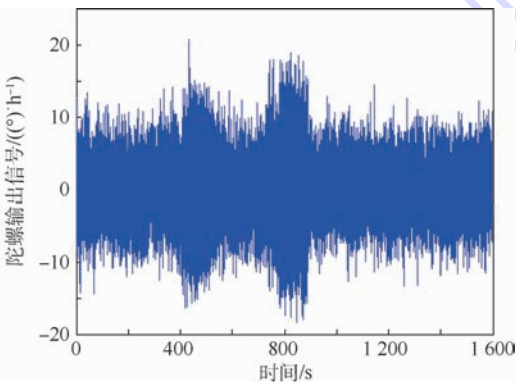


图 8 陀螺随机误差输出

Fig. 8 Output of stochastic error of gyro

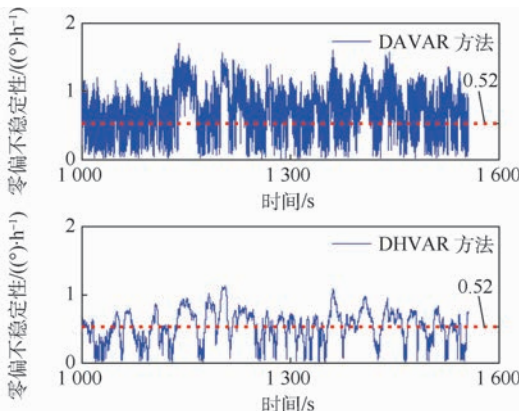


图 11 零偏不稳定性的 DAVAR 和 DHVAR 动态提取

Fig. 11 Dynamic extraction of bias instability with DAVAR and DHVAR

401 窗宽,0.52 是用该段所有数据计算得到的期望值。

表 2 为 DAVAR 方法和 DHVAR 方法提取出的随机误差系数时间变化曲线均值与期望值的比较。可以看到,2 种方法对高频随机误差系数(量化噪声和角度随机游走)的提取效果基本一致,而对低频随机误差系数(零偏不稳定性、角速率随机游走和速率斜坡)来说,DHVAR 方法和 DHVAR-A 方法提取出的估计值更加接近于期望值,结合陀螺实测信号进一步验证了 TheoH 方差确实是一种高置信度的方差估计方法。

表 2 稳定条件下随机误差系数的估计值

Table 2 Estimation of stochastic error coefficient under steady condition

系数	单位	量纲	期望值	DAVAR	DHVAR-A	DHVAR
Q	μrad	$\times 10^{-3}$	0.400	0.047	0.043	0.041
N	$(^\circ)/\text{h}^{1/2}$	$\times 10^{-4}$	0.011	0.011	0.011	0.011
B	$(^\circ)/\text{h}$	$\times 10^{-2}$	0.520	0.732	0.545	0.533
K	$(^\circ)/\text{h}^{3/2}$		14.1	38.9	20.7	18.3
R	$(^\circ)/\text{h}^2$		106	735	256	219

4 结论

TheoH 方差是一种混合了 Allan 方差和去除偏移的 Theo1 方差的新的方差估计方法。把该方法用到动态信号随机误差分析中,可以改善 DAVAR 方法由于加窗截取数据,以致提取出的误差系数估计置信度降低的问题。

1) 在短相关时间上,DHVAR 提取出的随机误差系数与 Allan 方差基本一致。中、长相关时间下,可以将随机误差系数的提取准确度提高 30% 以上。

2) DHVAR 绘制的三维分析图更加清晰准确,可以观测到更为准确的动态信号的细节变化。

3) 对于速率斜坡这样需要较长相关时间才能辨识的噪声系数,动态方法的辨识结果置信度依然不高,需要进一步深入研究。

参考文献 (References)

[1] 吕琳,全伟.基于 GP+GA 的陀螺仪随机误差建模分析[J].北京航空航天大学学报,2015,41(6):1135-1140.
LV L,QUAN W. Modeling and analysis of gyroscope's random drift based on GA+GP method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2015,41(6):1135-1140 (in Chinese).

[2] 徐定杰,苗志勇,沈锋,等. MEMS 陀螺随机漂移误差系数的动态提取[J]. 宇航学报,2015,36(2):217-223.
XU D J,MIAO Z Y,SHEN F, et al. Dynamic extraction MEMS gyro random error coefficients[J]. Journal of Astronautics,

2015,36(2):217-223 (in Chinese).

[3] ZHANG C X,WANG L,GAO S, et al. Dynamic Allan variance analysis for stochastic errors of fiber optic gyroscope[J]. Infrared and Laser Engineering,2014,43(9):3081-3088.

[4] 王新龙,李娜. MEMS 陀螺随机误差的建模与分析[J]. 北京航空航天大学学报,2012,38(2):170-174.
WANG X L,LI N. Error modeling and analysis for random drift of MEMS gyroscopes[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(2):170-174 (in Chinese).

[5] 汤霞清,程旭维,高军强. 光学陀螺随机误差特性的混合理论方差方法分析[J]. 兵工学报,2015,36(9):1688-1695.
TANG X Q,CHENG X W,GAO J Q. Hybrid theoretical variance analysis for random error properties of optic gyroscope[J]. Acta Armamentarii,2015,36(9):1688-1695 (in Chinese).

[6] GALLEANI L. Dynamic Allan variance III: Confidence and detection surfaces[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control,2011,58(8):1550-1558.

[7] GALLEANI L,TAVELLA P. The dynamic Allan variance[J]. IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control,2009,56(3):450-460.

[8] LI J T,FANG J C. Not fully overlapping Allan variance and total variance for inertial sensor stochastic error analysis[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,2013,62(10):2659-2672.

[9] HOWE D A. The total deviation approach to long-term characterization of frequency stability[J]. IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control,2000,47(5):1102-1110.

[10] HOWE D A,TASSET T N. Theo1: Characterization of very long-term frequency stability[C]// Proceedings of the 18th European Frequency and Time Forum (EFTF 04), Guildford, 2004: 581-587.

[11] 程旭维,汤霞清,黄湘远. 基于#1 理论方差的光学陀螺长期随机误差分析[J]. 中国激光,2014,41(10):146-153.
CHENG X W,TANG X Q,HUANG X Y. Investigation on random error properties of optic gyroscope based on theoretical variance #1[J]. Chinese Journal of Lasers,2014,41(10):146-153 (in Chinese).

[12] HOWE D A. TheoH: A hybrid, high-confidence statistic that improves on the Allan deviation[J]. Metrologia,2006,43(4):322-331.

[13] LEVINE J,PARKER T E. The algorithm used to realize UTC (NIST) [C] // 2002 IEEE International Frequency Control Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press,2002:537-542.

[14] 金毅,吴训忠,谢赓. 基于 Allan 方差的光纤陀螺随机漂移建模与仿真[J]. 应用光学,2014,35(3):547-551.
JIN Y,WU X Z,XIE N. Modeling and simulation of FOG random drift based on Allan variance[J]. Journal of Applied Optics,2014,35(3):547-551 (in Chinese).

[15] 韦官余,徐伯健,丁阳,等. 动态阿伦方差辅助的卡尔曼滤波算法在 GPS/INS 组合导航中的应用[C]// 第三届中国卫星导航学术年会电子文集,2012:330-334.
WEI G Y,XU B J,DING Y, et al. Dynamic Allan variance aided Kalman filter in GPS/INS integrated navigation[C] // The Third China Satellite Navigation Conference,2012:330-334 (in

Chinese).

- [16] 汪立新,朱战辉,黄松涛. 基于峭度和自适应滑动窗的陀螺动态特性分析方法[J]. 中国惯性技术学报,2015,23(4): 533-539.

WANG L X, ZHU Z H, HUANG S T. Dynamic characteristics analysis method for gyroscope based on kurtosis and adaptive sliding window [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2015, 23(4): 533-539 (in Chinese).

作者简介:

朱战辉 男,博士研究生,工程师。主要研究方向:惯性系统及测试、数字信号处理。

汪立新 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:惯性技术及测试。

Dynamic extraction of stochastic error coefficients for gyro based on TheoH variance

ZHU Zhanhui^{1,2}, WANG Lixin^{1,*}, CHEN Weifeng², XUE Liang¹

(1. Department of Control Science and Engineering, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China;

2. Unit 96401 of the Chinese People's Liberation Army, Baoji 721006, China)

Abstract: To solve the problem that the confidence on the estimate is poor when the dynamic Allan variance is used to analyze stochastic error of gyro, due to the reduced amount of data captured by the truncation windows, a new algorithm based on high confidence and hybrid theoretical variance (TheoH variance) is proposed. The Allan variance which is used to analyze the data in the truncation windows is replaced by TheoH variance in the proposed dynamic algorithm. The problems that the averaging time calculated with Allan variance is half of total data length and the confidence decreases at long-term averaging time are perfectly solved, the correlation time of the calculation can reach 3/4 of the total time of data, and the defect that the confidence level of the error coefficient estimates decreased is effectively improved, which is caused by the dynamic algorithm data interception. The measured data of dynamic test for optical gyroscope and simulation data are analyzed with the proposed algorithm and dynamic Allan variance. The results show that the proposed algorithm can describe the non-stationary of gyroscope more effectively and greatly improve the confidence of variance estimation at middle-term and long-term correlation time.

Keywords: gyro; stochastic error coefficients; dynamic Allan variance; hybrid theoretical variance (TheoH variance); window function

Received: 2016-01-13; Accepted: 2016-03-18; Published online: 2016-04-15 16:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.004.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61503390)

* Corresponding author. E-mail: wanglixin066@sina.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0002



一种改进的定频数字滞环电流控制策略

邵云滨¹, 付永领^{2,*}, 郭建文², 杨荣荣²

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 针对机载电动静液作动器(EHA)用 20 kW 级大功率无刷直流电机, 提出了一种改进的定频数字滞环电流控制策略(HCCS)。在此控制策略中, 通过对 PWM_ON 调制模式下相电流数学模型的构建以及相应电流环控制模式的分析, 对一种综合三角载波控制和滞环电流控制的混合滞环电流控制进行改进, 设计了一种实现简单、控制稳定、具有过流保护功能以及功率元件开关频率有条件固定的改进的准定频滞环电流控制策略, 并通过数字化处理, 引入数字化规则, 实现完全的定频控制。仿真和实验结果表明, 此控制策略能够实现大功率无刷直流电机控制时固定的功率元件开关频率以及高频率响应, 将为高性能大功率无刷直流电机高效的电流控制提供一条新路径。

关键词: 无刷直流电机; 电流控制; 滞环; 三角载波; 定频

中图分类号: TM301.2; TH137

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0026-10

集成电动静液作动器(EHA)是飞机实现多电化的关键部件, 而军用飞机作动系统的大功率、高频率响应需求对 EHA 技术提出了巨大的挑战^[1]。无刷直流电机是 EHA 的核心组件, 必须具有高功率密度、宽调速范围、大负载变化、高动态响应的特点才能满足机载 EHA 的需求, 这不但对电机本身特性提出要求, 更对控制算法性能提出特殊需求, 进而高性能的 EHA 用无刷直流电机控制技术的研究也随之成为 EHA 技术研究的热点。这其中, 作为 EHA 三环控制(位置环控制、转速环控制以及电流环控制)的最内环控制, 电流环控制频率响应要求高, 通常超过 1 kHz, 而其控制策略亦将极大地影响功率器件的性能、位置环和转速环的控制性能以及 EHA 系统的性能, 因而研究一种适合 EHA 使用的高性能电流控制方法也就成为 EHA 驱动控制器设计的主要内容之一。

目前, 常见的电流环控制策略主要以三角载

波电压脉宽调制(PWM)为基础, 配合 PID 或其他控制算法(如模糊控制算法、自适应控制算法、预估预测控制算法等)调整脉宽, 共同实现电流闭环控制^[2]。在这种控制策略下, 通过提高电流采样频率和 PWM 载波频率可以有效提高电流控制的动态响应^[3]。然而, EHA 用无刷直流电机功率高(通常超过 10 kW), 绕组电感和电阻极小(分别在 0.1 mH 和 10 mΩ 数量级)^[4], 这些使得基于 PWM 的电流控制策略的使用受到限制。具体而言, 电机驱动使用的功率器件受开关速度和散热能力限制导致开关频率很难超过 20 kHz, PWM 载波频率提升因此受到限制。与此同时, 由于电机绕组电感和电阻极小, 绕组电流最大上升速度超过 2000 A/ms, PWM 控制策略中, 相邻控制周期间的更新延迟加之控制周期限制(> 50 μs)会导致绕组电流超过功率元件阈值电流, 进而造成功率元件的损坏。这个问题极大地影响了基于

收稿日期: 2016-01-04; 录用日期: 2016-04-22; 网络出版时间: 2016-06-24 11:10

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160624.1110.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61520106010, 61327807)

* 通讯作者: E-mail: fuyongling@buaa.edu.cn

引用格式: 邵云滨, 付永领, 郭建文, 等. 一种改进的定频数字滞环电流控制策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 26-35. SHAO Y B, FU Y L, GUO J W, et al. An improved constant-frequency digital hysteresis current control strategy [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 26-35 (in Chinese).

PWM 的电流控制策略的频率响应性能以及控制可靠性。为了解决 PWM 电流环控制策略存在的限制,文献[5]分析了 PWM 周期中不同电流采样和占空比更新时间造成的延时,并提出了单个载波周期 2 次电流采样更新占空比的策略,而文献[6]提出了一种即时更新 PWM 占空比的方式。这些方法将 PWM 的更新延时降低为原来的一半,电流环的动态响应性能和稳定性相应提高。但即便如此,基于 PWM 的电流控制策略存在的缺陷仍未得到解决。

滞环电流控制策略是实现高性能电流控制的另一种方法。滞环电流控制将直流母线的电压源变为响应快速的电流源,解决了 PWM 控制的固有缺点。其结构简单,易于通过模拟电路实现,响应速度快,具有天然的过流保护能力和稳定性,并且不依赖系统模型,对负载参数变化不敏感。当电流环使用滞环电流控制时,速度环取很大的增益也能保持系统稳定,适合对动态响应要求高的场合使用。然而,滞环电流控制中不确定的功率元件开关频率一方面使得功率元件面临过热风险,另一方面使得电流谐波频率分布广泛,难以通过滤波器滤除,这给系统的电磁兼容设计带来困难^[7-8],这个主要缺点也使得滞环电流控制的应用局限于小功率和实验室研究领域,解决开关频率不确定的问题成为滞环电流控制研究的主要内容。

学界关于定频滞环电流控制做了大量研究。由于开关频率影响因素中的电流斜率在母线电压不变时无法改变,文献[9-16]等均通过变环宽的方式来实现开关频率的基本恒定。在这种方法中,通过微处理器定期采样电机电流、直流母线电压、转子位置,通过转子位置计算反电动势等参数,再根据不同算法计算环宽,通过 DAC 和运放输出电流值来调整电流控制的滞环环宽,需要的数据多,计算量大,结构复杂。滞环电流控制的一种数字定频实现是按照开关频率进行电流 ADC 采样,由微处理器对比期望电流值并直接给出开关信号^[17-19]。若这种方式的滞环环宽取为零^[20],形成一种类似 bang-bang 控制的电流控制模式,则实现简单,但是由于存在与 PWM 控制相同的采样间隔延时以及运算量大的问题,并不适合本文研究的 EHA 无刷直流电机控制。

针对基于 PWM 的电流控制策略以及滞环电流控制在对具有宽调速范围、大负载变化、高动态响应特点的 EHA 用无刷直流电机进行控制时存在的问题,本文开展定频数字滞环电流控制策略

研究,以实现 EHA 用无刷直流电机电流环的高效控制。首先以某 EHA 原理样机为基础,建立无刷直流电机绕组的电学数学模型;然后通过分析已有定频滞环电流控制方法的原理,设计一种低延时、定频、高响应的定频数字滞环电流控制策略;最后通过仿真和实验验证所提出控制策略的可行性。

1 无刷直流电机数学模型构建

本文针对的 EHA 用无刷直流电机为表贴式永磁无刷直流电机, Y 形集中整距绕组,工作于 120° 两两导通状态,功率管开关信号采用 PWM-ON 调制模式。为便于分析,假设电机三相绕组完全对称,反电动势为 120° 理想梯形波,铁心不饱和,忽略非导通相电流,忽略电枢反应、涡流、磁滞损耗和齿槽效应。无刷直流电机系统(包括无刷直流电机及驱动控制器)等效电路如图 1 所示。

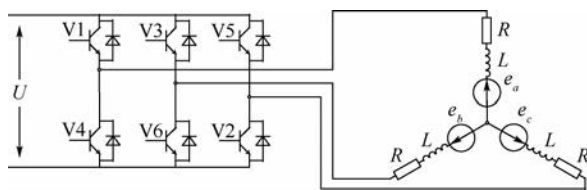


图 1 无刷直流电机系统等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of a brushless DC motor system

a 、 b 、 c 三相绕组的端电压方程可表述为

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_n \\ u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_n \\ u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_n \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 和 u_c 为相绕组端电压; i_a 、 i_b 和 i_c 为相绕组电流; e_a 、 e_b 和 e_c 为相反电动势; R 为相绕组等效电阻,包括绕组电阻和功率元件的等效电阻; L 为相绕组等效电感,等于相绕组自感减相绕组互感,即相绕组漏电感,通常包括槽部漏感、齿顶漏感和端部漏感; u_n 为绕组中心点电压。

不考虑换向过程,在所假设的理想状态,且电机处于两相导通状态时,等效电路可简化为图 2 所示。

进而,方程式(1)可简化为

$$U = 2RI + 2L \frac{dI}{dt} + 2E \quad (2)$$

式中: E 为 120° 理想梯形波反电动势 e 在当前转速的幅值。

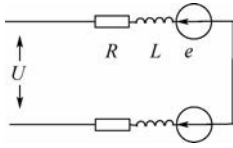


图2 无刷直流电机系统在两相导通模式下的简化等效电路

Fig. 2 Simplified equivalent circuit of a brushless DC motor system in two-phase conduction mode

解微分方程式(2),可得导通相电流为

$$I = \frac{U - 2E}{2R} + \frac{2RI_0 - U + 2E}{2R} e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (3)$$

式中: I_0 为初始电流值。

同理,可以获得当电机处于PWM_ON调制模式,单斩输出关闭信号,即处于单相导通状态时的相电流表达式为

$$I = \frac{-E}{R} + \frac{RI_0 + E}{R} e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (4)$$

对式(3)和式(4)求导,可以获得电机相电流上升、下降速率分别为

$$\tan \theta = -\frac{2RI_0 - U + 2E}{2L} e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (5)$$

$$\tan \alpha = -\frac{RI_0 + E}{L} e^{-\frac{Rt}{L}} \quad (6)$$

式中: θ 为两相导通时相电流上升角; α 为PWM_ON调制模式单相导通时相电流下降角。

由于EHA用无刷直流电机正常工作的电流远小于电流曲线最大值 $U/2R$ 且连续导通时间短,因此 I_0R 的值约等于0, $e^{-Rt/L}$ 约等于1,在分析额定电流范围内的电流上升、下降角时均可忽略。由此得到近似的上升、下降角表达式为

$$\begin{cases} \tan \theta \approx \frac{U - 2E}{2L} \\ \tan \alpha \approx -\frac{E}{L} \end{cases} \quad (7)$$

2 改进的定频数字滞环电流控制策略设计

2.1 滞环电流控制策略

滞环电流控制的工作原理可以描述为:当电机电流大于正环宽时关断开关管,使电流下降;当电机电流小于负环宽时开通开关管,使电流上升,如图3所示。

由滞环电流控制的工作原理分析可知,其功率管开关频率并非常数。当环宽 ΔI 较小或电流斜率 $\tan \theta$ 、 $\tan \alpha$ 较大时,开关频率较高;当环宽 ΔI 较大或电流斜率较小时,开关频率较低。过高

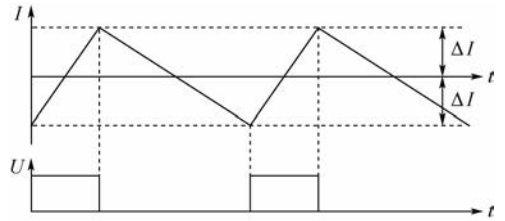


图3 滞环电流控制的工作原理示意图

Fig. 3 Schematic diagram of working principle of hysteresis current control

的开关频率会增加开关损耗,甚至超过功率器件的上限。同时,不确定的开关频率也会产生大量的电流谐波,进而对控制性能产生不利影响。滞环电流控制策略的定频化显得尤为重要。

2.2 混合滞环电流控制策略

我们知道,PWM电流控制方式通过三角载波与给定阈值的比较来获得恒定的开关频率,那么将三角载波和滞环电流控制相结合,构造出一种基于三角载波比较的滞环电流控制策略,也能实现开关频率的基本固定,弥补滞环电流控制开关频率不固定的缺陷^[21-22],如图4所示。

为了工程实现简单,将图4中的增益 K 取为1,并将三角载波位置前移,获得图5所示的混合滞环电流控制原理图。

算法可描述为:在目标电流值上叠加一个定频三角波,此三角波的频率即为预设的功率元件开关频率,即

$$I_{aref} = I_{ref} + I_{tri} \quad (8)$$

式中: I_{aref} 为叠加后的目标电流; I_{ref} 为参考电流; I_{tri} 为叠加的三角波电流。

叠加三角波后的目标电流值 I_{aref} 与电流反馈信号 I_a 相减获得电流误差值 I_{err} ,即

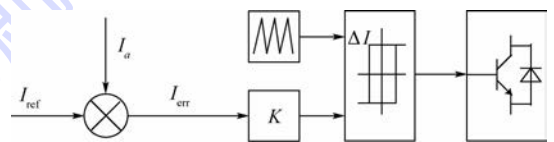


图4 三角载波滞环电流控制的工作原理示意图

Fig. 4 Schematic diagram of working principle of triangular carrier hysteresis current control

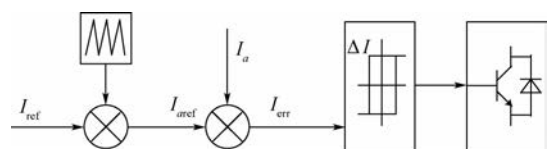


图5 混合滞环电流控制的工作原理示意图

Fig. 5 Schematic diagram of working principle of hybrid hysteresis current control

$$I_{err} = I_{ref} - I_a \quad (9)$$

误差值经过以 0 为阈值的滞回比较器后获得功率管开关信号。

算法亦可表述为:由叠加三角波之后的电流目标值,加减环宽 ΔI 获得电流上下限,即

$$\begin{cases} I_{up} = I_{ref} + \Delta I \\ I_{low} = I_{ref} - \Delta I \end{cases} \quad (10)$$

当实际电流 I_{real} 大于电流上限 I_{up} 时,关断开关管,当实际电流 I_{real} 小于电流下限 I_{low} 时,开通开关管,如图 6 所示。

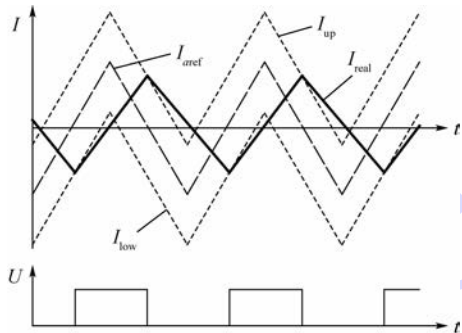


图 6 混合滞环电流控制电流轨迹及开关信号时序图

Fig.6 Curves of current track and sequence chart of switch signal in hybrid hysteresis current control

2.3 改进的准定频滞环电流控制策略

混合滞环电流控制实现定频控制存在约束条件,本节将通过分析混合滞环电流控制的定频约束条件,对混合滞环电流控制进行改进以扩展其定频实现范围,对于新的控制策略,本文称为改进的准定频滞环电流控制策略,并在以下章节中对此控制策略的数字化实现和器件延时影响进行探究。

如图 7 所示,当电流上升速率大于 $\tan \theta_{max}$ 时,可能出现一个三角波周期内发生多次开关的情况,这会超出设定的开关频率。而当电流斜率小于 $\tan \theta_{min}$ 时,开关信号将跳过一个或多个三角波周期,导致实际开关频率低于给定的开关频率。同理,电流下降率也存在限制条件 $\tan \alpha_{max}$ 和 $\tan \alpha_{max}$ 。

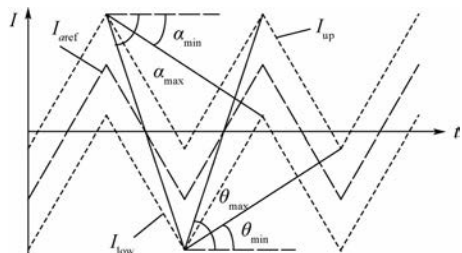


图 7 混合滞环电流控制实现定频的约束条件示意图

Fig.7 Schematic diagram of constraint conditions for constant-frequency in hybrid hysteresis current control

显然,这个范围与叠加的三角波幅值 A_{tr} 、三角波周期 T_{tr} 、滞环环宽 ΔI 相关,可求得数值如下:

$$\begin{cases} \tan \theta_{min} = \tan \alpha_{min} = \frac{2\Delta I}{T_{tr}} \\ \tan \theta_{max} = \tan \alpha_{max} = \frac{4(\Delta I + A_{tr})}{T_{tr}} \end{cases} \quad (11)$$

结合式(7),则对于运行于一、三象限的 PWM_ON 调制模式,实现定频控制需满足:

$$\begin{cases} \frac{2\Delta I}{T_{tr}} \leq \frac{U - 2E}{2L} \leq \frac{4(\Delta I + A_{tr})}{T_{tr}} \\ \frac{2\Delta I}{T_{tr}} \leq \frac{E}{L} \leq \frac{4(\Delta I + A_{tr})}{T_{tr}} \end{cases} \quad (12)$$

进一步分析,若仅要求稳态时实现定频,而不要求电流给定大幅变化过程中保持定频,超出式(11)限制的电流斜率数值组合也能符合要求,典型示例如图 8 所示。稳态时实现定频同样需要约束条件。设此时电流上升速率为 $\tan \theta$,由功率元件处于定频开关状态可知,稳定时实际电流曲线与 I_{low} 曲线交点的电流值保持恒定,即如图 9 中 BC 和 EF 均平行于 t 轴,且电流上升轨迹局限在 AB 和 DE 之间(即极限情况下,开关状态在 A 点或 B 点发生切换)。分析轨迹可得出如下定频条件:当电流上升速率大于 $\tan \theta_{max}$ 时,如果电流下降速率处于 $\tan \alpha_{max2}$ 和 $\tan \alpha_{min2}$ 之间,功率器件仍可工作在定频状态。

分别解图 9 中 $\triangle ABC$ 和 $\triangle DEF$ 可以获得 $\tan \alpha_{max2}$ 和 $\tan \alpha_{min2}$ 的表达式为

$$\tan \alpha_{max2} = \frac{2 \tan \theta \cdot \Delta I}{T_{tr} \tan \theta - 2 \Delta I - 4 A_{tr}} \quad (13)$$

$$\tan \alpha_{min2} = \frac{2 \tan \theta \cdot \Delta I}{T_{tr} \tan \theta - 2 \Delta I + 4 A_{tr}} \quad (14)$$

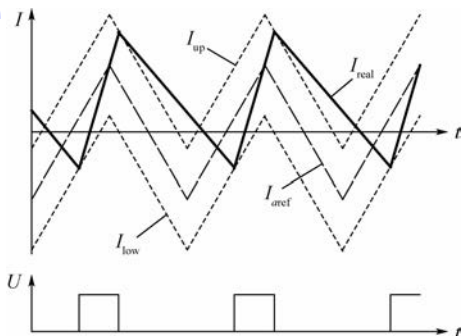


图 8 仅要求稳态定频的滞环电流控制电流轨迹及开关信号时序图(仅为典型示例)

Fig.8 Curves of current track and sequence chart of switch signal in hysteresis current control when constant-frequency is only required in stable state (just a typical example presented)

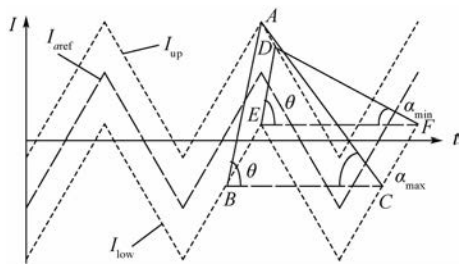


图9 滞环电流控制中电流上升率过高的定频约束条件示意图

Fig. 9 Schematic diagram of constraint conditions for constant-frequency in hysteresis current control when current rising rate exceeds its upper limit

当电机运行于一、三象限,功率管开关信号为PWM_ON调制模式时,电机电流上升、下降速率满足式(5)和式(6),为便于几何分析,不考虑斜率正负号,有

$$\tan \alpha = \frac{U}{2L} - \tan \theta \quad (15)$$

可推出当电流上升速率大于 $\tan \theta_{\max}$ 时,实现定频的条件为

$$\frac{2 \tan \theta \cdot \Delta I}{T_{\text{tr}} \tan \theta - 2 \Delta I + 4 A_{\text{tr}}} \leq \frac{U}{2L} - \tan \theta \leq \frac{2 \tan \theta \cdot \Delta I}{T_{\text{tr}} \tan \theta - 2 \Delta I - 4 A_{\text{tr}}} \quad (16)$$

进而实现稳态定频需取合适的三角波幅值 A_{tr} 、三角波周期 T_{tr} 、滞环环宽 ΔI 使其满足式(16)。由于过大的三角波幅值和滞环环宽会使电流控制静差变大,因此尽量取符合要求且较小的数值。

电流上升速率超过 $\tan \theta_{\max}$ 时,通过一定的约束条件仍能实现稳态定频控制,但电流上升速率也需要限制在一定的范围内。图10为当母线电压为270V,自感为0.2mH,互感为0.1mH,三角波频率为20kHz,幅值为6A,滞环环宽为±4A时,以 $\tan \theta$ 为横坐标, $\tan \theta > \tan \theta_{\max}$ 时的 $\tan \alpha$ 、 $\tan \alpha_{\max 2}$ 、 $\tan \alpha_{\min 2}$ 与 $\tan \theta$ 的关系曲线。可见,当电流上升速率 $\tan \theta \leq 1.22$ 时,均能实现定频控制。当 $\tan \theta > 1.22$ 时,反电动势数值较小,电机处于低转速段,电流上升速率大而下降速率小,一次开通并关断之后会跳过一个或多个三角波周期,造成开关频率变化,此时的电流轨迹如图11所示。

同样地,当电机转速较高,反电动势数值较大,上升速率极低时,也会出现类似的现象。

以上分析基于PWM_ON调制模式,若采用双斩调制模式,20kHz的开关频率下定频条件将难以满足,需要使用开关频率更高的功率器件,如新

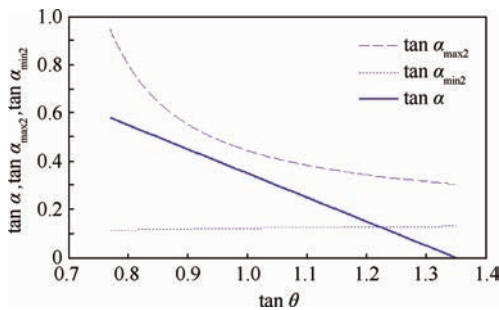


图10 给定参数下稳态时定频约束关系曲线

Fig. 10 Constraint relation curves for constant-frequency only required in stable state with given parameters

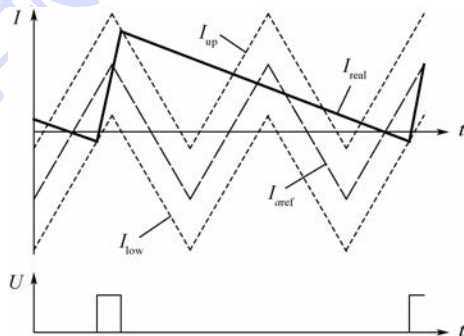


图11 滞环电流控制中因反电动势过小导致开关频率变化时的电流轨迹及开关信号时序图

Fig. 11 Curves of current track and sequence chart of switch signal in hysteresis current control when switch frequency varies due to over-low back EMF

型的SiC基大功率功率元件,其开关频率可达到100kHz或更高。可见,PWM_ON调制模式的应用不仅降低了功率元件的开关损耗,还使得在混合滞环电流控制方法下的定频范围得到扩展。

2.4 改进的定频数字滞环电流控制策略

根据第2.3节分析,虽然通过参数取值使得控制器在稳态时可以实现开关频率基本恒定,但在动态过程中仍可能发生单周期内多次开通关断的现象,以致超出功率器件的频率范围;另外,反电动势较低或较高时,也会出现开关频率变化的现象。当滞环电流控制策略数字化之后,在时序上对这些问题进行处理变得非常容易。为了解决这些问题,在改进的准定频滞环电流控制策略中增加数字化规则以实现完全的定频控制,进而形成改进的定频数字滞环电流控制策略。在改进的定频数字滞环电流控制策略中设计如下数字化规则:

- 1) 规则1:在一个三角波周期内,只允许开关信号开通一次。
- 2) 规则2:在三角载波处于最大值时,如果电流值小于滞环上限,转为开关信号开通状态。
- 3) 规则3:在三角载波处于最小值时,如果

电流值大于滞环下限,转为开关信号关断状态。

4) 规则 4: 当一个周期内开关信号均为关闭状态且电流值始终大于滞环上限或电机处于二、四象限运行时,转为 HPWM_LPWM 双斩调制的功率管同时关断状态。

如图 12 所示,前 3 个规则可举例为:在 $t_0 \sim t_2$ 时刻之间,只允许开关信号开通一次;在 t_1 时刻,如果电流值小于滞环上限,转为开关信号开通状态;在 t_0 或 t_2 时刻,如果电流值大于滞环下限,转为开关信号关断状态。

规则 1 使得在任何情况下,功率管开关频率不会超过 20 kHz,确保了器件安全;规则 2 使得图 11 所示的频率变化状态转变为图 12 所示的定频状态;规则 3 则使得当反电动势较大时,也能保持定频状态,如图 13 所示;规则 4 则解决了电流给定值大幅下降时电流下降速率不足无法跟随给定,以及电机处于第二、四象限运行时,负负载造成 PWM_ON 调制模式的滞环不稳定的情况。

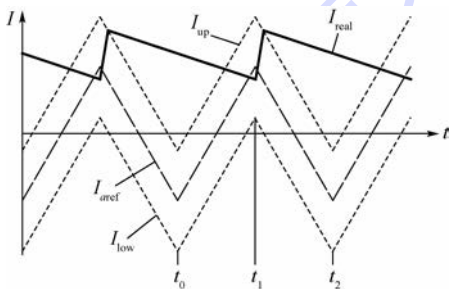


图 12 规则 2 示例的电流轨迹

Fig. 12 Curves of current track in example for rule 2

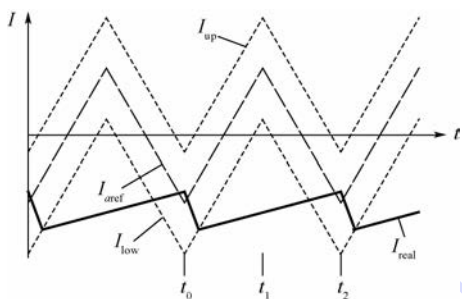


图 13 规则 3 示例的电流轨迹

Fig. 13 Curves of current track in example for rule 3

此外,通过对符合式(12)和式(16)条件的电流轨迹进行分析,可以发现规则 1、规则 2 和规则 3 并不会对正常情况的电流轨迹造成影响。由此,可以实现 PWM_ON 调制模式任意转速的定频滞环电流控制。

2.5 系统器件延时环节带来的影响

在控制器实际实现中,电流采样、数字电路逻辑判断、功率器件开关都存在延时,这使得实际情况与理想状态存在差异。虽然开关频率达到

20 kHz,但因绕组电感和电阻极小,电流上升速率极高,即便使用高频率响应的电流传感器,选用很高的电流采样频率,器件延时造成的不良影响仍不可忽略。表 1 列出了本文所采用器件的大致平均延时。

由表 1 中列出的延时信息可知,系统总延时 T_d 可达 $2.5 \mu\text{s}$ 左右。当延时时间大于理想状态时的电流上升时间或下降时间时,会导致系统出现次谐波振荡或开关频率变化,如图 14 所示。

表 1 滞环电流控制器各器件的典型平均延时

Table 1 Typical averaged delay of parts in hysteresis current controller

器件或过程	平均延时/ μs
霍尔电流传感器	0.50
信号调理电路	0.10
ADC 采样	0.50
CPLD 逻辑处理	0.01
光耦隔离器件	0.50
IGBT 器件开通关断	1.00

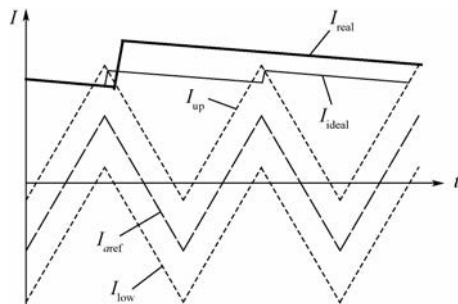


图 14 器件延时影响开关频率示意图

Fig. 14 Schematic diagram of effect of device delay on switch frequency

I_{ideal} 为不考虑延时的理想电流轨迹, I_{real} 为延时大于理想状态电流上升时间时的电流轨迹。由于延时的存在,部分抵消了改进的定频数字滞环电流控制规则 2 和规则 3 带来的定频效果。当反电动势值较小或较大时,计入延时 T_d ,要保证系统开关频率恒定,电流上升速率应满足:

$$\frac{U}{L} \cdot \frac{T_d}{T} < \tan \theta < \frac{U}{L} \cdot \frac{T - T_d}{T} \quad (17)$$

对于本文所研究的无刷直流电机,当 $T_d = 2.5 \mu\text{s}$ 时,由式(17)和反电动势参数等可知,当转速超过 800 r/min 时,开关频率才能达到恒定。可见系统延时对定频效果有较大影响,应尽可能降低系统各个环节的延时。

3 MATLAB/Simulink 仿真

为验证本文提出的改进的定频数字滞环电流控制算法的有效性,在 MATLAB/Simulink 中搭建

了电机电流环控制模型。电机模型参数为:母线电压为 270 V,电机自感为 0.2 mH,互感为 0.1 mH,反电动势系数为 0.056 V/(rad/s),绕组相电阻为 25 mΩ,各个延时环节按照表 1 设置。仿真结果如图 15 ~ 图 17 所示。

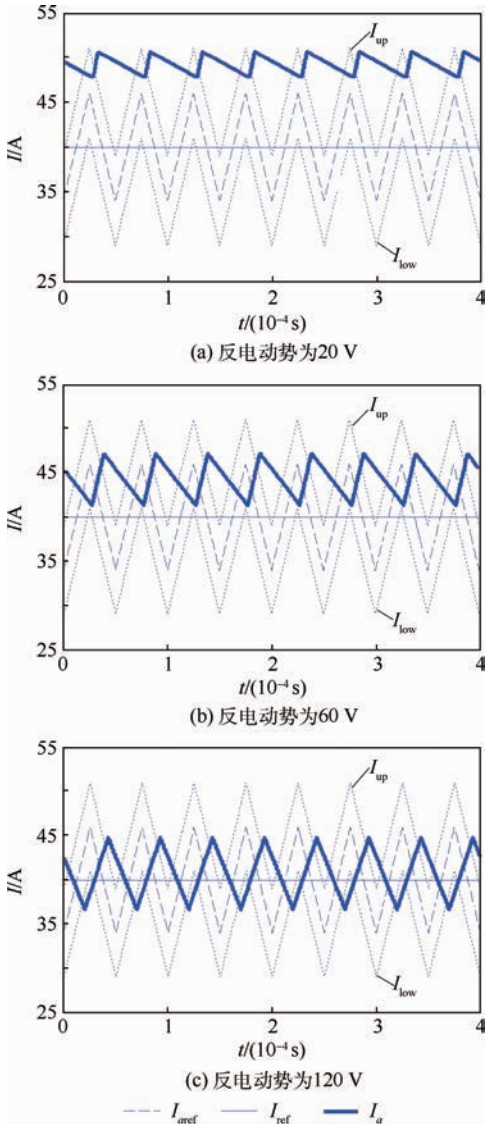


图 15 反电动势取值不同时的恒值电流仿真响应
Fig. 15 Simulated response of constant target current when different back EMFs are applied

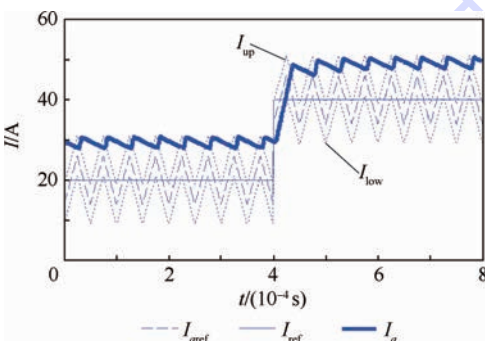


图 16 反电动势为 20 V 时的 20 A 阶跃电流仿真响应
Fig. 16 Simulated response of 20 A step target current when back EMF is 20 V

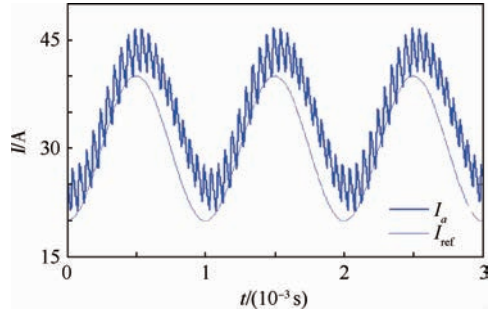


图 17 反电动势为 60 V 时的 1 kHz、20 A 正弦电流仿真响应
Fig. 17 Simulated response of 1 kHz, 20 A sinusoidal current when back EMF is 60 V

仿真结果表明,电流环带宽可以达到 1 kHz,定频效果良好,同时电流峰值仅略高于给定电流值,开关频率和峰值电流均不会超出功率器件工作范围。

4 实验验证

为进一步验证算法,采用 TI TMS320F28335 DSP 和 ALTERA EPM1270 CPLD 作为核心搭建了高响应 EHA 无刷直流电机控制系统实验平台,系统结构如图 18 所示。

数字三角载波电流环控制器由电流传感器、信号调理滤波电路、高速 14 位 ADC 和 CPLD 实现,由 CPLD 完成电流传感器信号 ADC 的读取、三角载波生成和开关信号输出,并完成故障信号检测保护和输出死区保护。ADC 电流信号采样频率为 1 MSPS (SPS 为采样频率单位, samples per second),电流阈值判断频率为 1 MHz,设定的功率管开关频率即三角波频率为 20 kHz。速度环控制基于 DSP 实现,与 CPLD 通过 DSP 的 XINTF 接口进行通信,速度环输出,即电流值给定频率,为 2 ~ 100 kHz 可调。

实验结果如图 19 ~ 图 21 所示。由图 20 可见,对于 20 A 的阶跃输入,电流响应的上升时间小于 50 μs,即小于一个开关周期,且开关频率保持恒定。由图 21 可见,对于峰峰值 20 A、频率 1 kHz 的正弦波电流输入,跟踪效果良好,开关

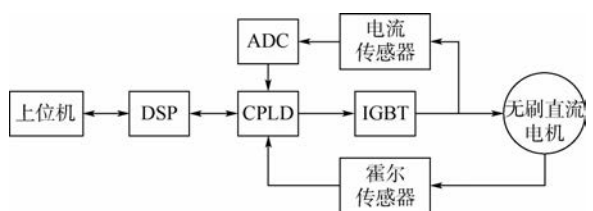


图 18 无刷直流电机控制系统实验平台结构
Fig. 18 Structure of experimental platform for brushless DC motor controller system

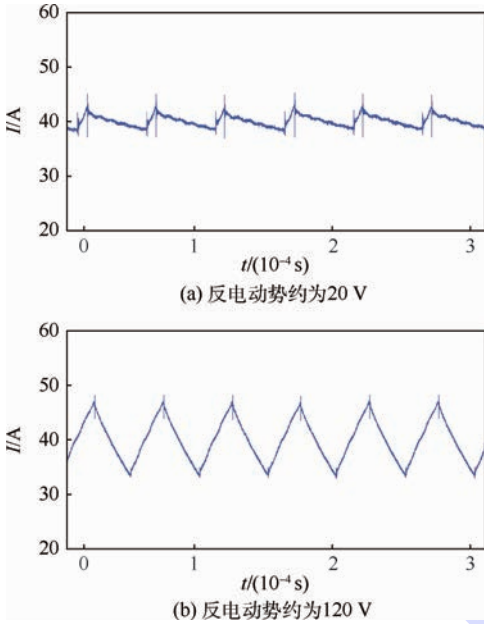


图19 反电动势取值不同时的恒值电流实验响应
Fig.19 Experimental response of constant target current when different back EMFs are applied

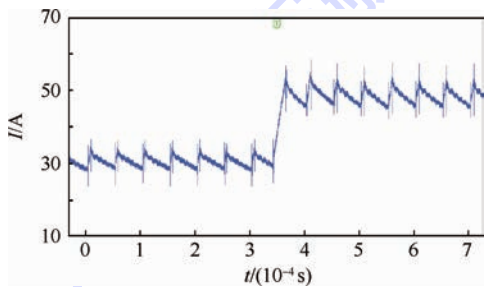


图20 反电动势约为20V时的20A阶跃电流实验响应
Fig.20 Experimental response of 20A step target current when back EMF is about 20V

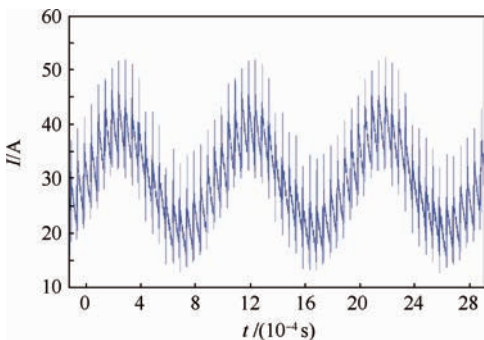


图21 反电动势约60V时的1kHz、20A正弦电流响应
Fig.21 Experimental response of 1kHz, 20A sinusoidal current when back EMF is about 60V

频率保持恒定。综上,所设计的改进的定频数字滞环电流控制策略跟踪速度快,跟踪全过程定频效果良好。

5 结论

本文针对EHA用20kW级大功率无刷直流电机,开展高响应的定频数字滞环电流控制策略研究。

1) 通过对PWM_ON调制模式下相电流数学模型的构建以及相应电流环控制模式的分析,对混合滞环电流控制策略进行改进,进而设计了改进的准定频滞环电流控制策略,使混合滞环电流控制策略的定频范围得到扩展。

2) 针对所设计的改进的准定频滞环电流控制策略在电流控制非稳态区间的非定频控制缺陷,设计数字化规则,形成改进的定频数字滞环电流控制策略,实现了电流控制的全区间定频控制。

3) 分析了器件延时对电流定频控制的不良影响,并确定了计入器件延时实现定频控制对电流上升速率的约束条件。

4) 构建仿真和实验平台,对所设计的改进的定频数字滞环电流控制策略的控制效果进行分析验证,结果表明,所提出控制策略在定频控制条件下的频响不低于1kHz,跟踪速度快。

本文所提出的改进的定频数字滞环电流控制策略继承了滞环电流控制策略实现简单、控制稳定、具有天然过流保护功能的特点,同时能实现完全的定频控制,这对降低功率元件损耗、提升电流控制频响和稳定性、提高系统的控制性能具有的积极作用。

参考文献 (References)

- [1] 马纪明,付永领,李军,等.一体化电动静液作动器(EHA)的设计与仿真分析[J].航空学报,2005,26(1):79-83.
MA J M, FU Y L, LI J, et al. Design, simulation and analysis of integrated electrical hydrostatic actuator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2005, 26(1): 79-83 (in Chinese).
- [2] 夏长亮,方红伟.永磁无刷直流电机及其控制[J].电工技术学报,2012,27(3):25-34.
XIA C L, FANG H W. Permanent-magnet brushless DC motor and its control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 25-34 (in Chinese).
- [3] 董玮.电流环采样时间对伺服系统快速性影响的研究[J].电气传动,2004(1):15-16.
DONG W. Study on the sample time of current loop influence to the servo system[J]. Electric Drive, 2004(1): 15-16 (in Chinese).
- [4] 朱耀忠,王自强.飞行控制用无刷直流电动机的电磁设计[J].北京航空航天大学学报,2000,26(3):307-310.
ZHU Y Z, WANG Z Q. Consideration in the electromagnetic design of brushless DC motor for flight control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2000, 26(3):

- 307-310 (in Chinese).
- [5] WANG H J, YANG M, NIU L, et al. Current-loop bandwidth expansion strategy for permanent magnet synchronous motor drives [C] // Proceedings of the 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 183-188.
- [6] 唐小琦, 苏玲宏, 周向东, 等. 基于 FPGA 的交流伺服系统电流环带宽扩展 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2014, 42 (2) : 1-5.
- TANG X Q, SU L H, ZHOU X D, et al. Bandwidth expansion of current loop for AC servo system based on FPGA [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2014, 42 (2) : 1-5 (in Chinese).
- [7] 卢晓焱, 周元钧. 飞机电源系统恒功率电子负载的 EMI 滤波器设计 [J]. 电力电子, 2007 (4) : 29-32.
- LU X Y, ZHOU Y J. The design of EMI filter for electrical constant power loads of aircraft power system [J]. Power Electronics, 2007 (4) : 29-32 (in Chinese).
- [8] 肖春燕, 高帅. 多电飞机电气负载引起的电磁干扰 [J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41 (5) : 793-801.
- XIAO C Y, GAO S. Electromagnetic interference caused by electric load of more electric aircraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41 (5) : 793-801 (in Chinese).
- [9] MALESANI L, TENTI P. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26 (1) : 88-92.
- [10] BOSE B K. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1990, 37 (5) : 402-408.
- [11] 洪峰, 单任仲, 王慧贞, 等. 一种变环宽准恒频电流滞环控制方法 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (1) : 115-119.
- HONG F, SHAN R Z, WANG H Z, et al. A varied hysteresis-band current controller with fixed switching frequency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24 (1) : 115-119 (in Chinese).
- [12] 杨旭, 王兆安. 一种新的准固定频率滞环 PWM 电流控制方法 [J]. 电工技术学报, 2003, 18 (3) : 24-28.
- YANG X, WANG Z A. A novel quasi-constant hysteretic PWM current mode control approach [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18 (3) : 24-28 (in Chinese).
- [13] 廖金国, 花为, 程明, 等. 一种永磁同步电机变空比电流滞环控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35 (18) : 4762-4770.
- LIAO J G, HUA W, CHENG M, et al. A variable-duty-cycle current-hysteresis control strategy for permanent magnet synchronous motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35 (18) : 4762-4770 (in Chinese).
- [14] 朱思国, 欧阳红林, 刘鼎, 等. 基于电流滞环控制的 H 桥级联型逆变器新型调制方法 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (2) : 212-218.
- ZHU S G, OUYANG H L, LIU D, et al. A new modulation method based on current hysteresis control for cascaded H-bridge inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28 (2) : 212-218 (in Chinese).
- [15] 徐永海, 刘晓博. 考虑指令电流的变环宽准恒频电流滞环控制方法 [J]. 电工技术学报, 2012, 27 (6) : 90-95.
- XU Y H, LIU X B. A variable hysteresis-band and quasi-constant current controller with reference current [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27 (6) : 90-95 (in Chinese).
- [16] PEREIRA R R, DA SILVA C H, CAVALCANTI L E M, et al. A simple full digital adaptive current hysteresis control with constant modulation frequency for active power filters [C] // 42nd IAS Annual Industry Applications Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007: 1644-1648.
- [17] 刘全伟, 邓焰, 胡义华, 等. 基于电流预测和虚拟过采样的数字滞环控制 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (10) : 127-133.
- LIU Q W, DENG Y, HU Y H, et al. Current prediction and virtual over-sampling based digital hysteresis control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29 (10) : 127-133 (in Chinese).
- [18] 余文涛, 胡育文, 郝振洋, 等. 一种改进型永磁电机数字电流滞环控制方法 [J]. 电气传动, 2010, 40 (2) : 29-32.
- YU W T, HU Y W, HAO Z Y, et al. Improved digital current hysteresis control method of fault tolerant permanent magnet machine [J]. Electric Drive, 2010, 40 (2) : 29-32 (in Chinese).
- [19] MATTAVELLI P, STEFANUTTI W. Fully digital hysteresis modulation with switching time prediction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42 (3) : 763-769.
- [20] WU F J, FENG F, LUO L S, et al. Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (1) : 270-277.
- [21] RAHMAN M A, RADWAN T S, OSHEIBA A M, et al. Analysis of current controllers for voltage-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1997, 44 (4) : 477-485.
- [22] KADJOUJ M, BENBOUZID M E H, ABDESSEMED R, et al. A robust hybrid current control for permanent magnet synchronous motor drive [C] // 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001: 2068-2073.

作者简介:

邵云滨 男, 博士研究生. 主要研究方向: 电气伺服控制。

付永领 男, 博士, 教授, 博士生导师. 主要研究方向: 新型液压力伺服系统理论与试验研究、集成机电液控伺服系统、特种机器人等。

An improved constant-frequency digital hysteresis current control strategy

SHAO Yunbin¹, FU Yongling^{2,*}, GUO Jianwen², YANG Rongrong²

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

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

Abstract: An improved constant-frequency digital hysteresis current control strategy (HCCS) was introduced for high-power 20 kW brushless DC motor used in airborne integrated electrical hydrostatic actuator (EHA). In this control strategy, by the modeling of phase current using PWM_ON modulation mode and analysis of different types of current control strategy, a quasi-constant-frequency HCCS with simple implementation, inherited stability and over current protection capability was designed by improving the hybrid HCCS integrating the triangular carrier based control strategy and HCCS. Furthermore, completely constant-frequency was obtained by applying digitalized implementation and digital processing rules. Simulation and experiment show that this strategy can achieve constant switch frequency of power electric component and high frequency response of current loop in high power brushless DC motor simultaneously. This will provide a new approach for the high performance control of brushless DC motor.

Keywords: brushless DC motor; current control; hysteresis; triangular carrier; constant-frequency

Received: 2016-01-04; **Accepted:** 2016-04-22; **Published online:** 2016-06-24 11:10

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160624.1110.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61520106010,61327807)

* **Corresponding author.** E-mail: fuyongling@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0004

非稳态及多约束下多层次系统器材配置优化方法

蔡芝明^{1,2}, 金家善^{1,2,*}, 陈砚桥^{1,2}

(1. 海军工程大学 舰船动力工程军队重点实验室, 武汉 430033; 2. 海军工程大学 动力工程学院, 武汉 430033)

摘 要: 针对非稳态及多约束下多层次系统器材配置问题进行了研究。首先,以索马里护航器材利用率非常低为研究背景,给出了基地和中心仓库备件需求率求解方法;其次,运用边际效应法、拉格朗日乘子法求出了3个约束条件的因子值;再次,按是否进行串件拼修或横向供应2种情况,建立了多层次系统器材配置的4个方案;最后,通过案例对比分析了4个方案,可为决策者制定编队平时和战时器材配置方案提供有效的参考依据。

关键词: 备件; 编队; 横向供应; 串件拼修; 多约束

中图分类号: TJ83; U662.1

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0036-11



随着国家利益对海洋的依赖性日渐加深,而海洋问题日渐尖锐化、矛盾化及复杂化,中国的重大关切和利益都已转向海洋,海洋安全关乎到海上通道安全、经济安全,为了维护我国的海洋权益,国防建设必须优先发展海军。国家利益的不断拓展及舰船活动范围的不断扩大对海军建设提出了新的需求,同时也对舰艇编队器材配置提出了新的需求,保持和恢复舰艇编队长时间海上作战使用能力离不开维修保障,而器材保障又是维修保障的重中之重,器材维修保障已经成为部队装备形成现实战斗力的重要组成部分,与装备的作战性能处于同样重要的位置。

美国军方最早采用的是 Sherbrooke^[1] 在 1968 年提出的多层次库存优化 METRIC 模型,该模型主要针对价格昂贵但需求率低的备件库存模型进行了研究,从理论上为多层次备件库存问题打下了良好的基础,并在 2006 年对多层次模型进行了完善,将其应用范围进行了推广^[2]。Levner^[3] 及 Samouei^[4] 等主要采用网络维修流程图的方法,以最小总库存和运输成本为目标,同时考虑各保障

站点之间的依赖性和相互作用,对备件多层次库存问题进行了分析。Costantino 等^[5] 以备件短缺数最小和系统可用度最大为限制条件,依据不同维修站点具备不同维修能力,运用边际效应法对备件多层次库存进行了优化。Topan 和 Bayindir^[6] 采用 (NQ, R) 库存策略,对服从泊松分布的两级备件库存携带方案进行了优化。Wong 等^[7-9] 以满足库存水平时费用最小为目标,以平均等待时间为约束,基地之间进行紧急转运以此达到降低保障经费的目的。文献[10-13]研究了相同基地间的横向供应,假设不能及时进行横向供应,便形成了一次供应延误,延误的横向供应次数是一项重要因素,若保障系统库存非常低时,它会超越横向供应次数。Fisher^[14] 研究了装备串件拼修的马尔可夫链模型。Eynan^[15] 采用先到先服务 (first-come, first-served) 的策略对串件拼修策略进行了研究。蔡芝明等^[16] 研究了多个定量因素对随船备件携带的影响,但没有研究多层次及非稳态条件下器材配置问题。刘任洋等^[17] 建立了可修件单层多级库存模型,没有研究多约束及多层次库存问题。

收稿日期: 2016-01-04; 录用日期: 2016-03-18; 网络出版时间: 2016-04-21 13:08

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160421.1308.002.html

基金项目: 国防预研项目 (51319060103, 41511G641)

* 通讯作者: E-mail: jinjiashan401@163.com

引用格式: 蔡芝明, 金家善, 陈砚桥. 非稳态及多约束下多层次系统器材配置优化方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 36-46. CAI Z M, JIN J S, CHEN Y Q. Optimization method of multi-echelon system equipment configuration under unsteady state and multi-constraint[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 36-46 (in Chinese).

以上研究虽取得了很多成果,但在实际工程应用中存在如下问题:①横向供应和串件拼修都是提高装备可用度的重要手段之一,已有研究主要是将上述 2 种维修策略孤立分开来研究,很少研究 2 种策略共同作用下的编队可用度变化情况;②目前研究多集中在多层或多级问题,而对多层级混合问题研究比较少;③已有模型主要针对陆地装备,以降低费用为目的,而对受排水量和仓库空间影响较大的舰艇装备研究比较少,如在费用、排水量和仓库空间约束下的索马里护航两层两级备件携带问题;④已有研究很少将平时和战时的 4 个方案进行对比,不能为决策者制定备件携带方案提供全面的参考依据。显然,分平时和战时 2 种情况,多个因素约束下舰船多层级库存问题是研究的热难点问题。

本文主要从 4 个方案,按稳态和非稳态 2 种情况分析舰艇编队在多个因素影响下最优保障方案模型建立和求解步骤,在案例中将得到的 4 个方案结果进行对比分析,决策者依据本文模型,可制定最符合实际情况的编队备件携带方案。

1 模型描述

索马里护航编队备件利用率只有 20% 左右,这种低备件利用率和数量庞大的备件积压^[18],必然会带来大量的保障经费损失,引起军方对于制定舰艇编队出海前备件携带方案的重视。

一方面,护航编队执行任务的周期为 3 个月,编队组成为 1 个综合补给舰(由于舰上有独立的维修部门,保障能力相当于海上“移动式”仓库)和 2 个最新型舰艇(每个舰艇相当于海上保障基地);另一方面,舰艇出海所携带的备品备件按其所属装备的层次不同,可分为舰艇装备故障现场能够更换的单元(Line-Replaceable Unit, LRU)和必须在车间进行更换的单元(Shop-Replaceable Unit, SRU),故编队便组成了两层两级保障系统。本文主要目的在于介绍模型求解过程及方法,并对模型的一些条件做了合理假设:

- 1) 同等级别的故障件关键性是相同的。
- 2) 执行任务周期为 3 个月。
- 3) LRU 故障若是由 SRU 引起的,则仅为一件 SRU 故障件引起的。
- 4) 修理工作之间不存在相互影响的情况。
- 5) 维修保障资源无限,不会出现排队等候的现象。
- 6) 舰艇之间横向供应时间和从岸基保障基地供应到舰艇上时间相比,可以忽略不计。

7) 基地不具备修理 SRU 的能力。

8) SRU 之间进行完全串件拼修。

2 需求率的确定

2.1 备件需求率模型

除去误报警、备件等待时间等一些修理因素的影响,根据装备故障间隔时间 $MTBF_k$ 、备件单元 k 单机安装数量 Z_k 、装备在舰船上配置数量 N_j 及舰船执行任务周期 T_k 等数据可以得出装备在现场需求率为

$$m_k = \frac{T_k N_j Z_k}{MTBF_k} \quad (1)$$

式中: m_k 为备件 LRU_k 现场需求率。

依据式(1)可以计算出 SRU_i ($i=1, 2, \dots, I$) 和 LRU_k ($k=1, 2, \dots, K$) 在基地或中心仓库的需求率。

2.2 各级站点需求率的求解方法

舰船备件多层级备件携带问题始于故障现场单元 LRU 失效并送到基地维修中心,若基地有备件则进行更换,否则就发生一次备件短缺,同时 LRU 能否在基地进行修理是有一定概率的,若 LRU 结构太复杂,就送往中心仓库进行修理,同时向中心仓库申请一件 LRU。

当 LRU 在基地进行修理时,则假设有且仅有一件内场更换单元 SRU 故障引起的。如果基地有 SRU 备件,则直接进行更换安装到相应的 LRU 上去,此时 LRU 的修理工作就结束了。同 LRU 一样,基地能够修理 SRU 具有一定的概率,若不能的话则直接送往中心仓库进行修理,同时基地需向后方申请一件 SRU。

依据 LRU 在基地的需求率及一些维修参数(如 LRU 在基地修理的概率等),可以求出 LRU 在中心仓库的需求率,同时也可以求出 SRU 在基地或中心仓库的需求率。

基地 j ($j=1, 2, \dots, J$) 的 SRU_i 任务期间的需求量,等于 LRU_k 任务期间需求量乘以其在本基地维修的概率再乘以维修工作产生相应 SRU_i 需求的概率,即

$$m_{ijk} = m_{jk} r_{jk} q_{ijk} \quad (2)$$

式中: m_{ijk} 为基地 j 的 SRU_i 任务期间的需求量; r_{jk} 为故障件 LRU_k 能在本基地被修复完好的概率; m_{jk} 为 LRU_k 在基地 j 任务期间的需求量; q_{ijk} 为修理故障件 LRU_k 产生相应 SRU_i 需求的概率。

中心仓库任务期间 LRU_k 的需求量,等于所有不在基地维修的 LRU_k 需求之和,即

$$m_{0k} = \sum_{j=1}^J m_{jk} (1 - r_{jk}) \quad (3)$$

式中: m_{0k} 为中心仓库任务期间 LRU_k 的需求量。

中心仓库任务期间 SRU_i 的需求率, 等于后方修理 LRU_k 产生 SRU_i 需求量加上任务期间所有基地订购量之和, 即

$$m_{0ik} = \sum_{j=1}^J m_{ijk} (1 - r_{ijk}) + m_{0k} q_{0ik} \quad (4)$$

式中: m_{0ik} 为 LRU_k 的子单元 SRU_i 在中心仓库修理的需求率; r_{ijk} 为属于 LRU_k 的子单元 SRU_i 能在基地 j 被修理的概率; q_{0ik} 为中心仓库修理 LRU_k 产生 SRU_i 需求的概率。

3 约束条件和目标函数

3.1 多个约束条件转换成拉格朗日乘子

装备器材配置受到的约束条件有保障经费、舰艇排水量、仓库空间等约束, 因器材配置中的边际效应法的输入值边际增量只能为一个变量, 当变量为多个的情况时, 边际效应法无法再继续使用, 必须先将多个边际变量变成一个后, 才能继续使用边际效应法。

本文主要使用拉格朗日乘子法将 3 个变量变成统一的拉格朗日乘子, 这就为使用边际效应法创造了良好的前提条件, 边际效应法具体求解步骤如下:

步骤 1 引入拉格朗日乘子松弛部分或全部变量, 即

$$z_{ij} = \lambda_m m_{ij} + \lambda_v v_{ij} + \lambda_c c_{ij} \quad (5)$$

式中: z_{ij} 为拉格朗日乘子; λ_m 为质量因子; λ_v 为体积因子; λ_c 为费用因子; m_{ij} 为基地 j 备件 i 的质量; v_{ij} 为基地 j 备件 i 的体积; c_{ij} 为基地 j 备件 i 的购置费用。

步骤 2 因系统备件可用度是拉格朗日乘子的函数, 故其可表示为

$$P_{si}(z_{1j}, z_{2j}, \dots, z_{ij}, \dots, z_{lj}) = \sum_{j=0}^J \sum_{i=1}^I P_{si}(z_{ij}) = \sum_{j=0}^J \sum_{i=1}^I P_{si}(\lambda_m m_{ij} + \lambda_v v_{ij} + \lambda_c c_{ij}) \quad (6)$$

步骤 3 因式(6)的累计概率分布函数并不属于凸函数, 不能使用边际效应法, 对式(6)两边取对数, 即

$$\ln(p_{si}(z_{1j}, z_{2j}, \dots, z_{ij}, \dots, z_{lj})) = \ln\left(\sum_{j=0}^J \sum_{i=1}^I P_{si}(z_{ij})\right) \quad (7)$$

当式(7)右边函数累计概率分布服从泊松分布、负二项分布或二项分布时, 式(7)右边累计概率分布属于凸函数, 可使用边际效应法求解。

步骤 4 依据式(5), 可知当前拉格朗日乘子组合为

$$z_i = (z_{1j}, z_{2j}, \dots, z_{ij}, \dots, z_{lj}) \quad (8)$$

步骤 5 对式(7)做一阶差分并除以式(8)的边际增量值, 可得到边际效应值 Δ , 即

$$\Delta = \frac{\Delta \ln P_{z_{ij}(s_{ij})}}{\Delta z_{ij}} = \frac{\ln P_{z_{ij}(s_{ij}+1)} - \ln P_{z_{ij}(s_{ij})}}{(s_{ij} + 1)z_{ij} - s_{ij}z_{ij}} = \frac{\ln P_{z_{ij}(s_{ij}+1)} - \ln P_{z_{ij}(s_{ij})}}{z_{ij}} \quad (9)$$

步骤 6 依据 Δ 值构成的矩阵, 按边际效应法原理进行求解, 直到某个约束条件不再满足要求时停止, 此时计算其余约束条件值, 若超过指标值则需要重新计算拉格朗日乘子, 即

$$z'_i = (z'_{1j}, z'_{2j}, \dots, z'_{ij}, \dots, z'_{lj}) \quad (10)$$

步骤 7 依据式(10)计算得到新的边际效应值为

$$\Delta = \frac{\Delta \ln P_{z'_{ij}(s'_{ij})}}{\Delta z'_{ij}} = \frac{\ln P_{z'_{ij}(s'_{ij}+1)} - \ln P_{z'_{ij}(s'_{ij})}}{(s'_{ij} + 1)z'_{ij} - s'_{ij}z'_{ij}} = \frac{\ln P_{z'_{ij}(s'_{ij}+1)} - \ln P_{z'_{ij}(s'_{ij})}}{z'_{ij}} \quad (11)$$

步骤 8 重复步骤 6、步骤 7, 直到寻找到可行方案时停止。

3.2 拉格朗日乘子求解

以费用约束条件为例进行说明, 该方案是在费用约束条件下的最优方案, 但该方案计算得到的其余 2 个约束条件的实际值是否超过约束指标是随机的, 因此, 笔者将此时求解出的器材配置方案作为第 3.1 节的基础。

式(5)的求解需要先求出约束条件因子值, 其步骤如下:

步骤 1 当只考虑费用这一个约束条件时, 即 $\lambda_v = 0, \lambda_m = 0, \lambda_c = 1$ 。

步骤 2 依据式(9)计算得到在保障约束下的基地和中心仓库的器材配置方案, 即

$$s_{c0} = (s_{01j}, s_{02j}, \dots, s_{0ij}, \dots, s_{0lj}) \quad (12)$$

式中: s_{c0} 为初始库存方案; s_{0ij} 为基地或中心仓库备件配置数量。

步骤 3 在该器材配置方案的基础上计算基地和中心仓库器材配置总的实际值, 分别记为 $M_{(s_{c0})}$ 、 $V_{(s_{c0})}$ 、 $C_{(s_{c0})}$, 依据其计算得到器材配置约束条件的 3 个初始因子 λ_{c0} 、 λ_{cm0} 、 z_{c0} 的值, 即

$$\begin{cases} \lambda_{c0} = \frac{C_{(s_{c0})}}{V_{(s_{c0})}} \\ \lambda_{cm0} = \frac{C_{(s_{c0})}}{M_{(s_{c0})}} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $M_{(s_{c0})}$ 为初始方案下备件总的质量; $V_{(s_{c0})}$ 为

初始方案下备件总的体积; $C_{(s_0)}$ 为初始方案下备件总的费用。

步骤 4 依据式(5)、式(12)及式(13),计算得到拉格朗日乘子为

$$z_{c_{0ij}} = c_{ij} + \lambda_{c_{i0}} v_{ij} + \lambda_{c_{m0}} m_{ij} \quad (14)$$

步骤 5 依据步骤 4 求出的拉格朗日乘子值,按第 3.1 节步骤进行求解。

3.3 优化目标

舰艇出海除了受保障经费这个柔性约束之外,还受到舰艇排水量和仓库空间 2 个刚性条件约束,即使保障经费无限,舰船出海也不可能携带所有可能需要的备件资源,因为舰艇仓库空间和排水量是不可变化的量。

衡量舰船战斗力重要指标之一是装备可用度。舰船在下水之后,其排水量和仓库空间就是不可变化的量,同时在执行某一项任务时,保障经费也是有上限的,本文用上述 3 个指标作为约束上限,以舰艇编队可用度为优化目标,建立具体模型如下:

$$\begin{cases} \max p_s \\ \sum_{i=1}^I s_{0i} v_{0i} + \sum_{k=1}^K s_{0k} v_{0k} \leq V_{0T} \\ \sum_{i=1}^I s_{ij} v_{ij} + \sum_{k=1}^K s_{jk} v_{jk} \leq V_{jT} \\ \sum_{i=1}^I s_{0i} m_{0i} + \sum_{k=1}^K s_{0k} m_{0k} \leq M_{0T} \\ \sum_{i=1}^I s_{ij} m_{ij} + \sum_{k=1}^K s_{jk} m_{jk} \leq M_{jT} \\ \sum_{i=1}^I s_{0i} c_{0i} + \sum_{k=1}^K s_{0k} c_{0k} \leq C_{0T} \\ \sum_{i=1}^I s_{ij} c_{ij} + \sum_{k=1}^K s_{jk} c_{jk} \leq C_{jT} \end{cases} \quad (15)$$

式中: V_{0T} 为中心仓库携带备件体积的上限值; M_{0T} 为中心仓库携带备件质量的上限值; C_{0T} 为中心仓库的保障经费上限; V_{jT} 为基地 j 携带备件体积的上限值; M_{jT} 为基地 j 携带备件质量的上限值; C_{jT} 为基地 j 的保障经费上限。

4 编队备件携带方案优化

本文将舰艇编队器材配置方案分为 4 种可能情况进行讨论,具体见表 1。

表 1 舰艇编队备件携带方案

Table 1 Warship formation spare parts carrying project

备件携带方案	是否串件拼修	是否横向供应
1	N	N
2	N	Y
3	Y	N
4	Y	Y

本文定义的稳态和非稳态备件需求情况分别对应平时和战时 2 种备件供应策略。一方面,平时舰艇执行上级赋予的使命任务,依据已经有的装备维修参数,按一定的数学模型,可以计算出装备备件需求的种类和数量,这种备件需求情况可认为是稳态的;另一方面,战时舰艇执行上级赋予的使命任务时,其有可能受到敌方攻击而出现装备战损的情况以及战时装备在各种最大工况或各种极端的条件下使用,备件需求会出现一些突变的情况,此时应采用一切可能的备件供应策略(如串件拼修、横向供应等)来保持舰艇战备完好性,这种情况可认为是非稳态备件需求。

依据表 1 可知,方案 1 既不存在串件拼修也不存在横向供应,具有较强的“鲁棒性”,但其保障效能是以花费大量保障经费为代价的,且存在库存积压、备件浪费的可能,这是决策者不愿意接受的。

方案 2~方案 4 涵盖了编队可用度提高的所有可能方式,主要包括串件拼修、横向供应、串件拼修和横向供应。上述备件供应策略主要针对战时可能出现的非稳态备件需求,为保持舰艇战备完好性所采取的手段和方式。方案 1~方案 4 为决策者制定任务期间编队备件携带方案提供了全面的参考依据,从而使制定的方案不仅适用于平时也适用于战时等非稳定状态。

4.1 方案 1:无串件拼修或横向供应

备件短缺数是指当装备出现故障,修理工作产生备件需求时,但其需求不能被满足,就记为一次备件短缺,其定义如下:

$$B(x|s) = \begin{cases} x - s & x > s \\ 0 & x \leq s \end{cases} \quad (16)$$

备件短缺数大小主要取决于 2 个因素:①备件在基地或中心仓库的存储量 S ;②修理故障件或补给件 D_1 的稳态概率分布。若 $D_1 < S$ 时,备件需求都会被满足,备件短缺的情况就不会出现,反之若 $D_1 > S$ 时,假设 D_1 为 $S + L$ 件,就会出现 L 件需求不会被满足的情况,此时备件短缺数期望

$$E_{B_0}(s) = \sum_{x=s+1}^{\infty} (x - s) \Pr(x) \quad (17)$$

其中,补给舰或舰艇库存 S 、补给舰或舰艇现有库存量 O_H 、订购件 D_1 及短缺数 B_0 满足如下关系式:

$$S = O_H + D_1 - B_0 \quad (17)$$

显然,备件短缺数是一个大于或等于零的量,当补给舰或舰艇库存 S 为零时,其备件短缺数相当于某一分布的期望,即 $E_{B_0}(0) = E(x)$ 。

衡量随机变量 x 的指标有 $E(x)$ 和 $\text{VAR}(x)$,

$E(x)$ 为某一备件平均短缺的个数, $VAR(x)$ 为随机变量 x 偏离 $E(x)$ 程度的变量, 即 $VAR(x) = E(x^2) - (E(x))^2$, $E(x^2)$ 为随机变量 x 二阶样本距。随机变量 x 属于何种分布, 主要由差均比 V_{TMR} 值的大小来确定。当 $V_{TMR} = 1$ 时, 随机变量 x 服从泊松分布; 当 $V_{TMR} > 1$ 时, 随机变量 x 服从负二项分布; 当 V_{TMR} 介于 0 和 1 之间时, 随机变量 x 服从二项分布。其定义为

$$V_{TMR} = VAR(x)/E(x) \quad (18)$$

依据备件短缺数及其他一些维修参数, 可以求出装备可用度值的大小, 即

$$A_j = 100 \prod_{k=1}^K [1 - E_{BO_k}(s_k)/(N_j Z_k)]^{Z_k} \quad (19)$$

式(19)成立的前提是装备发生的故障相互独立, 且在基地或中心仓库之间不进行串件拼修或横向供应, 同时对其两边取对数, 即

$$\ln(A_j/100) = \sum_{k=1}^K Z_k [1 - E_{BO_k}(s_k)/(N_j Z_k)] \approx - \sum_{k=1}^K E_{BO_k}(s_k)/N_j \quad (20)$$

对式(20)两边取以 e 为底的指数, 即

$$A_j = 100e^{-\sum_{k=1}^K E_{BO_k}(s_k)/N_j} \quad (21)$$

对于由补给舰和舰船组成的编队, 其平均可用度计算方法为

$$\bar{A} = \frac{\sum_{j=0}^J (N_j A_j)}{\sum_{j=0}^J N_j} \quad (22)$$

4.2 方案 2: 横向供应

在海上执行任务期间, 舰艇编队各舰船之间的距离(一般只有几链的距离)和岸上保障基地之间的距离相比近的很多, 备件横向供应的时间非常短, 从而可以使舰艇之间的横向供应既经济又迅速。

横向供应导致的短缺数下限是将基地和中心仓库合成一个大的仓库, 横向供应时间为 0, 此时可以计算出短缺数的最小值, 横向供应的最大值是根据装备在舰艇上的实际情况和横向供应时间等参数计算出来的, 本文模型的基本思路就是对上下限使用插值, 使用回归统计的计算方法。

方法的关键是计算并确定插值函数 f , 从而可以确定短缺数的估计值

$$E_B = L_B + f(U_B - L_B) \quad (23)$$

式中: U_B 为短缺数上限; L_B 为短缺数下限。

将式(23)代入式(20)即可求得系统可用度 $A_j = 100e^{-E_B}$ (24)

依据文献[2]试验中的模拟结果, 当其他维修参数保持不变时, 插值函数 f 和和横向供应时间 T 具有如下关系:

$$f = 1 - e^{-\alpha T} \quad 0 \leq T < O \quad (25)$$

式中: α 为回归参数; O 为基地或中心仓库现有库存量。

对式(25)分析可知, 当 $T=0$ 时, $f=0$, 达到了短缺数的下限; 当 T 趋向于无穷大时, f 趋近于 1, 此时达到了短缺数上限。故式(25)比较符合工程实践情况。

将式(23)和式(25)联立求出:

$$\alpha = -(1/T) \ln[(U_B - E_B)/(E_B - L_B)] \quad (26)$$

式(26)是 α 的数学解析式, α 的回归关系式如下:

$$\alpha = 1.406O^{-0.554} D^{0.334} \quad (27)$$

式中: D 为所有基地日需求率的总和。

横向供应的数量可能有限, 但其使短缺数下降的程度是非常大的^[2], 故虽然只进行少量横向供应, 但对系统备件短缺数的降低是非常有意义的。

4.3 方案 3: 串件拼修

按方案 1 计算出的舰艇编队备件携带方案, 无论在平时或战时都具有较好的“鲁棒性”, 即不论舰船是否进行串件拼修, 方案 1 的保障效果都非常好, 但本文还是要进行串件拼修下的编队可用度研究, 主要基于以下 2 点原因: ①现代舰船上面都有最新的模块化插件系统, 串件拼修更容易实现; ②串件拼修对战时想定更有军事意义。

本文从单个基地或中心仓库串件拼修模型和多层级串件拼修模型 2 个方面进行研究, 后者是前者更深层次的问题, 前者是后者的基础。

1) 单个基地或中心仓库串件拼修模型

在任一随机时刻, 装备停机数量小于或等于 y 的概率分布函数 $G(y)$ 为

$$G(y) = \prod_k P_k(s_k + Z_k y) \quad (28)$$

式中: y 为装备停机数量的上限值; $G(y)$ 为任一随机时刻装备停用数量小于等于 y 的概率分布函数。

当 LRU_i 待修件数量小于等于 $s_i + Z_i y$ 时, 不会出现停机的情况, 对式(28)两边取对数, 即

$$\ln[G(y)] = \sum_k \ln[P_k(s_k + Z_k y)] \quad (29)$$

即使 P_i 服从泊松分布, 式(28)中累计概率分布函数仍然不是凸函数, 边际效应法不能使用, 但在式(29)中只要 P_i 属于泊松分布、二项分布或负二项分布, 其累计概率分布函数的对数就属

于凸函数,这为使用边际效应法创造了前提条件。

串件拼修对策下装备可用度 A_c 可以用装备总数 N 减去装备停机数量的期望再除以 N ,即

$$A_c = 100(N - g(1) - 2g(2) - 3g(3) - \dots - ng(n))/N = 100\left(N - \sum_{y=1}^n yg(y)\right)/N \quad (30)$$

对式(30)进行适当变形处理,用累计概率分布函数表示,即

$$A_c = 100[N + (G(0) - G(1)) + 2(G(1) - G(2)) + \dots + n(G(n-1) - G(n))]/N \quad (31)$$

对式(31)合并同类项可得

$$A_c = 100(N + G(0) + G(1) + G(2) + \dots + G(n-1) - nG(n))/N = 100\left(N + \sum_{y=0}^{n-1} G(y) - nG(n)\right)/N \quad (32)$$

依据式(32)很容易求出装备最优库存携带方案,问题是其并不是备件的可分离加法函数,但仍然可以使用边际效应法求出其最优库存携带方案,只是无法确保曲线的每个点都是最优解,工程实践经验证明,这些非最优解非常少见,同时非最优解之后一般都是最优解,故虽然在串件拼修对策下求出装备可用度存在非最优解的情况,但本文还是认为在绝大多数的情况下,用可用度作为目标函数的好的方面超过不利的方面。

2) 多层次串件拼修模型

若 SRU 也可以进行串件拼修,则应将上述模型扩展到多层次,但文献[2]指出,并不是所有的装备都可进行串件,故本文将 SRU 分为可串件和不可串件 2 部分内容进行研究。

1) 能进行串件项目。假设某一备件 LRU_k 由若干 $SRU_i (i \in \text{Sub}(k))$ 组成, $i \in I_{nc}$ 是不能进行串件拼修的 SRU_i 集合, $i \in I_c$ 是能进行串件拼修的 SRU_i 集合。假设 LRU_k 的故障是由其分部件 SRU_i 故障导致的,因此在等待 SRU_i 过程中会出现 LRU_k 的修理延误,故可计算出因等待可串件 SRU_i 项目而导致 LRU_k 的修理延误件数 y 的稳态累计概率分布为

$$P_{kc}(Y \leq y) = \prod_{i \in I_c} p_i(X_i \leq s_i + Z_i y) \quad (33)$$

令 LRU_k 渠道供应件数 X_k 服从的概率分布为 $P_k(x)$,可得 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率分布函数为

$$\psi_c(n) = \sum_{x=0}^{n+s_k} \{ p_k(x_k = x) p_{kc}(Y \leq n + s_k - x) \} \quad (34)$$

式中: $\psi_c(n)$ 为串件拼修条件下 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率分布函数。

2) 不能进行串件项目。对于不能进行串件的 SRU_i 备件造成的 LRU_k 短缺数概率分布函数的求解思路,可以按第 4.1 节的内容计算 LRU_k 供应渠道短缺数 X_k 的均值和方差,依据 V_{TMR} 确定 X_k 的概率密度函数:

$$\varphi_{nc}(B_0 = n) = \begin{cases} \sum_{x_k=0}^{s_k} \Pr(X_k) & n = 0 \\ \Pr(X_k = s_k + n) & n > 0 \end{cases} \quad (35)$$

对式(35)进行积分,可以求出 LRU_k 短缺数小于等于 n 的概率密度函数为

$$\psi_{nc}(n) = \sum_{x=0}^n \varphi_{nc}(B_0 = x) \quad (36)$$

式中: $\psi_{nc}(n)$ 为串件拼修条件下 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率分布函数。

依据式(34)和式(36),可知 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率密度函数,即

$$\psi(n) = \psi_{nc}(n) \psi_c(n) \quad (37)$$

依据上述求解思路,可以计算出所有 LRU_k 的备件短缺数分布函数 $\psi(n)$ 替代式(28)中 P_k ,并依据式(18)~式(21)计算得到舰艇可用度。

4.4 方案 4: 横向供应及串件拼修

依据第 4.2 节,可以将整个编队看成一个大的系统,本方案是广义上的横向供应,编队舰艇之间不仅进行备件的横向供应,同时也进行故障件的横向转运,本文假设所有故障件都被送往中心仓库进行串件拼修,装备的短缺数可以达到理论上的下限。同时本方案只是将所有故障件集中在中心仓库,这只是使故障件数量增加了,故障率需要按式(1)~式(4)重新计算,不是很复杂,适当调整即可得到,同时装备的累计概率分布函数也要进行适当调整,限于篇幅这里不再一一叙述。此时,在任一随机时刻装备的故障数小于等于 y 的概率 $G'(y)$ 为

$$G'(y) = \prod_k P'(s_{Tk} + Z_{Tk} y) = \prod_k P' \left(\sum_{j=0}^J s_{kj} + \sum_{j=0}^J Z_{kj} y \right) \quad (38)$$

对式(38)两边取对数,即

$$\ln[G'(y)] = \ln \sum_k \ln(P'(s_{Tk} + Z_{Tk} y)) = \sum_k \ln \left[P' \left(\sum_{j=0}^J s_{kj} + \sum_{j=0}^J Z_{kj} y \right) \right] \quad (39)$$

系统可用度计算原理同式(30)一样,计算方法是相似的,即

$$A_c = 100 \left(\sum_{j=0}^J N - g'(1) - 2g'(2) - 3g'(3) - \dots - ng'(n) \right) / \sum_{j=0}^J N_j = 100 \left(\sum_{j=0}^J N - \sum_{y=1}^n yg'(y) \right) / \sum_{j=0}^J N_j \quad (40)$$

对式(40)进行适当变形处理,用累计概率分布函数表示,即

$$A_c = 100 \left[\sum_{j=0}^J N + (G'(0) - G'(1)) + 2(G'(1) - G'(2)) + \dots + n(G'(n-1) - G'(n)) \right] / \sum_{j=0}^J N_j \quad (41)$$

对式(41)合并同类项可得

$$A_c = 100 \left(\sum_{j=0}^J N_j + G'(0) + G'(1) + G'(2) + \dots + G'(n-1) - nG'(n) \right) / \sum_{j=0}^J N_j = 100 \left(\sum_{j=0}^J N_j + \sum_{y=0}^{n-1} G'(y) - nG'(n) \right) / \sum_{j=0}^J N_j \quad (42)$$

当所有故障件送往中心仓库时,因等待能够串件项目 SRU_i 而导致 LRU_k 修理延误数 y 的稳态概率分布为

$$P'_{kc}(Y \leq y) = \prod_{i \in I_{Tc}} p'_i \left(X_{Ti} \leq \sum_{j=0}^J s_{ji} + \sum_{j=0}^J Z_{ji}y \right) \quad (43)$$

令 LRU_k 渠道供应件数 X_{Tk} 服从的概率分布为 P'_k(x), 并可得到 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率分布函数为

$$\psi'_c(n) = \sum_{x=0}^{n+s_{Tk}} \left\{ p'_k(x_k=x) p'_{kc}(Y \leq n + \sum_{i=1}^I s_i - x) \right\} \quad (44)$$

对于不能进行串件的 SRU_i 元件造成的 LRU_k 短缺数概率分布函数的求解思路,可以按第 4.1 节的内容计算 LRU_k 供应渠道短缺数 X_{Tk} 的均值和方差,依据 V_{TMR} 确定 X_{Tk} 的概率分布函数:

$$\varphi'_{nc}(B_0=n) = \begin{cases} \sum_{x_{Tk}=0}^{s_{Tk}} p'_r(X_{Tk}) & n=0 \\ p'_r(X_{Tk} = s_{Tk} + n) & n > 0 \end{cases} \quad (45)$$

对式(45)进行积分,可以求出 LRU_k 短缺数小于等于 n 的概率密度函数为

$$\varphi'_{nc}(n) = \sum_{x=0}^n \varphi'_{Tnc}(B_0=x) \quad (46)$$

依据式(44)和式(45),可知 LRU_k 的短缺数小于等于 n 的概率分布函数,即

$$\psi'(n) = \psi'_{nc}(n) \psi'_c(n) \quad (47)$$

依据上述求解思路,可以计算出所有 LRU_k 的备件短缺数分布函数 ψ'(n) 替代式(39)中 P', 并依据式(40)~式(43)计算得到舰艇可用度。

5 实例分析

以舰船编队出海前需要制定合理的备件携带方案为目的,编队一般由 1 艘综合补给舰和 2 艘最新型护卫舰或驱逐舰组成,最新型舰艇装备相似度非常高,装备彼此之间的差异性非常小,其舰上也有专门的装备维修分队,这样编队形成了 1 个中心仓库和 3 个基地的两层两级的保障形式。

护航备件携带清单数以万计,显然不能一一列举进行研究,同时本文重点在于给出模型建立原理及方法求解步骤和过程,故本案例选择 8 个电子备件 (LRU₁、LRU₂、LRU₃、LRU₄、LRU₅、LRU₆、SRU₁₁、SRU₁₂) 单元为研究对象,其中,LRU₁ 在基地或中心仓库进行修理工作时产生单元 SRU₁₁ 及 SRU₁₂ 需求的概率分别为 0.6 和 0.4,除去待机、补给及停靠码头的的时间,假设装备每天平均工作 20 h。执行任务期间装备共需要工作 1800 h。上述 8 个单元的一些维修参数信息见表 2。表中:T_w 为故障件修理需要的时间(以任务周期计);r₁ 为故障件能在舰艇 1 被修复完好的概率;r₂ 为故障件能在舰艇 2 被修复完好的概率;r₃ 为故障件能在舰艇 3 被修复完好的概率。

表 2 备件保障参数信息

Table 2 Information of spare parts support parameters

备件	Z	MTBF/h	C/万元	M/kg	V/m ³	r ₁	r ₂	r ₃	T _w
LRU ₁	1	998	5.2	28.7	1.8	0.8	0.8	0.8	0.5
LRU ₂	1	1617	4.1	12.3	2.1	0.7	0.7	0.7	0.4
LRU ₃	1	1053	3.9	6.5	0.9	0.9	0.9	0.9	0.7
LRU ₄	1	552	8.3	3.7	1.9	0.8	0.8	0.8	0.7
LRU ₅	1	1001	2.1	4.2	4.1	0.9	0.9	0.9	0.6
LRU ₆	1	1775	4.5	13.6	1.3	0.8	0.8	0.8	0.8
SRU ₁₁	1	2234	1.6	1.9	0.6	0	0	0	0.5
SRU ₁₂	1	997	1.8	3.1	0.5	0	0	0	0.5

因单元复杂程度不一样,故单元之间能否在舰上进行修理的概率及维修所需要的时间是不一样的,如 LRU₁ 和 LRU₂ 在基地能被修复的概率分别为 0.8 和 0.7,维修所需周期分别为 0.5 及 0.4 任务周期。同时因假设基地不具备修理 SRU 的能力,SRU 集中在综合补给船上修理,故 SRU 在基地能被修理的概率为 0。按第 2 节中的需求率计算模型及表 2 的 8 个单元维修参数信息,可计算出:方案 1 和方案 3 的基地和中心仓库的备件需求率分别为(1.8036, 1.1132, 1.7094, 3.2609,

1.798 2, 1.014 1, 0.865 7, 0.557 2) 和 (1.082 2, 1.002 0, 0.512 3, 1.956 5, 0.608 5, 3.679 2, 2.453 0), 方案 2 和方案 4 的编队备件需求率为 (6.493 0, 4.341 0, 5.641 0, 11.739 2, 5.934 0, 3.650 8, 4.184 6)。基地 3 个影响因素约束指标值为:130 万元、314 kg、54 m³。中心仓库的 3 个影响因素的约束指标为 132 万元、360 kg、55.5 m³。因本文重点介绍模型的计算方法和步骤,编队整个约束指标做了简单的线性叠加,针对具体问题具体调整即可,但问题求解原理并没有变化,编队的 3 个影响因素的约束指标为 522 万元、1302 kg、217.5 m³。按第 4 节 4 个方案的模型及方法求解过程及步骤,同时按第 3 节中的目标函数和约束条件,求出此时 4 个方案对应的编队总的可用度、保障经费,具体见表 3。

从表 3 中可以看出,方案 1 基地和中心仓库总体积按本文模型方法和步骤计算得到的值分别超过了舰船指标 0.8 m³ 及 0.3 m³;方案 2 编队总体积按模型方法和步骤计算得到的值超过了编队指标 1.0 m³;方案 3 基地总体积按文中模型方法和步骤计算得到的值分别超过了舰船指标 3.6 m³ 和 0.4 kg,方案 3 中心仓库总质量和体积按文中模型方法和步骤计算得到的值分别超过了舰船指标的 1.1 kg 及 0.7 m³;方案 4 编队总质量和体积按文中模型方法和步骤计算得到的值分别超过了舰船指标的 13.5 kg 及 14.5 m³。

上述 4 个方案中都有 1 ~ 2 个指标超过了舰

船所能承受最大值的上限,需要按第 3 节方法和步骤重新计算得到方案 1 基地和中心仓库综合约束因子值分别为 (21.759 6, 14.239 6, 14.254 7, 13.309 7, 13.370 8, 3.797 5, 4.288 5) 和 (21.264 1, 14.032 2, 8.667 6, 14.197 1, 13.251 6, 13.137 7, 3.766 5, 4.236 1)。同理,方案 2 为 (21.691 2, 14.268 6, 8.784 1, 14.319 2, 14.468 3, 13.358 1, 3.814 1, 4.294 5), 方案 3 分别为 (20.173 8, 13.335 9, 8.335 8, 13.769 0, 12.544 0, 3.611 4, 4.065 7) 及 (19.316 9, 13.142 9, 8.206 3, 13.877 3, 12.808 4, 12.196 6, 3.617 7, 4.013 2), 方案 4 为 (20.608 8, 13.687 3, 8.495 4, 14.032 2, 12.970 7, 12.805 6, 3.699 9, 4.150 6)。依据上述综合保障因子值按第 4 节方法和步骤,可求出各个指标值,将这些值和指标值进行对比,可得全部满足要求,此时求出的 4 个备件携带方案即为在 4 种情况下的最优方案,如表 4 所示。

图 1 给出了费用约束下的方案 1 ~ 方案 4 的费效曲线。图 2 给出了综合资源约束因子约束下的 4 个方案最优费效曲线。

从图 1 和图 2 可以看出:

1) 在单个约束条件下求出的编队器材配置方案,是不考虑其他约束条件时的最优方案,其余约束指标实际值往往会超过指标值的上限。

2) 所有离散点的物理意义是在该约束指标值下所能达到的最大可用度值,同时等价于要达到该可用度要求时最低的指标值。

表 3 费用约束下的 4 个方案可用度

Table 3 Availability of four projects under cost constraint

方案	保障站点	指标			可用度 A/%	站点			编队			
		C/万元	M/kg	V/m ³		C/万元	M/kg	V/m ³	A/%	C/万元	M/kg	V/m ³
1	基地	130	314	54.0	85.24	125.5	289.6	54.8	86.56	504.5	1176.6	220.2
	中心仓库	132	360	55.5	90.43	128.0	307.8	55.8				
2	编队	522	1302	217.5	99.29	516.3	1205.7	221.2	99.29	516.3	1205.7	221.2
3	基地	130	314	54.0	90.22	122.2	314.4	57.6	91.82	493.2	1304.3	229.0
	中心仓库	132	360	55.5	96.62	126.6	361.1	56.2				
4	编队	522	1302	217.5	99.94	521.1	1315.5	232.0	99.94	521.1	1315.5	232.0

表 4 多约束下的 4 个方案可用度

Table 4 Availability of four projects under multi-constraint

方案	保障站点	指标			可用度 A/%	站点			编队			
		C/万元	M/kg	V/m ³		C/万元	M/kg	V/m ³	A/%	C/万元	M/kg	V/m ³
1	基地	130	314	54.0	52.62	125.2	288.5	51.2	62.35	505.6	1181.4	207.4
	中心仓库	132	360	55.5	91.54	130.0	315.9	53.8				
2	编队	522	1302	217.5	99.23	515.8	1201.5	217.1	99.23	515.8	1201.5	217.1
3	基地	130	314	54.0	59.82	111.0	275.0	50.8	68.76	451.4	1157.4	206.8
	中心仓库	132	360	55.5	95.57	121.4	332.4	54.4				
4	编队	522	1302	217.5	99.85	497.8	1223.8	216.8	99.85	497.8	1223.8	216.8

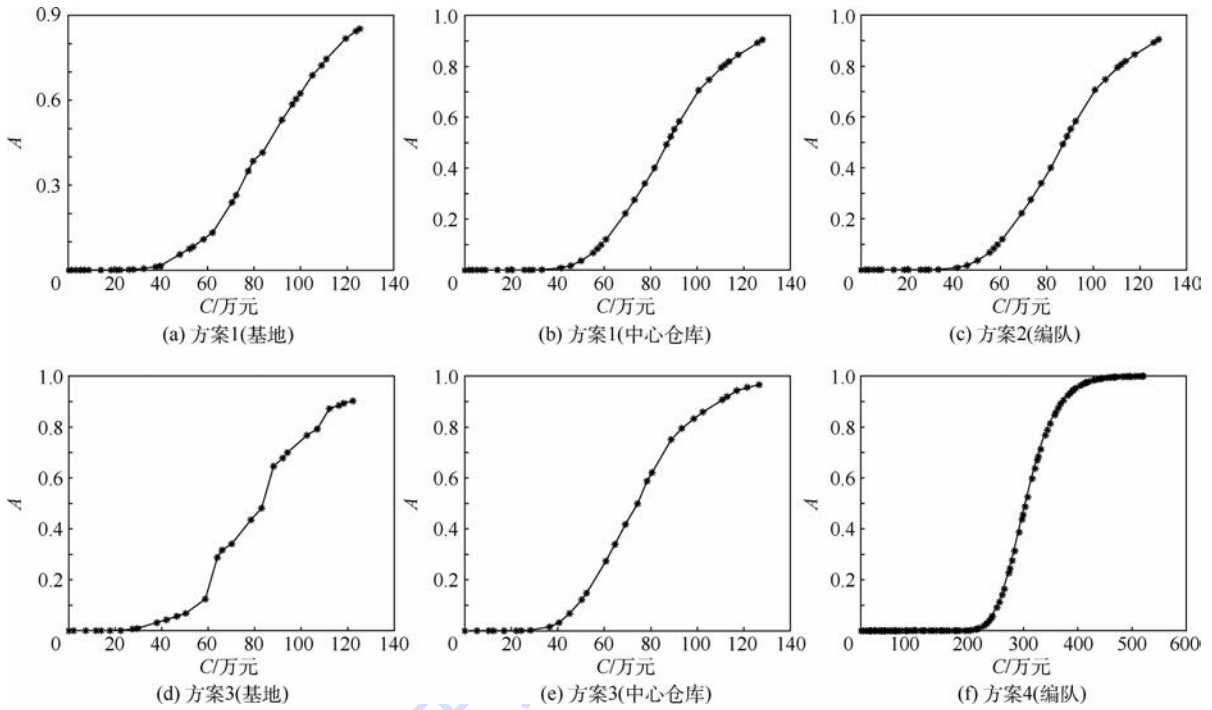


图1 费用约束下基地、中心仓库及编队的费效曲线

Fig. 1 Cost effectiveness of warship, central support warehouse and warship formation under cost constraint

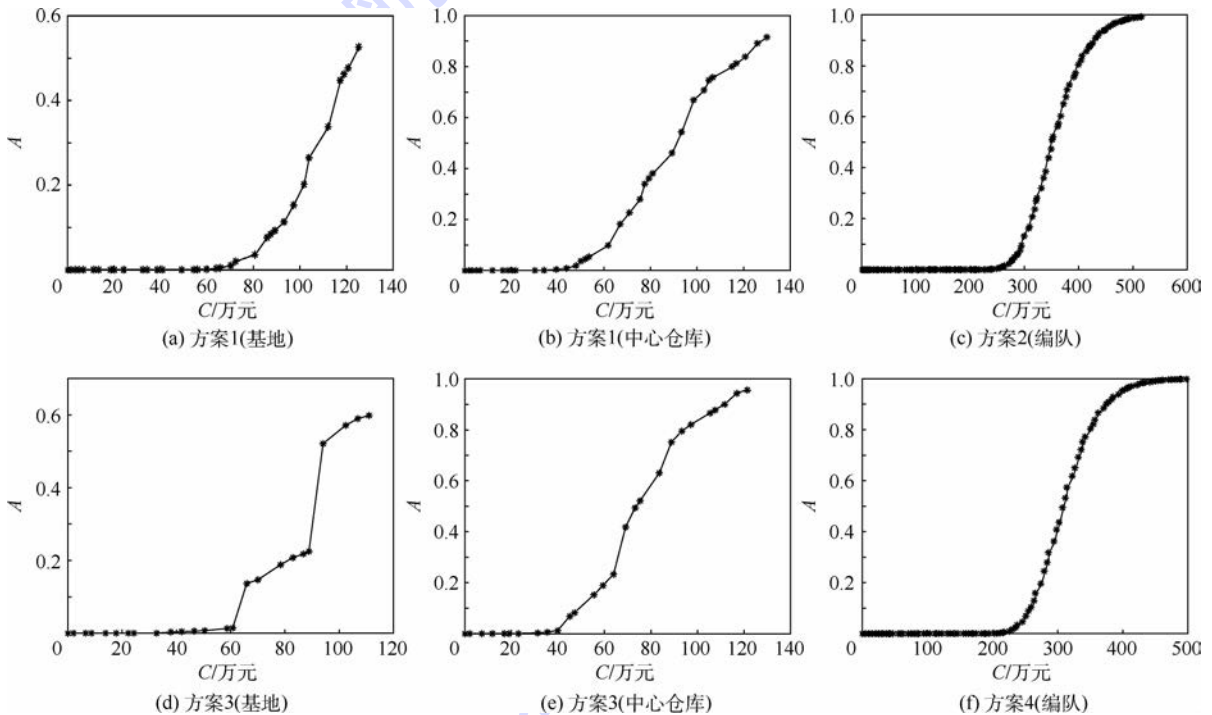


图2 多约束下的基地、中心仓库及编队的费效曲线

Fig. 2 Cost effectiveness of warship, central support warehouse and warship formation under multi-constraints

3) 按单个约束条件求出的器材配置方案和按所有约束因素求出的方案相比,往往会有某个指标实际值超过了总的上限值,与实际工程情况不符合,故按本文方法和模型可有效解决上述存在的问题。

4) 方案1~方案4中,方案1无论是否采取串件拼修或横线供应,其保障效能都是非常高效的,但其是以花费大量保障费用为代价的;

方案2~方案4对战时和非稳态情况更有意义。

5) 因本文选取备件数量比较少,导致部分图的“形状”看似不合理,但实质上其都是符合边际效应法原理的。

6 结论

1) 本文主要针对非稳态及多约束条件下的

系统器材配置方案进行了研究,给出了4个方案的求解模型和步骤,并将4个方案进行了对比分析,可为决策者依据实际工程情况制定器材配置方案提供有效的参考,具有一定的经济和军事意义。

2) 当编队舰艇数量增加时,只是增加了本模型计算工作量,本文方法和求解步骤同样适用。

3) 本文产生的工程背景是编队索马里护航器材配置的两层两级问题,可为解决多约束及非稳态条件下的器材配置三层三级问题提供一些借鉴,其是下一步研究的主要目标。

4) 对于包含LRU、SRU的两级两层供给结构本文的解析算法是可以解决的,但是对于超过两层两级的更为复杂的结构,若想用解析法求出备件需求情况是极为困难的,故未来研究中会着重偏向计算机仿真方面。

参考文献 (References)

- [1] SHERBROOKE C C. METRIC: A multi-echelon technique for recoverable item control [J]. *Operations Research*, 1968, 16 (1):122-141.
- [2] SHERBROOKE C C. Optimal inventory modeling of systems: Multi-echelon techniques [M]. Amsterdam: Springer Science & Business Media, 2006.
- [3] LEVNER E, PERLMAN Y, CHENG T C E, et al. A network approach to modeling the multi-echelon spare-part inventory system with backorders and interval-valued demand [J]. *International Journal of Production Economics*, 2011, 132(1):43-51.
- [4] SAMOUEI P, KHEIRKHAH A S, FATTAHI P. A network approach modeling of multi-echelon spare-part inventory system with backorders and quantity discount [J]. *Annals of Operations Research*, 2015, 226(1):551-563.
- [5] COSTANTINO F, DI GRAVIO G, TRONCI M. Multi-echelon, multi-indenture spare parts inventory control subject to system availability and budget constraints [J]. *Reliability Engineering & System Safety*, 2013, 119:95-101.
- [6] TOPAN E, BAYINDIR Z P. Multi-item two-echelon spare parts inventory control problem with batch ordering in the central warehouse under compound Poisson demand [J]. *Journal of the Operational Research Society*, 2012, 63(8):1143-1152.
- [7] WONG H, VAN HOUTUM G J, CATTRYSSE D, et al. Multi-item spare parts systems with lateral transshipments and waiting time constraints [J]. *European Journal of Operational Research*, 2006, 171(3):1071-1093.
- [8] WONG H, KRANENBURG B, VAN HOUTUM G J, et al. Efficient heuristics for two-echelon spare parts inventory systems with an aggregate mean waiting time constraint per local warehouse [J]. *OR Spectrum*, 2007, 29(4):699-722.
- [9] WONG H, VAN HOUTUM G J, CATTRYSSE D, et al. Simple, efficient heuristics for multi-item multi-location spare parts systems with lateral transshipments and waiting time constraints [J]. *Journal of the Operational Research Society*, 2005, 56(12):1419-1430.
- [10] TOPAN E, BAYINDIR Z P, TAN T. An exact solution procedure for multi-item two-echelon spare parts inventory control problem with batch ordering in the central warehouse [J]. *Operations Research Letters*, 2010, 38(5):454-461.
- [11] WONG H, CATTRYSSE D, VAN OUDHEUSDEN D. Inventory pooling of repairable spare parts with non-zero lateral transshipment time and delayed lateral transshipments [J]. *European Journal of Operational Research*, 2005, 165(1):207-218.
- [12] TIACCI L, SAETTA S. Reducing the mean supply delay of spare parts using lateral transshipments policies [J]. *International Journal of Production Economics*, 2011, 133(1):182-191.
- [13] PATERSON C, KIESMÜLLER G, TEUNTER R, et al. Inventory models with lateral transshipments: A review [J]. *European Journal of Operational Research*, 2011, 210(2):125-136.
- [14] FISHER W W. Markov process modelling of a maintenance system with spares, repair, cannibalization and manpower constraints [J]. *Mathematical and Computer Modelling*, 1990, 13(7):119-125.
- [15] EYNAN A. The multi-location inventory centralization problem with first-come, first-served allocation [J]. *European Journal of Operational Research*, 1999, 114(1):38-49.
- [16] 蔡芝明, 金家善, 李广波. 多约束下随船备件配置优化方法 [J]. *系统工程理论与实践*, 2015, 35(6):1561-1566.
CAI Z M, JIN J S, LI G B. Warship spare parts allotment optimization method under multi-constraints [J]. *Systems Engineering-Theory & Practice*, 2015, 35(6):1561-1566 (in Chinese).
- [17] 刘任洋, 李庆民, 李华. 基于横向转运策略的可修件三级库存优化模型 [J]. *航空学报*, 2014, 35(12):3341-3349.
LIU R Y, LI Q M, LI H. Optimal model of three-echelon inventory for repairable spare parts with lateral transshipments strategy [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2014, 35(12):3341-3349 (in Chinese).
- [18] LI Y Y. The big data: Check the smart ship time [EB/OL]. Beijing: Economic Daily News, 2014 (2014-10-20) [2016-01-04]. http://www.ce.cn/xwzx/gnsz/gdxw/201410/20/t20141020_3730494.shtml.

作者简介:

蔡芝明 男, 博士研究生。主要研究方向: 舰艇动力及热力系统的科学管理、综合保障工程。

金家善 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 舰艇动力及热力系统的科学管理、综合保障工程。

陈砚桥 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 综合保障工程、舰船动力工程。

Optimization method of multi-echelon system equipment configuration under unsteady state and multi-constraint

CAI Zhiming^{1,2}, JIN Jiashan^{1,2,*}, CHEN Yanqiao^{1,2}

(1. Military Key Laboratory for Naval Ship Power Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. College of Power Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Some related questions in system equipment configuration under unsteady state and multi-constraint are discussed. First, taking the very low utilization rate of escort equipment in the waters off Somalia as study background, the paper presents the solution to base and central warehouse spare parts demand rate. Second, the factors of three constraints are calculated by using the edge effect method and Lagrange multiplier method. Then, four projects of multi-echelon system equipment configuration are built according to whether considering the cannibalization or lateral transshipment policy. Finally, the results of four projects are comparatively analyzed, and numerical projects show that an indicative reference can be provided for decision-makers to make up warship formation equipment configuration projects in peace and war time.

Keywords: spare parts; warship formation; lateral transshipments; cannibalization; multi-constraint

Received: 2016-01-04; **Accepted:** 2016-03-18; **Published online:** 2016-04-21 13:08

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160421.1308.002.html

Foundation items: National Defense Pre-research Foundation (51319060103, 41511G641)

* **Corresponding author.** E-mail: jinjiashan401@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0017

基于索膜有限元模型的翼伞气动变形仿真



汪龙芳, 贺卫亮*

(北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083)

摘 要: 对定常状况下翼伞的流固耦合变形问题进行了三维数值模拟。使用有限体积分法计算了飞行时的气动载荷, 分析了前缘切口和翼肋开孔对压强分布的影响; 基于翼伞结构大位移小应变的特点建立了非线性索膜有限元模型, 伞衣由不能承受弯矩的膜单元模拟, 伞绳和切口加强带由只能单向拉伸受力的索单元模拟, 仿真了受气动载荷后翼伞相对于理想设计位置的变形和应力分布。结果表明: 该翼伞展长相对于设计值减小, “鼓包”形成后翼型最大厚度增大, 伞衣变形后产生了额外的后掠角和攻角; 最大等效应力主要集中在翼肋上的开孔和伞绳连接点处, 需合理布置加强带以满足强度要求。

关键词: 翼伞; 气动变形; 几何非线性; 膜单元; 索单元

中图分类号: V215.3⁺2

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0047-06

翼伞不同于常规降落伞, 是一种利用前缘切口进入的冲压滞止空气来保持设计翼型的柔性翼, 可以产生升力滑翔飞行, 应用很广泛。翼伞系统主要由伞衣和伞绳组成, 伞衣和伞绳都由柔性材料制成, 在飞行时翼伞结构会发生比较大的变形, 偏离预先的设计图纸。

由于试验手段和试验经费的限制, 使得数值模拟成为分析翼伞流固耦合问题的主要手段。Kalro 等^[1] 根据空投试验给定伞衣的外形变化, 并分析了开伞阶段的运动过程。Kalro 和 Tezduyar^[2] 使用流体有限元和结构有限元并行耦合算法计算了翼伞的稳态飞行时的外形。Ibos 等^[3] 开发了 SINPA 软件计算了翼伞的流固耦合问题并与试验对比。Fogell 等^[4] 分析了无限长翼伞一个气室的弱流固耦合问题。Altmann^[5] 使用势流理论和索有限元法分析了翼伞的流固耦合问题。国内目前对翼伞结构变形的研究较少, 朱旭和曹义华^[6-7] 研究了刚性翼伞平面形状和一些设计参数对气动性能的影响。陆伟伟等^[8] 预先给定伞衣

的鼓包变形情况, 并计算了翼伞的气动性能。张春和曹义华^[9] 在刚性肋片的假设下使用壳单元计算了伞衣的变形。

本文在使用计算流体力学(CFD)方法计算三维翼伞定常气动特性的基础上, 分析了前缘切口和翼肋开孔对压强分布的影响; 在建立翼伞系统的结构有限元模型时不满足于刚性假设和壳单元, 基于翼伞柔性结构的特点并考虑伞绳对结构变形的影响, 分别使用不能承受弯矩的膜单元和只能单向受拉的索单元模拟伞衣和伞绳, 建立了翼伞结构的索膜有限元模型, 结合 CFD 方法计算了翼伞结构的变形和应力分布, 得到的相关结论为工程设计提供了一定的参考。

1 气动载荷计算

1.1 网格划分

本文分析的翼伞为经过飞行试验的矩形翼伞, 几何参数为: 展长为 2.4 m, 弦长为 0.8 m, 伞衣的前缘从正面看设计为圆弧形状, 半径为

收稿日期: 2016-01-05; 录用日期: 2016-02-29; 网络出版时间: 2016-04-21 16:21

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160421.1621.003.html

* 通讯作者: E-mail: hewei liang@buaa.edu.cn

引用格式: 汪龙芳, 贺卫亮. 基于索膜有限元模型的翼伞气动变形仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 47-52.

WANG L F, HE W L. Parafoil aerodynamic deformation simulation based on cable-membrane finite element model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 47-52 (in Chinese).

1.6 m,展向划分为15个气室。在每个翼肋的下方弦向分布着4个伞绳连接点,如图1所示。由于伞绳很细,阻力较小,翼伞系统的载荷主要是伞衣受到的压强载荷,在CFD计算时不考虑伞绳的影响,主要分析伞衣的气动特性和表面压强分布,同时不考虑伞衣透气性的影响。

内腔和外部流场划分为非结构网格,入口边界距离翼伞5倍弦长,其余边界距离翼伞10倍弦长。在距离翼伞比较近的区域进行了网格加密,并在壁面附近划分了边界层网格,网格数目为300万,伞衣周围的网格弦向剖面如图2所示。

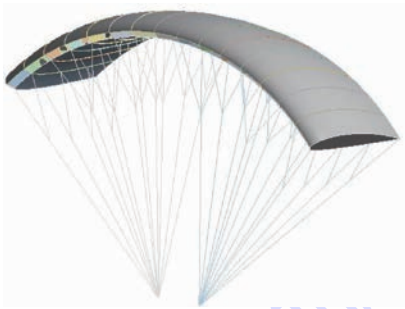


图1 翼伞的理想外形

Fig. 1 Ideal configuration of parafoil

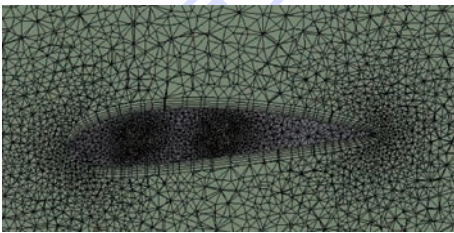


图2 流体网格弦向剖面

Fig. 2 Chordwise cross-section of fluid meshes

模拟海平面处 5° 攻角速度 10 m/s 翼伞稳态飞行的气动特性,入口为速度入口,出口为自由出口,其他外部边界为自由边界条件,翼伞上下翼面和翼肋为壁面边界,内腔和外部流场通过 interface 交换数据;为了考虑翼肋上开孔的影响,将内腔用翼肋划分为15份气室,相邻气室在翼肋开孔处用 interface 交换数据;湍流模型采用 $k-\omega$ 二方程模型。

1.2 计算结果

翼伞中部气室弦向剖面的压力分布云图如图3所示。可以看出,驻点位于切口的上半部分,内腔保持为驻点滞止压力维持伞衣的成形。气体从驻点沿切口往下流动越过一个钝角才能到达下翼面,因此在下翼面前部产生一个小的流动分离区导致下翼面的低压区^[10]。该区域虽然会影响翼伞的升力系数,但是对前缘的成形应有着积极作用。

边缘气室内腔速度矢量如图4所示。可以看出,在每个气室的内腔,除了文献[11]中弦向的漩涡外,还有着展向的漩涡。同时中部气室的内腔气体通过翼肋开孔向边缘气室流动,以此来改善翼尖气室的充气状况,减小翼尖塌陷现象发生的可能性。

图5为翼伞外表面压力分布云图。可以看出,由于伞衣弧形和翼尖涡等因素的影响,上翼面负压区主要分布在中部气室,该区域受到的载荷最大。把得到的表面压力分布和内腔压力分布施加在翼伞结构上,计算结构的变形。

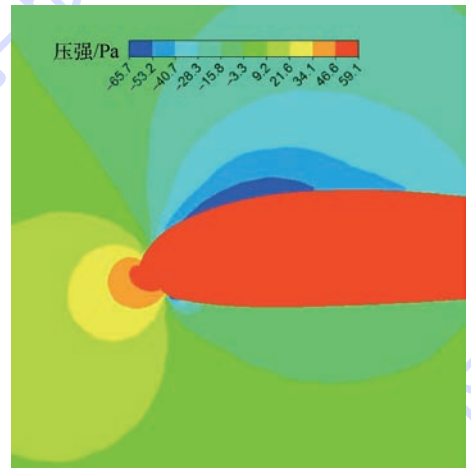


图3 中部气室弦向剖面的压力分布云图

Fig. 3 Pressure distribution contours of chordwise cross-section of middle air chamber

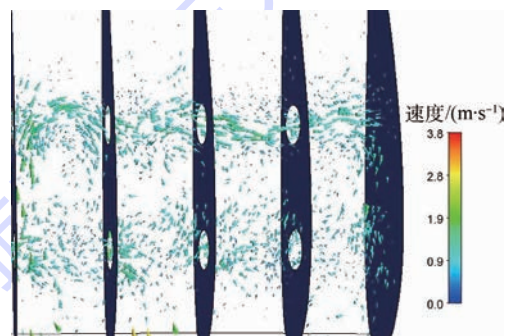


图4 边缘气室内腔速度矢量

Fig. 4 Interior velocity vector of bilateral air chamber

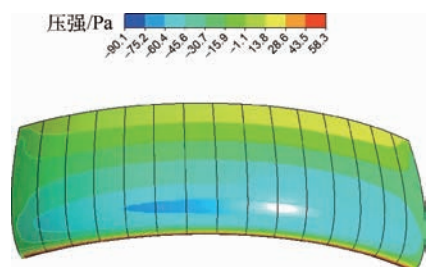


图5 翼伞外表面压力分布云图

Fig. 5 Pressure distribution contours of exterior surface of parafoil

2 翼伞的索膜有限元模型

有限元法是当今结构分析中应用最广泛的数值方法。翼伞一般由柔性织物材料制成,抗弯刚度很小,是通过形状变化来承受载荷的^[12],变形具有大位移小应变的特点,属于有限元法中的几何非线性问题。使用 U. L. 格式分析几何非线性问题的增量形式矩阵方程如下^[13]:

$$({}^t\mathbf{K}_L + {}^t\mathbf{K}_{NL})\mathbf{u} = {}^{t+\Delta t}\mathbf{Q} - {}^t\mathbf{F} \quad (1)$$

式中: \mathbf{u} 为节点位移增量向量; ${}^t\mathbf{K}_L$ 为切线刚度矩阵; ${}^t\mathbf{K}_{NL}$ 为初应力矩阵; ${}^{t+\Delta t}\mathbf{Q}$ 为节点外载荷向量; ${}^t\mathbf{F}$ 为 Kirchhoff 应力张量等效载荷向量。所有这些矩阵或向量元素都是对应于 t 时刻位形并参考 t 时刻位形确定的。

相比于壳单元,用不能承受弯矩的膜单元来模拟伞衣更符合伞衣的结构特点;同时用不能承受弯矩只能单向受拉的索单元来模拟伞绳的作用。在建模的过程中,为了保证伞衣开口的正确成形和准确模拟翼伞真实结构,在上下翼面前端和翼肋切口处加上宽度为 1 cm 的加强带,如图 6 所示。加强带也使用索单元来模拟。

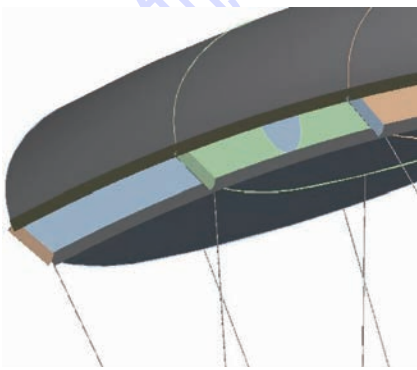


图 6 开口附近的加强带

Fig. 6 Reinforcing tape around opening

由于膜单元的法向应力为 0,导致膜单元刚度矩阵含有零对角元素,而总体刚度矩阵是单元刚度矩阵的集成,当相邻膜单元处于同一平面或接近同一平面时,总体刚度矩阵中与平面法向方向相对应的主对角元素会出现小主元的情况,导致计算发散。对应的物理意义是:平面膜材无法承受法向载荷,只有具有一定曲率的膜材才能承受法向载荷。设计图纸为变形前的外形,膜材曲率不够,只施加垂直于表面的压强载荷会导致计算发散。为了解决第 1 个载荷子步结构计算发散的问题,在伞衣上通过温度载荷施加预应力。

$$\varepsilon = \alpha(T - T_0) \quad (2)$$

式中: ε 为初始预应变; α 为热膨胀系数; T 为施加

温度; T_0 为参考温度。由于预应力、预应变的存在,膜材具有了一定的刚度可以进行第 1 个载荷子步的计算,在每个载荷子步逐渐使得温度载荷趋向于 T_0 ,最后 1 个载荷子步的计算完全消除了预应力,这样预应力就不会影响得到的最终变形结果。

翼伞结构网格划分如图 7 所示。伞衣划分为三角形膜单元,单元数目为 11 万,节点数目为 6 万;由于伞绳各段的长度不长,伞绳和加强带划分为两节点直线索单元^[14],单元数目为 819,节点数目为 1610。固定 2 个伞绳汇交点,同时为了避免翼伞向两侧倾倒的刚体运动,在翼伞中部施加了展向的对称边界条件。

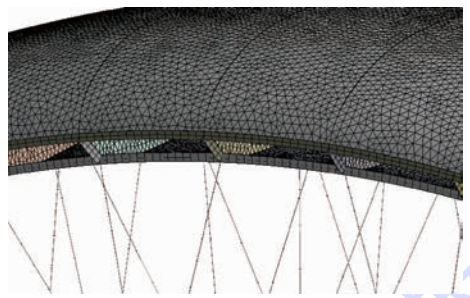


图 7 翼伞结构网格示意图

Fig. 7 Sketch map of structural meshes of parafoil

3 计算结果及分析

5°攻角下 CFD 计算的伞衣内表面和外表面压力分布通过插值映射传递到伞衣结构上,为了避免计算发散,该载荷以随着子步时间线性增加的方式施加在伞衣上。伞衣材料为 MIL-C-7020 III^[15](美国海空军航空兵 C-9 伞即采用该材料),弹性模量为 430 MPa,泊松比为 0.14,伞衣厚度为 1 mm;伞绳材料为 Kevlar29,弹性模量为 97 GPa,直径为 1 mm;加强带为芳纶织带,弹性模量为 400 GPa,厚度为 2 mm。计算得到的位移分布云图如图 8 所示。由于翼伞结构存在着大位移,以下显示的所有变形结果均为真实比例,没有进行过放大处理。

从图 8 可以看出,由于伞衣充气形成“鼓包”,变形以后展向长度缩小了 2 个气室的宽度 0.32 m,实际飞行展长相对设计展长而言减小了 13%。同时,由于飞行时受到压差阻力的作用,整个伞衣从理想设计位置向后移动,翼尖部分的向后位移更大,伞衣外形不再保持为矩形,而是向后弯曲形成一个附加的约为 2° 的后掠角。相对理想设计位置最大的位移发生在翼尖后缘 0.27 m 处,发生这么大的位移是由伞衣的受力特性和伞

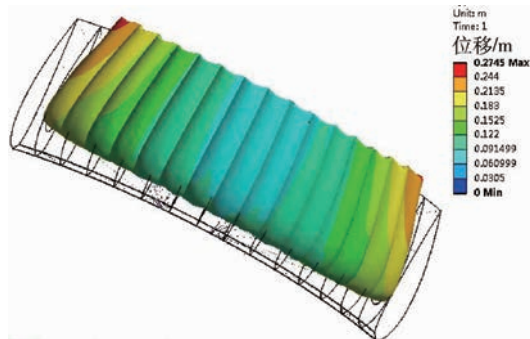


图8 翼伞位移分布云图

Fig. 8 Displacement distribution contour of parafoil



图9 翼伞变形正视图

Fig. 9 Front view of parafoil deformation

绳的约束特性共同决定的。当气室充气时,气室间上下翼面必须弯曲形成足够的曲率来承受载荷,每个气室宽度都会减小;伞绳为柔性结构只能约束伞绳汇交点和翼肋连接点的相对距离,导致翼肋在以汇交点为圆心、伞绳长度为半径的圆弧上的大范围移动,类似于手风琴的收缩造成了与理想设计外形的较大差别。

图9为翼伞变形的正视图。可以看出,发生了前述的伞衣和伞绳的展向移动,同时前缘有比较小的向上移动,形成一个约为 1.4° 的附加攻角,这是因为伞衣受到的气动载荷主要作用在前端,在柔性伞绳的约束下,伞衣整体发生了俯仰方向的转动。开口上方有一些褶皱的现象,这是距驻点比较近、内外压差很小引起的,有引起开口闭合气室坍塌的危险,所以在这里加上了加强带。上下翼面的“鼓包”清晰可见,设计时该翼伞的翼型选择为Clark-Y18,最大厚度为18%,形成“鼓包”以后最大厚度增大为26%左右。图10为飞行中的该翼伞“鼓包”变形图,与仿真结果比较类似,具有一定的参考意义。



图10 飞行中的仿真对象

Fig. 10 Simulation object in flight

变形后的伞衣外表面压力分布云图如图11所示。与图5对比可以看出,在各个气室相交的凹陷处出现了低压极值,气室凸出部位的吸力减小,前缘的压力分布变得不均匀,这应该是由“鼓包”引起的展向流动分离引起的。变形前仿真得到的伞衣升力系数为0.36,阻力系数为0.05,升阻比为7.2,变形后得到的升力系数为0.30,阻力系数为0.055,升阻比为5.5。

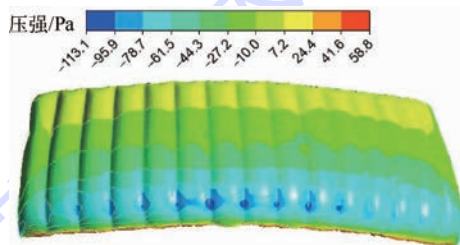


图11 变形后翼伞外表面压力分布云图

Fig. 11 Pressure distribution contours of exterior surface of deformed shape of parafoil

翼肋上的等效应力云图如图12所示。可以看出,开孔附近和伞绳连接处的应力较大,最大应力为377 419 Pa,这是因为上翼面的载荷通过翼肋传递到伞绳,以及应力集中效应,为了防止被撕裂,在这些区域应采用加强措施。由于翼肋的法向载荷很小,翼肋并没有发生比较大的变形,只是发生了空间的位移。

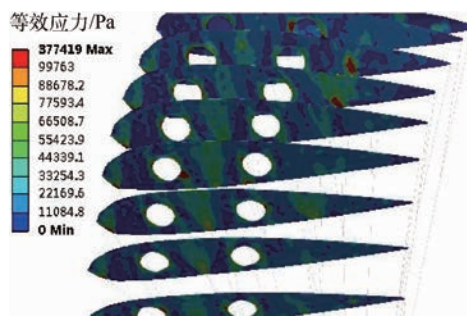


图12 翼肋的等效应力云图

Fig. 12 Equivalent stress contours of ribs

4 结 论

本文对稳态飞行情况下的矩形翼伞气动变形进行了三维数值模拟,主要得到了以下结论:

1) 开口会引起流动分离,下翼面前缘附近产生一个低压区,冲压空气通过翼肋开孔向边缘气室流动,以此来改善翼尖气室的充气状况。

2) 由于柔性伞绳的约束特性,气动力作用下翼伞会相对于理想设计位置发生较大的位移,伞衣充气变形后该翼伞的展长相对于设计值减少了 13%,同时附加了 2° 的后掠角和 1.4° 的攻角。

3) “鼓包”使得气室中部的最大厚度增大了 8%,伞衣充气变形后升阻比下降。气室开口上方有一些褶皱的现象,为了防止气室坍塌需要加上加强带辅助成形。

4) 翼肋没有发生比较大的变形,只是有空间的整体位移,开孔附近和伞绳连接处的应力较大,需合理布置加强结构以满足强度要求。

参考文献 (References)

- [1] KALRO V, ALIABADI S, GARRARD W, et al. Parallel finite element simulation of large ram-air parachutes[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 1997, 24 (12): 1353-1369.
- [2] KALRO V, TEZDUYAR T E. A parallel 3D computational method for fluid-structure interactions in parachute systems [J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2000, 190(3-4): 321-332.
- [3] IBOS C, LACROIX C, GOY A, et al. Fluid-structure simulation of a 3D ram air parachute with SINPA software: AIAA-1999-1713[R]. Reston: AIAA, 1999.
- [4] FOGELL N, SHERWIN S J, COTTER C J, et al. Fluid-structure interaction simulation of the inflated shape of ram-air parachutes [C] // Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference. Reston: AIAA, 2013: 1-15.
- [5] ALTMANN H. Fluid-structure interaction analysis of ram-air parafoil wings [C] // Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference. Reston: AIAA, 2015: 1-10.
- [6] 朱旭, 曹义华. 翼伞平面形状对翼伞气动性能的影响[J]. 航空学报, 2011, 32(11): 1998-2007.
- ZHU X, CAO Y H. Numerical simulation of platform geometry effect on parafoil aerodynamic performance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(11): 1998-2007 (in Chinese).
- [7] 朱旭, 曹义华. 翼伞弧面下反角、翼型和前缘切口对翼伞气动性能的影响[J]. 航空学报, 2012, 33(7): 1189-1200.

- ZHU X, CAO Y H. Effects of arc-anhedral angle, airfoil and leading edge cut on parafoil aerodynamic performance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012, 33 (7): 1189-1200 (in Chinese).
- [8] 陆伟伟, 张红英, 连亮. 大型翼伞的三维气动性能分析[J]. 航天返回与遥感, 2015, 36(3): 1-10.
- LU W W, ZHANG H Y, LIAN L. A three-dimensional analysis on aerodynamic performance of a large parafoil[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2015, 36(3): 1-10 (in Chinese).
- [9] 张春, 曹义华. 基于弱耦合的翼伞气动变形数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(5): 605-609.
- ZHANG C, CAO Y H. Numerical simulation of parafoil aerodynamics and structural deformation based on loose coupled method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(5): 605-609 (in Chinese).
- [10] BALAJI R, MITTAL S, RAI A K. Effect of leading edge cut on the aerodynamics of ram-air parachutes [J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2005, 47(1): 1-17.
- [11] MOHAMMADI M A, JOHARI H. Computation of flow over a high-performance parafoil canopy [J]. Journal of Aircraft, 2010, 47(4): 1338-1345.
- [12] 毛国栋. 膜索结构设计方法研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2004: 29-30.
- MAO G D. The design investigation of cable-reinforced membrane structures[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2004: 29-30 (in Chinese).
- [13] 王勰成. 有限单元法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 629-631.
- WANG X C. Finite element method [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 629-631 (in Chinese).
- [14] 唐建民, 卓家寿. 悬索结构大位移分析改进的两节点索单元[J]. 河海大学大学学报(自然科学版), 1999, 27(4): 16-19.
- TANG J M, ZHUO J S. An improved two-node cable element for large deformation analysis of cable structures [J]. Journal of Hohai University (Natural Sciences), 1999, 27(4): 16-19 (in Chinese).
- [15] 贾贺, 荣伟, 陈国良. 基于 LS-DYNA 的降落伞伞衣织物透气性参数仿真验证[J]. 航天返回与遥感, 2009, 30(1): 15-20.
- JIA H, RONG W, CHEN G L. The use of LS-DYNA to simulate the permeability parameters of the parachute canopy [J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2009, 30(1): 15-20 (in Chinese).

作者简介:

汪龙芳 男, 博士研究生。主要研究方向: 飞行器设计。

贺卫亮 男, 博士, 研究员, 博士生导师。主要研究方向: 飞行器设计。

Parafoil aerodynamic deformation simulation based on cable-membrane finite element model

WANG Longfang, HE Weiliang*

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

Abstract: The fluid-structure coupling deformation of the parafoil was numerically simulated under steady condition. The finite volume method was used to compute the aerodynamic load, and the effect of leading-edge cut and ribs on the pressure distribution was analyzed simultaneously. Nonlinear cable-membrane finite element model was established based on the large displacement-small strain characteristics of parafoil structure. Canopy was modeled by membrane element which was unable to bear bending moment, and ropes and reinforcing tapes were modeled by cable element which could only bear uniaxial tension. The deformation relative to ideal configuration and stress distribution of parafoil were simulated on aerodynamic load. The results show that the span decreases compared with design value in flight, the maximum thickness of airfoil profile increases after bumps appear, and extra angle of attack and sweepback arise from canopy deformation; the maximum equivalent stress is mainly concentrated around holes and rope joints of ribs, and reinforcing tapes must be arranged properly in order to satisfy the strength requirements.

Keywords: parafoil; aerodynamic deformation; geometric nonlinearity; membrane element; cable element

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0034

非线性量测下自适应噪声协方差 PHD 滤波

袁常顺, 王俊*, 向洪, 魏少明, 张耀天

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)



摘 要: 概率假设密度 (PHD) 滤波算法已被证明是实时多目标跟踪的有效方法, 但现有这些基于 PHD 滤波的方法假设量测噪声协方差先验已知, 而实际中量测噪声协方差可能是未知或随着环境改变而变化。针对这一问题, 提出了一种适用于非线性量测模型的自适应噪声协方差多目标跟踪算法。该算法以 PHD 滤波为基础, 采用容积卡尔曼 (CK) 技术近似非线性量测模型, 利用逆威沙特 (IW) 分布描述量测噪声协方差分布, 通过变分贝叶斯 (VB) 近似技术迭代估计量测噪声协方差和多目标状态联合后验密度。仿真结果表明, 本文所提算法可有效估计量测噪声协方差, 同时实现准确的目标数和目标状态估计。

关键词: 随机有限集; 多目标跟踪; 未知量测噪声协方差; 变分贝叶斯 (VB); 概率假设密度 (PHD) 滤波

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0053-08

多目标跟踪由于需联合检测和估计时变且未知的目标数和对应目标运动状态, 因此一直是目标跟踪领域研究的热点和难点^[1-3]。

传统多目标跟踪方法采用数据关联技术, 如联合概率数据互联 (Joint Probabilistic Data Association, JPDA)^[2,4]、多假设跟踪 (Multiple Hypothesis Tracking, MHT)^[1,5]、概率多假设跟踪 (Probabilistic MHT, PMHT)^[6], 但随着目标数或杂波数的增加, 其计算量指数增长, 严重影响了算法的实时性。

近年来, 基于随机有限集 (Random Finite Set, RFS) 的多目标跟踪方法由于避免了数据关联且提供了一个精确和简洁的公式表示, 很快引起广泛关注^[3,7-11]。特别是概率假设密度 (Probability Hypothesis Density, PHD) 滤波^[7-8]、势概率假设密度滤波 (Cardinalized PHD Filter, CPHDF)^[9-10] 和多伯努利滤波 (Multi-Bernoulli Filter, MBERF)^[3,11]

的发展、实现和应用已经证明了 RFS 方法的可行性。大部分基于 RFS 的多目标跟踪方法都是假设量测噪声协方差是先验已知的。然而, 在有些应用中, 该假设是不成立的, 例如对于地面和海面目标的跟踪, 量测噪声随着干扰变化, 因此量测噪声协方差是未知且时变的。当归一化的量测噪声协方差与真实的噪声过程显著不同时, 跟踪方法性能会显著下降。

最近, 一些研究者提出了采用变分贝叶斯 (Variational Bayesian, VB) 方法解决未知量测噪声协方差的问题。文献[12]提出了一种基于 VB 的自适应噪声协方差 PHD 滤波。文献[13]提出了一种基于 VB 的自适应噪声协方差 MBERF。文献[14]针对未知噪声协方差下多扩展目标跟踪, 给出一种基于 VB 的 MBERF。以上方法采用高斯 (Gauss) 和逆伽马 (Inverse-Gamma, IG) 分布来近似联合后验 PHD 或 MBER, 但是其仅适用于线性

收稿日期: 2016-01-08; 录用日期: 2016-02-29; 网络出版时间: 2016-04-15 16:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.005.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61471019, 61501011, 61501012)

* 通讯作者: E-mail: wangj203@buaa.edu.cn

引用格式: 袁常顺, 王俊, 向洪, 等. 非线性量测下自适应噪声协方差 PHD 滤波[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 53-60.
YUAN C S, WANG J, XIANG H, et al. Adaptive noise covariance PHD filter under nonlinear measurement[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 53-60 (in Chinese).

模型的多目标跟踪场景。

针对上述问题,本文提出了一种适用于非线性量测模型的自适应噪声协方差 PHD 滤波算法,称为自适应容积卡尔曼-VB-PHD (Adaptive Cubature Kalman-VB-PHD, ACK-VB-PHD) 滤波。该算法首先采用 CK^[15] 技术近似非线性量测模型;然后利用逆威沙特(Inverse Wishart, IW)和 Gauss 乘积混合分布近似量测噪声协方差和多目标状态联合后验分布;最后采用 VB 近似技术推导滤波迭代。仿真结果表明,本文所提算法对于非线性未知量测噪声协方差场景具有很强的多目标跟踪鲁棒性。本文算法主要通过 PHD 滤波来实现,可直接推广到 CPHDF 和 MBERF,且可应用于每个目标具有不同量测噪声协方差的非线性场景。

1 背景理论

1.1 CK 滤波

在雷达目标跟踪中,通常采用如下状态方程和量测方程:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \boldsymbol{\omega}_k \quad (1)$$

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k) + \boldsymbol{\varepsilon}_k \quad (2)$$

式中: \mathbf{F} 为状态转移矩阵; \mathbf{x}_k 和 \mathbf{z}_k 分别为 k 时刻目标运动状态和量测; $\boldsymbol{\omega}_k$ 和 $\boldsymbol{\varepsilon}_k$ 分别为过程和量测噪声,其服从零均值协方差分别为 \mathbf{Q}_k 和 \mathbf{R}_k 的高斯分布; $h(\cdot)$ 为非线性量测函数。因此,雷达目标跟踪是一种非线性滤波问题。

非线性滤波的难点是如何有效计算如下多维积分:

$$I(h) = \int_{\mathbf{R}^n} h(\mathbf{x}) \exp(-\mathbf{x}\mathbf{x}^T) d\mathbf{x} \quad (3)$$

文献[15]中表明,式(3)的积分可通过采用三阶球面-径向容积准则准确近似,即 $I(h) \approx \sum_{i=1}^N \bar{\omega}^{(i)} \cdot h(\boldsymbol{\varepsilon}^{(i)})$, $N = 2n_x$, $\bar{\omega}^{(i)} = 1/N$, $\boldsymbol{\varepsilon}^{(i)} = \sqrt{N/2} [\mathbf{I}, -\mathbf{I}]$, $\mathbf{I} \in \mathbf{N}^{n_x \times n_x}$ 为单位矩阵, n_x 为状态 \mathbf{x} 维数。

相比于扩展卡尔曼和不敏卡尔曼滤波,CK 滤波作为一种更有效且适应性更强的非线性滤波得到了广泛应用。

1.2 VB 近似

当量测噪声协方差未知且时变时,需要联合估计目标状态和噪声协方差密度。假定目标状态 \mathbf{x} 和噪声协方差 \mathbf{R} 动态模型相互独立,即

$$p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{R}_{k-1}) = p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) p(\mathbf{R}_k | \mathbf{R}_{k-1}) \quad (4)$$

根据贝叶斯滤波准则,其联合后验密度 $p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k})$ 计算如下^[3]:

$$p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) = \iint p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}) p(\mathbf{R}_k | \mathbf{R}_{k-1}) \cdot p(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{R}_{k-1} | \mathbf{z}_{1:k-1}) d\mathbf{x}_{k-1} d\mathbf{R}_{k-1} \quad (5)$$

$$p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k}) \propto p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k) p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) \quad (6)$$

由于式(5)的积分很难获得解析计算,研究人员提出了 VB 近似方法,有效解决了此迭代过程^[16]。在该方法中,联合后验密度 $p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k})$ 可近似为^[17]

$$p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k}) \approx p_x(\mathbf{x}_k) p_R(\mathbf{R}_k) \quad (7)$$

式中: $p_x(\mathbf{x}_k)$ 和 $p_R(\mathbf{R}_k)$ 为未知密度。

真实密度和近似密度的 Kullback-Leibler (KL) 散度表示为^[17]

$$\text{KL}[p_x(\mathbf{x}_k) p_R(\mathbf{R}_k) || p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k})] = \iint p_x(\mathbf{x}_k) p_R(\mathbf{R}_k) \ln \left(\frac{p_x(\mathbf{x}_k) p_R(\mathbf{R}_k)}{p(\mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k})} \right) d\mathbf{x}_k d\mathbf{R}_k \quad (8)$$

为了获得后验密度的最优近似,采用变分计算方法最小化 KL 散度,可得^[17]

$$p_x(\mathbf{x}_k) \propto \exp \left(\int \ln p(\mathbf{z}_k, \mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) p_R(\mathbf{R}_k) d\mathbf{R}_k \right) \quad (9)$$

$$p_R(\mathbf{R}_k) \propto \exp \left(\int \ln p(\mathbf{z}_k, \mathbf{x}_k, \mathbf{R}_k | \mathbf{z}_{1:k-1}) \cdot p_x(\mathbf{x}_k) d\mathbf{x}_k \right) \quad (10)$$

当目标状态为 Gauss 分布,噪声协方差为 IW 分布,可得^[18]

$$p_x(\mathbf{x}_k) = N(\mathbf{x}_k; \mathbf{m}_k, \mathbf{P}_k) \quad (11)$$

$$p_R(\mathbf{R}_k) = \text{IW}(\mathbf{R}_k; \nu_k, \mathbf{V}_k) \quad (12)$$

式中: \mathbf{m}_k 和 \mathbf{P}_k 分别为估计状态和协方差; ν_k 和 \mathbf{V}_k 为 IW 分布参数。

1.3 PHD 滤波

假设 k 时刻有 $M(k)$ 个目标 $\mathbf{x}_{k,1}, \mathbf{x}_{k,2}, \dots, \mathbf{x}_{k,M(k)}$, 每个目标状态取值状态空间 \mathcal{X} 和 $N(k)$ 个量测 $\mathbf{z}_{k,1}, \mathbf{z}_{k,2}, \dots, \mathbf{z}_{k,N(k)}$, 每个量测取值量测空间 \mathcal{Z} , 则 k 时刻多目标状态和多目标量测为有限集^[3]:

$$\mathbf{X}_k = \{ \mathbf{x}_{k,1}, \mathbf{x}_{k,2}, \dots, \mathbf{x}_{k,M(k)} \} \in \mathcal{X}$$

$$\mathbf{Z}_k = \{ \mathbf{z}_{k,1}, \mathbf{z}_{k,2}, \dots, \mathbf{z}_{k,N(k)} \} \in \mathcal{Z}$$

多目标贝叶斯滤波的数学本质是实时迭代传递多目标后验密度,其中多目标状态和多目标量测随机变量采用 RFS 建模。PHD 滤波以一种计算可行的方式近似多目标贝叶斯滤波,通过实时迭代传递后验强度(即多目标后验密度一阶矩)来替代多目标后验密度^[3,7-8]。令 $D_{k|k-1}$ 和 D_k 分

别为 k 时刻的多目标预测和更新强度,则通过 PHD 滤波迭代实时传递的后验强度可表示为^[3,7]

$$D_{k|k-1}(\mathbf{x}) = \int p_{S,k}(\boldsymbol{\zeta}) f_{k|k-1}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\zeta}) D_{k-1}(\boldsymbol{\zeta}) d\boldsymbol{\zeta} + \int \beta_{k|k-1}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\zeta}) v_{k-1}(\boldsymbol{\zeta}) d\boldsymbol{\zeta} + \gamma_k(\mathbf{x}) \quad (13)$$

$$D_k(\mathbf{x}) = (1 - p_{D,k}(\mathbf{x})) D_{k|k-1}(\mathbf{x}) + \sum_{z \in Z_k} \frac{p_{D,k}(\mathbf{x}) g_k(z | \mathbf{x}) D_{k|k-1}(\mathbf{x})}{\kappa_k(z) + \int p_{D,k}(\boldsymbol{\xi}) g_k(z | \boldsymbol{\xi}) D_{k|k-1}(\boldsymbol{\xi}) d\boldsymbol{\xi}} \quad (14)$$

式中: $\beta_{k|k-1}(\mathbf{x})$ 和 $\gamma_k(\mathbf{x})$ 分别为衍生和新生目标状态预测强度; $p_{S,k}(\boldsymbol{\zeta})$ 为存活概率; $p_{D,k}(\mathbf{x})$ 为检测概率; $\kappa_k(\cdot)$ 为服从泊松分布的杂波强度; $f_{k|k-1}(\cdot | \cdot)$ 为状态转移密度; $g_k(\cdot | \cdot)$ 为似然函数。

2 ACK-VB-PHD 滤波

假设目标状态 \mathbf{x} 和噪声协方差 \mathbf{R} 相互独立,且目标存活和检测概率不依赖 \mathbf{x} 和 \mathbf{R} , 即 $p_{S,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = p_{S,k}$, $p_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = p_{D,k}$ 。转移和量测模型分别为 $f_{k|k-1}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\zeta}) = N(\mathbf{x}; \mathbf{F}\boldsymbol{\zeta}, \mathbf{Q}_k)$ 和 $g_k(z | \boldsymbol{\xi}) = N(z; h(\boldsymbol{\xi}), \mathbf{R}_k)$ 。在 Gauss 目标模型假设下, $k-1$ 时刻多目标后验强度为 Gauss 混合形式^[8]:

$$D_{k-1}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{J_{k-1}} \omega_{k-1}^{(i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{k-1}^{(i)}, \mathbf{P}_{k-1}^{(i)}) \quad (15)$$

式中: ω 为权重系数。同时未知量测噪声协方差条件分布可近似为 IW 分布, 即 $p(\mathbf{R}_{k-1} | \mathbf{Z}_{1:k-1}) = \text{IW}(\mathbf{R}_{k-1}; v_{k-1}, \mathbf{V}_{k-1})$ 。因此, 未知量测噪声协方差和状态联合先验强度可近似为

$$D_{k-1|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = \sum_{i=1}^{J_{k-1}} \omega_{k-1}^{(i)} \left(N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{k-1}^{(i)}, \mathbf{P}_{k-1}^{(i)}) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{k-1}^{(i)}, \mathbf{V}_{k-1}^{(i)}) \right) \quad (15)$$

1) 预测

假设 $k-1$ 时刻联合后验强度 $D_{k-1|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | \mathbf{Z}_{1:k-1})$ 可被近似为式(15)所示的 Gauss 与 IW 乘积的混合形式, 则预测联合强度 $D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R})$ 仍然为 Gauss 与 IW 乘积的混合形式, 且表示为

$$D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = D_{S,k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) + D_{\beta,k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) + \gamma_k(\mathbf{x}, \mathbf{R}) \quad (16)$$

式中:

$$D_{S,k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = p_{S,k} \sum_{j=1}^{J_{k-1}} \omega_{k-1}^{(j)} \left(N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{S,k|k-1}^{(j)}, \mathbf{P}_{S,k|k-1}^{(j)}) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{S,k|k-1}^{(j)}, \mathbf{V}_{S,k|k-1}^{(j)}) \right)$$

$$D_{\beta,k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = \sum_{j=1}^{J_{k-1}} \sum_{l=1}^{J_{\beta,k}} \omega_{\beta,k}^{(j,l)} \left(N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)}, \mathbf{P}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)}) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{\beta,k|k-1}^{(j,l)}, \mathbf{V}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)}) \right)$$

$$\gamma_k(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = \sum_{j=1}^{J_{\gamma,k}} \omega_{\gamma,k}^{(j)} \left(N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{\gamma,k}^{(j)}, \mathbf{P}_{\gamma,k}^{(j)}) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{\gamma,k}^{(j)}, \mathbf{V}_{\gamma,k}^{(j)}) \right)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{S,k|k-1}^{(j)} &= \mathbf{F} \mathbf{m}_{k-1}^{(j)} \\ \mathbf{P}_{S,k|k-1}^{(j)} &= \mathbf{Q}_{k-1} + \mathbf{F} \mathbf{P}_{k-1}^{(j)} \mathbf{F}^T \\ v_{S,k|k-1}^{(j)} &= \rho(v_{k-1}^{(j)} - n_z - 1) + n_z + 1 \\ \mathbf{V}_{S,k|k-1}^{(j)} &= \mathbf{B} \mathbf{V}_{k-1}^{(j)} \mathbf{B}^T \\ \mathbf{m}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)} &= \mathbf{F}_{\beta}^{(l)} \mathbf{m}_{k-1}^{(j)} + \mathbf{d}_{\beta,k-1}^{(l)} \\ \mathbf{P}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)} &= \mathbf{Q}_{\beta,k-1}^{(l)} + \mathbf{F}_{\beta}^{(l)} \mathbf{P}_{k-1}^{(j)} (\mathbf{F}_{\beta}^{(l)})^T \\ v_{\beta,k|k-1}^{(j,l)} &= \rho(v_{\beta,k-1}^{(l)} - n_z - 1) + n_z + 1 \\ \mathbf{V}_{\beta,k|k-1}^{(j,l)} &= \mathbf{B} \mathbf{V}_{\beta,k-1}^{(l)} \mathbf{B}^T \end{aligned}$$

其中: 参数 ρ 满足 $0 < \rho \leq 1$; 矩阵 $\mathbf{B} = \sqrt{\rho} \mathbf{I}$; n_z 为量测维数; \mathbf{d}_{β} 为衍生目标协方差。

2) 更新

假设 $k-1$ 时刻预测联合强度 $D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R})$ 为 Gauss 与 IW 乘积的混合形式, 即

$$D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = \sum_{i=1}^{J_{k|k-1}} \omega_{k|k-1}^{(i)} \left(N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{k|k-1}^{(i)}, \mathbf{P}_{k|k-1}^{(i)}) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{k|k-1}^{(i)}, \mathbf{V}_{k|k-1}^{(i)}) \right) \quad (17)$$

且 k 时刻量测为 \mathbf{Z}_k , 则联合后验强度可表示为

$$D_{k|k}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = (1 - p_{D,k}) D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) + \sum_{z \in Z_k} \frac{p_{D,k}(\mathbf{x}) D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z)}{\kappa_k(z) + \iint p_{D,k}(\boldsymbol{\xi}) D_{D,k}(\boldsymbol{\xi}, \mathbf{R}' | z) d\boldsymbol{\xi} d\mathbf{R}'} \quad (18)$$

式中: $D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z) = g_k(z | \mathbf{x}, \mathbf{R}) D_{k|k-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R})$ 。

由于 $g_k(z | \mathbf{x}, \mathbf{R})$ 很难获得, 因此很难获得强度函数 $D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z)$ 的解析计算。利用第 1.2 节介绍的 VB 近似方法, $D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z)$ 可近似表示为

$$D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z) \approx D_{x,k}(\mathbf{x}) D_{R,k}(\mathbf{R}) \quad (19)$$

为了获得强度函数最优近似, 采用变分计算方法最小化 KL 散度:

$$\text{KL}[D_{x,k}(\mathbf{x}) D_{R,k}(\mathbf{R}) \| D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z)] = \iint D_{x,k}(\mathbf{x}) D_{R,k}(\mathbf{R}) \ln \left(\frac{D_{x,k}(\mathbf{x}) D_{R,k}(\mathbf{R})}{D_{D,k}(\mathbf{x}, \mathbf{R} | z)} \right) d\mathbf{x} d\mathbf{R} \quad (20)$$

可得

$$D_{x,k}(\mathbf{x}) = \sum_{j=1}^{J_{k|k-1}} \omega_k^{(j)}(\mathbf{z}) N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{k|k}^{(j)}(\mathbf{z}), \mathbf{P}_{k|k}^{(j)}(\mathbf{z})) \quad (21)$$

$$D_{R,k}(\mathbf{R}) = \sum_{j=1}^{J_{k|k-1}} \text{IW}(\mathbf{R}; v_{k|k}^{(j)}(\mathbf{z}), \mathbf{V}_{k|k}^{(j)}(\mathbf{z})) \quad (22)$$

最终联合后验强度可近似为

$$D_{klk}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) \approx (1 - p_{D,k}) D_{klk-1}(\mathbf{x}, \mathbf{R}) + \sum_{\mathbf{z} \in \mathbf{Z}_k} \sum_{j=1}^{J_{klk-1}} (\omega_k^{(j)}(\mathbf{z}) N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}), \mathbf{P}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z})) \cdot \text{IW}(\mathbf{R}; v_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}), \mathbf{V}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z})) \quad (23)$$

式(23)中参数通过如下迭代计算获得,由于量测中包含杂波,而杂波会严重影响VB迭代,因此在迭代之时尽可能消除杂波,本文采用距离门方法消除杂波。同时由于量测的非线性,在更新中采用第1.1节介绍的CK技术。具体算法流程如下。

算法1 ACK-VB-PHD滤波更新

for each $\mathbf{z} \in \mathbf{Z}_k$

for $j = 1, 2, \dots, J_{klk-1}$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{klk-1}^{(j)} &= \mathbf{S}_{klk-1}^{(j)} (\mathbf{S}_{klk-1}^{(j)})^T \\ \boldsymbol{\psi}_{klk-1}^{(j,u)} &= \mathbf{S}_{klk-1}^{(j)} \boldsymbol{\varepsilon}^{(u)} + \mathbf{m}_{klk-1}^{(j)} \\ \boldsymbol{\Psi}_{klk-1}^{(j)} &= [\boldsymbol{\psi}_{klk-1}^{(j,1)}, \dots, \boldsymbol{\psi}_{klk-1}^{(j,2n_x)}] \\ \mathbf{C}_{klk-1}^{(j)} &= \frac{1}{\sqrt{2n_x}} (\boldsymbol{\Psi}_{klk-1}^{(j)} - \mathbf{m}_{klk-1}^{(j)} \cdot \mathbf{1}_{2n_x}^T) \\ \phi_{klk-1}^{(j,u)} &= h(\boldsymbol{\psi}_{klk-1}^{(j,u)}) \\ \boldsymbol{\Phi}_{klk-1}^{(j)} &= [\phi_{klk-1}^{(j,1)}, \dots, \phi_{klk-1}^{(j,2n_x)}] \\ \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)} &= \frac{1}{2n_x} \sum_{u=1}^{2n_x} \phi_{klk-1}^{(j,u)} \\ \mathbf{E}_{klk-1}^{(j)} &= \frac{1}{\sqrt{2n_x}} (\boldsymbol{\Phi}_{klk-1}^{(j)} - \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)} \cdot \mathbf{1}_{2n_x}^T) \\ \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)} &= \mathbf{C}_{klk-1}^{(j)} (\mathbf{E}_{klk-1}^{(j)})^T \\ \text{if } \|\mathbf{m}_{klk-1}^{(j)} - h^{-1}(\mathbf{z})\| &\leq T_g \\ \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)} &= \mathbf{E}_{klk-1}^{(j)} (\mathbf{E}_{klk-1}^{(j)})^T + \mathbf{V}_{klk-1}^{(j)} / \\ & (v_{klk-1}^{(j)} - n_z - 1) \\ \mathbf{W}_k^{(j)} &= \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)} / (\mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)})^{-1} \\ \mathbf{m}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) &= \mathbf{m}_{klk-1}^{(j)} + \mathbf{W}_k^{(j)} (\mathbf{z} - \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)}) \\ \mathbf{P}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) &= \mathbf{P}_{klk-1}^{(j)} - \\ & \mathbf{W}_k^{(j)} \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)} (\mathbf{W}_k^{(j)})^T \\ v_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) &= v_{klk-1}^{(j)} \\ \mathbf{V}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) &= \mathbf{V}_{klk-1}^{(j)} \\ \omega_k^{(j)}(\mathbf{z}) &= p_{D,k} \omega_{klk-1}^{(j)} N(\mathbf{z}; \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)}, \\ & \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)}) / (\kappa_k(\mathbf{z}) + \\ & p_{D,k} \sum_{l=1}^{J_{klk-1}} \omega_{klk-1}^{(l)} \cdot \\ & N(\mathbf{z}; \mathbf{z}_{klk-1}^{(l)}, \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(l)})) \end{aligned}$$

else

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{klk}^{(j)(0)} &= \mathbf{m}_{klk-1}^{(j)}; \mathbf{P}_{klk}^{(j)(0)} = \mathbf{P}_{klk-1}^{(j)} \\ v_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) &= 1 + v_{klk-1}^{(j)}; \mathbf{V}_{klk}^{(j)(0)} = \mathbf{V}_{klk-1}^{(j)} \\ \text{for } i &= 1, 2, \dots, N \\ \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)(i)} &= \mathbf{E}_{klk-1}^{(j)} (\mathbf{E}_{klk-1}^{(j)})^T + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{V}_{klk}^{(j)(i-1)} / (v_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) - n_z - 1) \\ \mathbf{W}_k^{(j)(i)} &= \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)(i)} / (\mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)(i)})^{-1} \\ \mathbf{m}_{klk}^{(j)(i)}(\mathbf{z}) &= \mathbf{m}_{klk-1}^{(j)} + \mathbf{W}_k^{(j)(i)} (\mathbf{z} - \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)}) \\ \mathbf{P}_{klk}^{(j)(i)}(\mathbf{z}) &= \mathbf{P}_{klk-1}^{(j)} - \\ & \mathbf{W}_k^{(j)(i)} \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)} (\mathbf{W}_k^{(j)(i)})^T \\ \mathbf{P}_{klk}^{(j)(i)} &= \mathbf{S}_{klk}^{(j)(i)} (\mathbf{S}_{klk}^{(j)(i)})^T \\ \boldsymbol{\psi}_{klk}^{(j,u)(i)} &= \mathbf{S}_{klk}^{(j)(i)} \boldsymbol{\varepsilon}^{(u)} + \mathbf{m}_{klk}^{(j)(i)}(\mathbf{z}) \\ \phi_{klk}^{(j,u)(i)} &= h(\boldsymbol{\psi}_{klk}^{(j,u)(i)}) \\ \boldsymbol{\Phi}_{klk}^{(j)(i)} &= [\phi_{klk}^{(j,1)(i)}, \dots, \phi_{klk}^{(j,2n_x)(i)}] \\ \mathbf{z}_{klk}^{(j)(i)} &= \frac{1}{2n_x} \sum_{u=1}^{2n_x} \phi_{klk}^{(j,u)(i)} \\ \mathbf{E}_{klk}^{(j)(i)} &= \frac{1}{\sqrt{2n_x}} (\mathbf{z} \cdot \mathbf{1}_{2n_x}^T - \boldsymbol{\Phi}_{klk}^{(j)(i)}) \\ \mathbf{V}_{klk}^{(j)(i)} &= \mathbf{V}_{klk-1}^{(j)} + \mathbf{E}_{klk}^{(j)(i)} (\mathbf{E}_{klk}^{(j)(i)})^T \end{aligned}$$

end

$$\mathbf{m}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) = \mathbf{m}_{klk}^{(j)(N)}(\mathbf{z});$$

$$\mathbf{P}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) = \mathbf{P}_{klk}^{(j)(N)}$$

$$\mathbf{V}_{klk}^{(j)}(\mathbf{z}) = \mathbf{V}_{klk}^{(j)(N)}$$

$$\omega_k^{(j)}(\mathbf{z}) = p_{D,k} \omega_{klk-1}^{(j)} N(\mathbf{z}; \mathbf{z}_{klk-1}^{(j)}, \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(j)(N)}) /$$

$$\left(\kappa_k(\mathbf{z}) + p_{D,k} \sum_{l=1}^{J_{klk-1}} \omega_{klk-1}^{(l)} \cdot N(\mathbf{z}; \mathbf{z}_{klk-1}^{(l)}, \mathbf{P}_{\mathbf{z},klk-1}^{(l)(N)}) \right)$$

end

end

end

3) 剪枝合并

由于在预测过程中新生目标及衍生目标的加入,以及更新过程中 Gauss 与 IW 乘积项的增加,使得最终表示联合后验强度的 Gauss 与 IW 乘积项增加。为了减少 Gauss 与 IW 乘积项,先删除权重低于门限 G 的 Gauss 与 IW 乘积项,再合并距离在 U 范围内的 Gauss 与 IW 乘积项。

4) 多目标状态提取

类似文献[8]的方法,先估计出目标数,再选取对应数目的权重最大的 Gauss 与 IW 乘积项,其 Gauss 分量的均值作为对应目标状态。

3 仿真分析

3.1 仿真场景设置

采用一个二维未知且时变多目标场景来验证本文算法。仿真中共有 12 个目标作匀速运动,如图 1 所示。

目标的运动和量测方程如式(1)和式(2)所

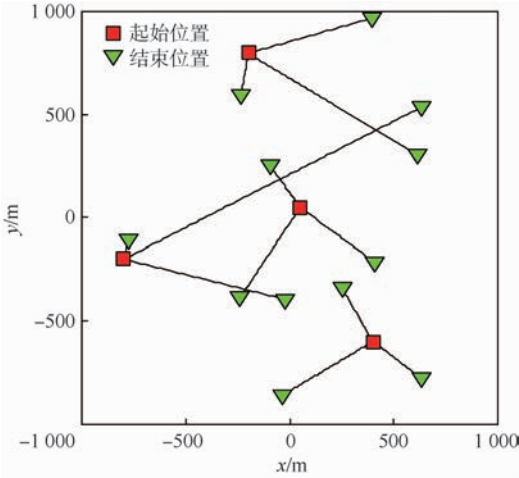


图 1 真实目标运动场景

Fig. 1 True target movement scene

示,其中 $\mathbf{x}_k = [p_{x,k}, \dot{p}_{x,k}, p_{y,k}, \dot{p}_{y,k}]^T$, 包含目标位置

$$(p_{x,k}, p_{y,k}) \text{ 和速度 } (\dot{p}_{x,k}, \dot{p}_{y,k}), \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q}_k = \sigma_\omega^2 \begin{bmatrix} \frac{T^4}{4} & \frac{T^3}{2} & 0 & 0 \\ \frac{T^3}{2} & T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T^4}{4} & \frac{T^3}{2} \\ 0 & 0 & \frac{T^3}{2} & T^2 \end{bmatrix}, h(\mathbf{x}_k) = \begin{bmatrix} \sqrt{p_{x,k}^2 + p_{y,k}^2} \\ p_{x,k} \\ \sqrt{p_{x,k}^2 + p_{y,k}^2} \end{bmatrix},$$

同时参数 $\sigma_\omega = 5 \text{ m}$, 采样间隔 $T = 1 \text{ s}$. 目标的存活概率和检测概率分别为 $p_{s,k} = 0.99, p_{d,k} = 0.98$. 新生目标随机集强度为

$$\gamma_k(\mathbf{x}, \mathbf{R}) = \sum_{i=1}^4 \omega_y [N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_y^{(i)}, \mathbf{P}_y) \text{IW}(\mathbf{R}; v_y, \mathbf{V}_y)] \quad (24)$$

式中: $\omega_y = 0.3; v_y = 7; \mathbf{V}_y = \begin{bmatrix} 7.6 \times 10^{-5} & 8 \times 10^{-7} \\ 8 \times 10^{-7} & 25 \end{bmatrix}; \mathbf{m}_y^{(1)} = (-800, 0, -200, 0); \mathbf{m}_y^{(2)} = (-200, 0, 800, 0); \mathbf{m}_y^{(3)} = (50, 0, 50, 0); \mathbf{m}_y^{(4)} = (400, 0, -600, 0); \mathbf{P}_y = \text{diag}([100, 100, 100, 100])$.

退化因子 $\rho = 0.95$, 距离门 $T_g = 20 \text{ m}$, Gauss 与 IW 乘积项剪枝门限为 $G = 10^{-5}$, 合并距离门限为 $U = 4 \text{ m}$. 杂波在观测区域 $[0, 2\pi] \text{ rad} \times [0, 2000] \text{ m}$ 服从泊松分布, 强度为 $\lambda_c = 4.0 \times 10^{-3} (\text{rad} \cdot \text{m})^{-1}$ (即每帧中平均 50 个杂波).

3.2 仿真结果

3.2.1 固定量测噪声协方差

本节采用固定量测噪声协方差的多目标场

景来验证本文算法. 真实量测噪声 $\boldsymbol{\varepsilon}_k$ 服从 $\boldsymbol{\varepsilon}_k \sim N(\cdot; 0, \mathbf{R}_k)$, 且 $\mathbf{R}_k = \text{diag}([\sigma_r^2, \sigma_\theta^2]^T)$, $\sigma_\theta = 0.2\pi/180 \text{ rad}, \sigma_r = 3 \text{ m}$, 其他参数与第 3.1 节的设置相同. 图 2 给出了包含杂波的量测. 图 3 给出了未知量测噪声协方差条件下, ACK-VB-PHD 滤波算法单次仿真结果. 可以看出, 本文所提算法可在未知量测噪声协方差下正确跟踪单独目标运动和不同目标的新生和消失.

为了进一步验证本文算法的有效性, 将其与 3 种不同量测噪声协方差 CK-PHD 滤波算法进行比较. 分别假设 $\sigma_{1,\theta} = 0.1\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{1,r} = 1 \text{ m}; \sigma_{2,\theta} = 0.2\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{2,r} = 3 \text{ m}; \sigma_{3,\theta} = \pi/180 \text{ rad}, \sigma_{3,r} = 10 \text{ m}$. 图 4 给出了 2 种算法 100 次蒙特卡罗仿真实验的目标数估计均值随时间变化曲线. 可以看出, ACK-VB-PHD 滤波算法可准确估计目标数, 与假设 $\sigma_{2,\theta} = 0.2\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{2,r} = 3 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法性能接近. 假设 $\sigma_{3,\theta} = \pi/180 \text{ rad}, \sigma_{3,r} = 10 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法估计目标数偏高, 而假设 $\sigma_{1,\theta} = 0.1\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{1,r} = 1 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法估计目标数严重偏低. 这主要是由于当量测噪声协方差大时, 杂波权重增大, 目标数为所有权重的和, 因此目标数估计偏高; 同理当量测噪声协方差小时, 真实目标权重变小, 杂波强度影响显著目标数估计偏低.

图 5 给出了 100 次蒙特卡罗仿真实验 2 种算法平均最优子模式分配 (Optimal Subpattern Assignment, OSPA) 距离^[19] 随时间变化曲线. 可以发现, ACK-VB-PHD 滤波算法的 OSPA 距离接近于假设 $\sigma_{2,\theta} = 0.2\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{2,r} = 3 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法的 OSPA 距离, 且假设 $\sigma_{1,\theta} = 0.1\pi/180 \text{ rad}, \sigma_{1,r} = 1 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法 OSPA 距

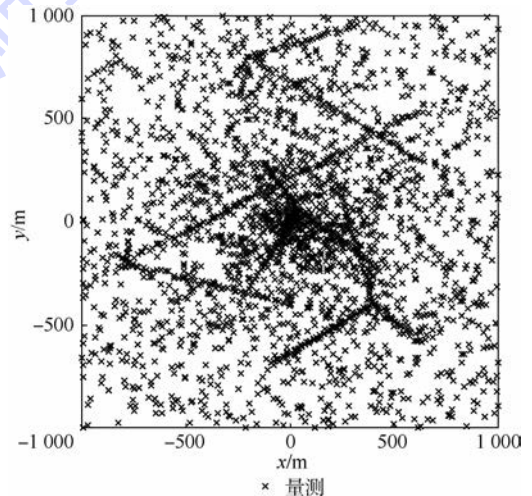


图 2 包含杂波目标运动航迹量测结果

Fig. 2 Track measurement results of target movement immersed in clutters

离最差,假设 $\sigma_{3,\theta} = \pi/180 \text{ rad}$, $\sigma_{3,r} = 10 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法 OSPA 距离次之。这主要是由于 ACK-VB-PHD 滤波算法可准确估计目标数和跟踪目标,而协方差假设偏大或偏小的 CK-PHD 滤波算法估计目标数都存在偏差(见图 4),无法准确跟踪目标。

3.2.2 时变量测噪声协方差

为进一步验证本文算法的鲁棒适应性能,考虑时变量测噪声协方差的多目标运动场景。图 6 给出了目标数和量测噪声协方差估计的 100 次蒙特卡罗结果。可以看出,ACK-VB-PHD 滤波算法不仅可准确估计目标数,而且可准确估计时变量测噪声协方差。但是目标数估计方差不断变大主要是由于量测噪声协方差不断增大,量测偏差增大,导致滤波性能下降。

图 7 给出了先验已知量测噪声协方差 CK-PHD 滤波算法、固定量测噪声协方差 $\sigma_{2,\theta} = 0.2\pi/180 \text{ rad}$, $\sigma_{2,r} = 3 \text{ m}$ 的 CK-PHD 滤波算法和 ACK-VB-PHD 滤波算法在时变量测噪声协方差下的 100 次蒙特卡罗平均 OSPA 距离。可以看出,ACK-VB-PHD 滤波算法的 OSPA 距离接近于已知量测噪声协方差 CK-PHD 滤波算法的 OSPA 距离,但是随着量测噪声协方差不断增大,两者之间差距变大,这主要是由于图 6(a) 所示的目标数估计方差增大。但是固定量测噪声协方差 CK-PHD 滤波算法,其 OSPA 距离大于另外 2 种算法,

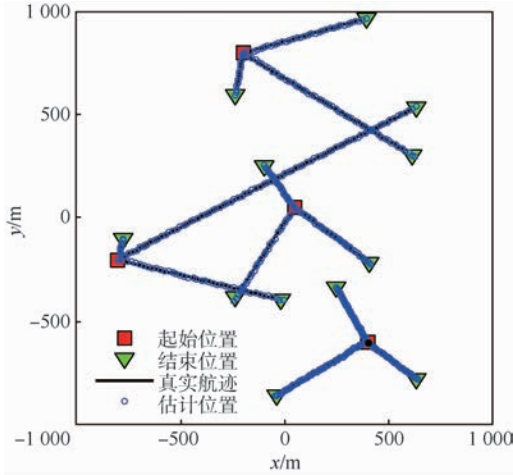


图 3 ACK-VB-PHD 滤波算法位置估计

Fig. 3 Position estimation of ACK-VB-PHD filter algorithm

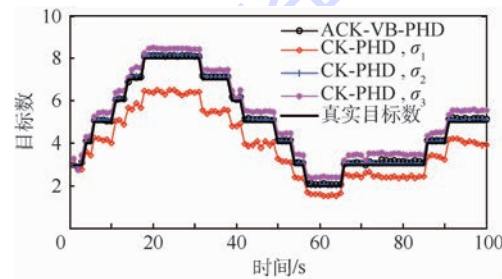


图 4 不同算法目标数估计

Fig. 4 Target number estimation for different algorithms

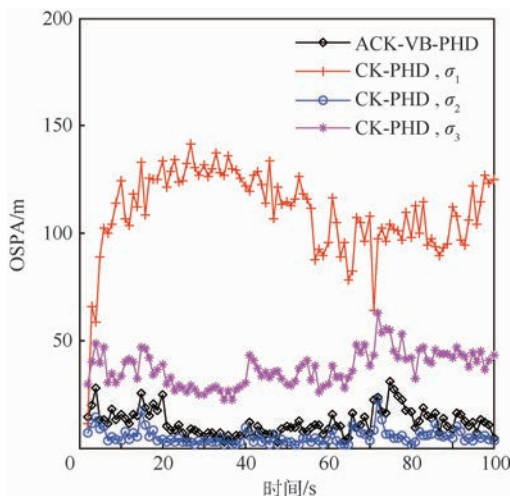
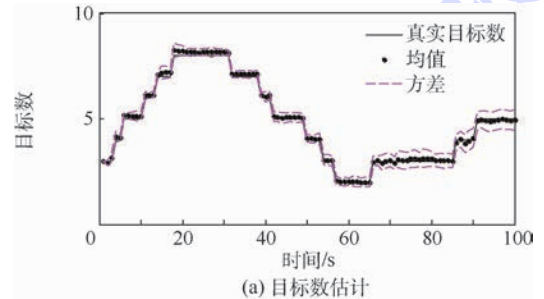
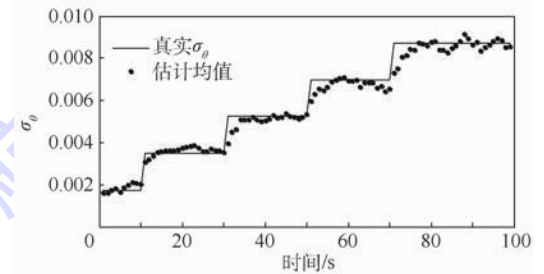


图 5 不同算法 OSPA 距离比较 ($c = 300, p = 2$)

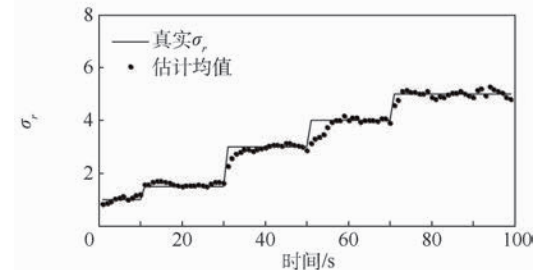
Fig. 5 Comparison of OSPA distance for different algorithms ($c = 300, p = 2$)



(a) 目标数估计



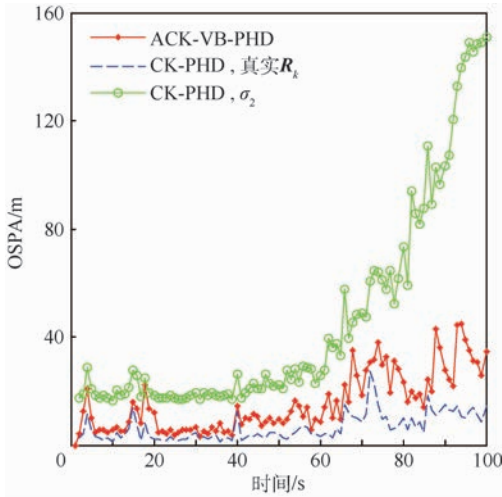
(b) 量测噪声协方差 σ_θ 估计



(c) 量测噪声协方差 σ_r 估计

图 6 时变量测噪声协方差下目标数和协方差估计结果

Fig. 6 Target number and covariance estimation results for time-varying measurement noise covariance

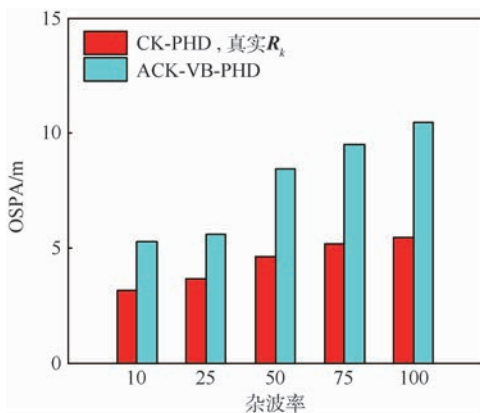
图 7 时变量测噪声协方差 OSPA 距离比较($c=300, p=2$)Fig. 7 Comparison of OSPA distance for time-varying measurement noise covariance($c=300, p=2$)

随着量测噪声方差增大,其 OSPA 距离也在不断增大,这主要由于对于后半部分仿真,假设协方差偏小,导致目标数严重偏低。

3.2.3 不同杂波率

本节讨论杂波率对于滤波性能的影响。图 8 给出了固定量测噪声协方差 $\sigma_\theta = 0.2\pi/180$ rad, $\sigma_r = 3$ m, 不同杂波率下,先验已知量测噪声协方差 CK-PHD 滤波和 ACK-VB-PHD 滤波算法 100 次蒙特卡罗实验平均 OSPA 距离。

从图 8 中可以看出,随着杂波率提高,2 种算法 OSPA 距离都增大,表明滤波性能都降低,同时两者差距变大。这主要是由于杂波率提高,杂波个数增多,目标数估计误差增大,滤波性能降低,同时杂波影响量测噪声协方差估计准确性。

图 8 不同杂波率下 OSPA 距离比较($c=300, p=1$)Fig. 8 Comparison of OSPA distance at different clutter rates($c=300, p=1$)

4 结 论

本文在 PHD 滤波算法的基础上,结合 CK 和

VB 近似技术,提出了一种非线性量测下未知量测噪声协方差的多目标跟踪算法。仿真结果表明:

1) 本文所提算法可实现对未知量测噪声协方差场景的多目标运动准确跟踪,其目标数估计均值接近于真实目标数;平均 OSPA 距离为 8.5,略高于已知量测噪声协方差的 CK-PHD 滤波算法。

2) 本文所提算法可实现对于未知且时变量测噪声协方差下的多目标运动准确跟踪和量测噪声协方差准确估计;同时随着量测噪声协方差增大,其目标数估计标准差增大,OSPA 距离也相应增大。

3) 本文所提算法随着杂波率增大,滤波性能降低,在杂波率为 10 时,OSPA 距离为 5.2,在杂波率为 100 时,OSPA 距离为 10.4,性能下降 2 倍。

本文所提算法采用 CK 非线性处理,下一步研究非线性模型下性能更优的序贯蒙特卡罗方法对未知量测噪声协方差多目标跟踪。

参考文献 (References)

- [1] BLACKMAN S S. Multiple-target tracking with radar applications[M]. Dedham: Artech House, 1986: 19-44.
- [2] BAR-SHALOM Y, LI X R, KIRUBARAJAN T. Estimation with applications to tracking and navigation[M]. New York: Wiley, 2001: 21-488.
- [3] MAHLER R. Statistical multisource-multitarget information fusion[M]. Norwood: Artech House, 2007: 565-682.
- [4] FORTMANN T E, BAR-SHALOM Y, SCHEFFE M. Sonar tracking of multiple targets using joint probabilistic data association[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1983, 8(3): 173-184.
- [5] BLACKMAN S S. Multiple hypothesis tracking for multiple target tracking[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2004, 19(1): 5-18.
- [6] STREIT R L, LUGINBUHL T E. A probabilistic multi-hypothesis tracking algorithm without enumeration and pruning[C]// Proceedings of the 6th Joint Service Data Fusion Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1993: 1015-1024.
- [7] MAHLER R. Multitarget Bayes filtering via first-order multitarget moments[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4): 1152-1178.
- [8] VO B N, MA W. The Gaussian mixture probability hypothesis density filter[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(11): 4091-4104.
- [9] MAHLER R. PHD filters of higher order in target number[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(4): 1523-1543.
- [10] VO B T, VO B N, CANTONI A. Analytic implementations of the cardinalized probability hypothesis density filter[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(7): 3553-3567.
- [11] VO B T, VO B N, CANTONI A. The cardinality balanced multi-

- target multi-Bernoulli filter and its implementations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(2): 409-423.
- [12] WU X H, HUANG G M, GAO J. Adaptive noise variance identification for probability hypothesis density-based multi-target filter by variational Bayesian approximations[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2013, 7(8): 895-903.
- [13] YANG J L, GE H W. An improved multi-target tracking algorithm based on CBMeMBer filter and variational Bayesian approximation[J]. Signal Processing, 2013, 93(9): 2510-2515.
- [14] 李翠芸, 王荣, 姬红兵. 基于变分贝叶斯势均衡多目标多伯努利滤波的多扩展目标跟踪算法[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 187-195.
- LI C Y, WANG R, JI H B. Multiple extended-target tracking based on variational Bayesian cardinality-balanced multi-target multi-Bernoulli[J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(2): 187-195 (in Chinese).
- [15] ARASARATNAM I, HAYKIN S. Cubature Kalman filters[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6): 1254-1269.
- [16] SMIDL V, QUINN A. The variational Bayes method in signal processing[M]. New York: Springer, 2006: 15-43.
- [17] SARKKA S, NUMMENMAA A. Recursive noise adaptive Kalman filtering by variational Bayesian approximations[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(3): 596-600.
- [18] SARKKA S, HARTIKAINEN J. Nonlinear noise adaptive Kalman filtering via variational Bayes[C] // IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 1-6.
- [19] SCHUHMACHER D, VO B T, VO B N. A consistent metric for performance evaluation of multi-object filters[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(8): 3447-3457.

作者简介:

袁常顺 男, 博士研究生。主要研究方向: 雷达信号处理、随机有限集多目标跟踪。

王俊 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 雷达信号处理、实时信号处理。

Adaptive noise covariance PHD filter under nonlinear measurement

YUAN Changshun, WANG Jun*, XIANG Hong, WEI Shaoming, ZHANG Yaotian

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

Abstract: Probability hypothesis density (PHD) filter has been demonstrated to be an effective approach for multi-target tracking in real time. However, these methods based on the PHD filter assume that the measurement noise covariance is known a priori. This is unrealistic for real applications because it may be previously unknown or its value may be time-varying as the environment changes. To solve this problem, an adaptive noise covariance algorithm for multi-target tracking under the nonlinear measurement is proposed. Based on the PHD filter, the proposed algorithm employs the cubature Kalman (CK) technology to approximate the nonlinear model, models the noise covariance distribution as inverse Wishart (IW) distribution, and recursively estimates the joint posterior density of the measurement noise covariance and multi-target states by the variational Bayesian (VB) approach. The simulation results indicate that the proposed algorithm could effectively estimate measurement noise covariance, and achieve the accurate estimation of the target number and corresponding multi-target states.

Keywords: random finite set; multi-target tracking; unknown measurement noise covariance; variational Bayesian (VB); probability hypothesis density (PHD) filter

Received: 2016-01-08; Accepted: 2016-02-29; Published online: 2016-04-15 16:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.005.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61471019, 61501011, 61501012)

* Corresponding author. E-mail: wangj203@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0068

差动活塞式燃气自增压系统参数设计方法

方忠坚, 刘浏, 梁国柱*

(北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083)



摘 要: 针对基于单组元肼类物质为工质的液体姿轨控发动机差动活塞式燃气自增压系统, 分析了系统的工作原理, 提出了系统的参数设计方法, 建立了系统的参数设计流程, 给出了系统的起动压力计算模型和自锁状态计算方法, 并进行了实例研究。结果表明: 系统最低起动压力与压力放大贮箱气体腔初始体积、活塞摩擦力和推进剂贮箱初始气垫体积直接相关; 系统自锁后, 推进剂贮箱压力的设计状态受推进剂贮箱所允许的最大压力上偏差和流量调节器与推进剂贮箱间的压降所约束; 推进剂贮箱的工作压力范围是可以根据需要通过对燃气自增压系统的设计来保证的。

关键词: 差动活塞; 燃气自增压系统; 液体姿轨控发动机; 单组元; 参数设计

中图分类号: V434⁺.23

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0061-10

液体姿轨控发动机燃气自增压系统是利用可贮存的增压介质(通常为单组元液体工质)分解产生热气对推进剂贮箱进行增压的系统。其增压介质分解后生成的燃气大部分流向系统外部, 对外部推进剂贮箱增压, 而剩余的小部分燃气流回系统的自身工质贮箱实现对增压介质的增压, 从而保证系统连续循环地工作。这样, 动力系统中不再使用高压气瓶, 增压介质以可存贮的低压液体形式存在, 有效地减小了推进系统的重量, 节省了体积。因此, 研究燃气自增压系统对小型化、轻质化和预包装长期在轨的推进系统, 以满足航天器轨道调节、姿态控制等小推力任务要求具有重要的现实意义和发展空间。

燃气自增压系统主要包括往复式活塞泵燃气自增压系统和差动活塞式燃气自增压系统。20世纪70年代早期, Pearson^[1]就对以单组元MMH为推进剂的燃气自增压系统进行了研究。从1989年开始, 美国劳伦斯利弗莫尔国家实验室(Law-

rence Livermore National Laboratory, LLNL)开始了对往复式活塞泵燃气自增压系统的系列研究^[2], 其分别在1993年和1994年进行了单组元肼往复式活塞泵燃气自增压系统的地面试验^[3-4], 并且在1994年成功完成了火箭飞行试验^[5]。20世纪后期到21世纪初, LLNL又对采用过氧化氢的往复式活塞泵燃气自增压系统进行了研究^[6]。同一时期, LLNL在比较成熟的单组元往复式活塞泵燃气自增压系统的基础上, 进行了往复式活塞泵燃气自增压动力系统的研究, 其研究目标是为火星探测的地质标本返回飞行器提供上升及姿轨控制动力^[7-9]。1998年, 普瑞梅克斯航空公司(Primex Aerospace Company)对采用单组元MMH的差动活塞式燃气自增压系统进行了原理及试验研究^[10]。国内, 邹宇和李平^[11]于2010年对燃气自增压系统在姿轨控动力系统中的应用进行了概括。李淑艳等^[12]于2012年提出了一种新型的活塞泵燃气增压姿轨控发动机系统方案。刘浏和梁

收稿日期: 2016-01-20; 录用日期: 2016-04-22; 网络出版时间: 2016-05-17 09:47

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160517.0947.001.html

* 通讯作者: E-mail: lgz@buaa.edu.cn

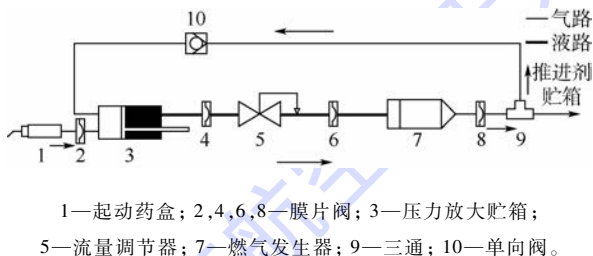
引用格式: 方忠坚, 刘浏, 梁国柱. 差动活塞式燃气自增压系统参数设计方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 61-70.
FANG Z J, LIU L, LIANG G Z. Parameter design method on a differential piston warm gas self-pressurization system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 61-70 (in Chinese).

国柱^[13]于2015年在液体姿轨控发动机增压系统方案优化选择研究中对差动活塞式燃气自增压系统进行了性能研究。

对于差动活塞式燃气自增压系统,目前国内还很少见到相关的设计方法,因此有必要建立起系统的设计方法,为工程应用打下基础。针对基于单组元肼类工质的液体姿轨控发动机差动活塞式燃气自增压系统,本文将分析系统的工作原理,提出系统的参数设计方法和流程,给出系统的起动压力计算模型和自锁状态计算方法,并进行实例研究。

1 工作原理

差动活塞式燃气自增压系统由压力放大贮箱、流量调节器、燃气发生器、单向阀、起动药盒、膜片阀和连接液气管道等组成。系统原理如图1所示。



1—起动药盒; 2,4,6,8—膜片阀; 3—压力放大贮箱;
5—流量调节器; 7—燃气发生器; 9—三通; 10—单向阀。

图1 差动活塞式燃气自增压系统原理简图

Fig.1 Schematic of differential piston warm gas self-pressurization system

燃气自增压系统接到工作指令后,系统即进入起动充填状态。先起动起动药盒,固体药剂点火燃烧,产生高温高压燃气,热燃气冲破膜片阀充入压力放大贮箱的气体腔,并通过压力放大活塞挤压贮箱内的单组元肼类工质,当工质达到一定压力之后,冲破膜片阀并流经流量调节器进入燃气发生器。肼类工质在燃气发生器中经催化剂床催化分解,产生高温高压燃气,燃气达到一定压力后即冲破膜片阀填充下游气体管路及下游发动机推进剂贮箱。充填过程中,气体管路和推进剂贮箱中的压力均逐渐升高,而活塞上游固体药剂燃烧后产生的燃气从最初的高压逐渐开始降低;当气体管路压力大于压力放大贮箱气体腔压力时,单向阀打开,管路中气体流入压力放大贮箱对其气体腔进行增压,使气体腔压力增大,而液体腔压力在活塞的放大作用下同步增大,从而使压力放大贮箱液体腔中单组元工质持续向下游流动,致使气体管路和推进剂贮箱压力进一步增大,气体管路中气体继续流入压力放大贮箱气体腔对其增压,因而再次使液体腔压力升高、气体管路压力升

高,即在此正反馈机制的作用下,系统压力加速上升直至流量调节器出口腔压力达到设定的关闭压力,流量调节器关闭、自锁,则燃气发生器停止工作,燃气自增压系统起动充填过程完成,进入发动机工作待命状态。

下游发动机接到工作指令后,头部电磁阀打开推进剂流入,开始进入工作状态(发动机起动或再起动)。推进剂贮箱因推进剂的流出导致贮箱气垫体积增大、压力降低,压力的降低传导至上游流量调节器出口腔,流量调节器打开,单组元工质从压力放大贮箱通过流量调节器流入燃气发生器产生燃气对下游补压,而压力放大贮箱因单组元工质流出造成气体腔体积增大、压力降低,当气体腔压力小于单向阀上游气体管路压力时,单向阀打开,燃气自增压系统进入正反馈的工作状态。

燃气自增压系统中压力的稳定靠流量调节器和单向阀配合实现。流量调节器是一个自维持元件,通过内部弹簧设定点与流量调节器出口腔压力之间的比较来控制压力。当流量调节器出口腔压力低于内部弹簧设定点时,流量调节器打开;反之,则关闭。单向阀的作用是阻止压力放大贮箱中燃气通过单向阀逆向流出。工作过程中,当单向阀上下游压力差超过其设计压差后,上游肼类工质分解的燃气可以通过单向阀流向压力放大贮箱,填充气体腔并通过压力放大活塞对肼类工质贮箱增压,实现对系统中工质贮箱的自增压过程。系统的正常工作过程是通过流量调节器开、闭循环调节流量(不致因系统正反馈作用导致系统压力无限升高)以及不断经单向阀向压力放大贮箱气体腔补充燃气,以实现下游发动机推进剂贮箱增压压力在设计值附近允许范围内上下小幅波动保持动态稳定的过程。

2 参数设计模型

在给定系统下游发动机推进剂贮箱工作时所需额定增压压力、最大增压气体流量,以及增压气体温度、推进剂贮箱初始气垫体积等参数后,即可对系统主要部件重要参数进行设计计算。本文的系统参数设计方法是根据系统环路特性以压力平衡和流量平衡为主线的闭环式设计方法。

2.1 系统平衡方程

燃气自增压系统设计的关键问题之一是满足推进剂贮箱增压所需的燃气流量和控制好系统各组件的流阻。

压力平衡方程:

$$p_{1q} = \sum \Delta p_j + p_g \quad (1)$$

$$p_{\text{three}} = \Delta p_{\text{three-tank}} + p_{\text{tankH}} \quad (2)$$

流量平衡方程:

$$q_{m_lq} = q_{m_g} \quad (3)$$

$$q_{m_g} = q_{m_PAT_g} + q_{m_tank} \quad (4)$$

式中: p_{lq} 为压力放大贮箱液体腔压力; p_g 为压力放大贮箱气体腔压力; $\sum \Delta p_j$ 为燃气自增压系统自身回路流阻; p_{three} 为三通管道中气体压力; p_{tankH} 为推进剂贮箱所需增压压力(一般状态下为 p_{tank}); $\Delta p_{\text{three-tank}}$ 为三通和推进剂贮箱间管路流阻; q_{m_lq} 为液路流量; q_{m_g} 、 $q_{m_PAT_g}$ 和 q_{m_tank} 分别为三通的入口质量流量、三通流往压力放大贮箱气体腔质量流量和三通流往推进剂贮箱质量流量。

2.2 管道计算模型

管道直径计算如下:

$$d_{\text{pipe}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{q_m}{\rho_{\text{pipe}} u_{\text{pipe}}}} \quad (5)$$

式中: q_m 和 ρ_{pipe} 分别为流体(液体或气体)质量流量和密度; u_{pipe} 为管道设计流速(工程上,液体管道和气体管道的最大设计流速可分别取为8 m/s和50 m/s)。

此处管道压力损失主要是沿程压力损失,局部压力损失主要体现在管道之间连接的阀门等组件上,分别在各组件模型中进行处理。管道压降为

$$\Delta p_{\text{pipe}} = \lambda \frac{l_{\text{pipe}}}{d_{\text{pipe}}} \cdot \frac{\rho_{\text{pipe}} u_{\text{pipe}}^2}{2} \quad (6)$$

式中: l_{pipe} 为管道长度; λ 为流阻系数,其值由试验确定,对于光滑管道,由莫迪图可以拟合:

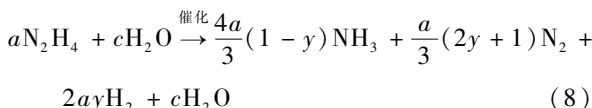
$$\lambda = \begin{cases} 64/Re & Re < 2300 \\ 0.3164/Re^{0.25} & Re \in [4000, 10^5] \\ 0.0032 + 0.221/Re^{0.237} & Re > 10^5 \end{cases} \quad (7)$$

式中: Re 为管道雷诺数。

2.3 燃气发生器计算模型

燃气发生器由毛细管喷注器和前后双床结构催化剂床组成。单组元肼类工质作为增压介质。

对于肼、水组成的肼类工质,工作过程中,其进入燃气发生器后,经喷注器的分配,均匀地、大面积地进入催化剂床,催化分解成高温、高压的氨、氮、氢、水气体混合物。该肼类工质催化分解式为



式中: a 和 c 分别为肼和水的摩尔数; y 为氨的解离度。以已知的燃烧室压力、工质中肼和水的质量分数以及氨的解离度,依据式(8)可进行热力

计算,得出生成气体的热力学参数。

燃气发生器需设计计算的主要参数有催化剂床床径、床长、粗颗粒催化剂床床长、催化剂床压降、毛细管内径、毛细管长度、毛细管数量、毛细管压降、燃气发生器压降等。

毛细管压降:

$$\Delta p_{\text{cpl}} = 0.5\rho_{lq} \left(\frac{q_{m_lq}}{N_{\text{cpl}} A_{\text{cpl}} \rho_{lq}} \right)^2 \left(H_{\text{cpl}} + \frac{0.3164 l_{\text{cpl}}}{Re_{\text{cpl}}^{0.25} d_{\text{cpl}}} \right) \quad (9)$$

式中: ρ_{lq} 为单组元工质密度; d_{cpl} 、 l_{cpl} 、 N_{cpl} 、 A_{cpl} 、 Re_{cpl} 和 H_{cpl} 分别为毛细管内径、长度、根数、单根截面积、雷诺数和流阻系数(喷入催化剂床内取1.5^[14])。

催化剂床压降可用选定的催化剂床载荷、比表面积、孔隙率,以及设计计算所得的催化剂床床长、床内分解气体比容、床出口处气体压力等参数,根据双床结构的床流阻经验公式进行计算,具体见文献[14]。燃气发生器其他参数设计和计算的具体方法在文献[14]中也均已给出。

2.4 流量调节器计算模型

为满足小型化和轻量化要求,流量调节器选用空间要求小、刚度大的蝶簧作为其弹性元件,根据流量调节器的阀芯受力可计算选定蝶簧类型及组合型式^[15],并结合膜片计算出等效弹簧刚度 K_{eq} 。流量调节器原理如图2所示。

流量调节器出口腔和入口腔在某一压力状态下阀芯达到关闭的临界状态,设定此时的出、入口腔压力分别为出、入口腔关闭压力 p_{o_off} 和 p_{i_off} ;设定下游推进剂贮箱所需最大增压气体流量为系统的额定流量,则处于此流量下的工况为系统的额定工况。

流量调节器一般工作状态时阀芯位移 x 、关闭时(临界关闭状态时)阀芯位移 x_{off} 和额定工作时阀芯位移 x_{H} 分别为

$$x = (p_i A_i + p_o A_o - p_a A_{oa}) / K_{\text{eq}} \quad (10)$$

$$x_{\text{off}} = (p_{i_off} A_i + p_{o_off} A_o - p_a A_{oa}) / K_{\text{eq}} \quad (11)$$

$$x_{\text{H}} = (p_{iH} A_i + p_{oH} A_o - p_a A_{oa}) / K_{\text{eq}} \quad (12)$$

式中: p_i 和 p_o 分别为阀芯一般工作状态时入口和

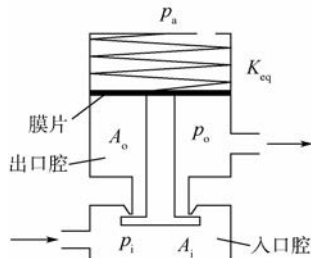


图2 流量调节器原理简图

Fig. 2 Schematic of liquid regulator

出口压力; p_a 为环境压力; A_i 和 A_o 分别为入口腔受力和出口腔等效受力面积; A_{oa} 为膜片受环境压力作用的等效面积; p_{iH} 和 p_{oH} 分别为额定工作时入口腔和出口腔压力。

式(11)减去式(12)可得额定工作时阀门开度为

$$h = [(p_{i_off} - p_{iH})A_i + (p_{o_off} - p_{oH})A_o] / K_{eq} \quad (13)$$

由于 $A_i \ll A_o$, 因此在初步设计时可忽略 $(p_{i_off} - p_{iH})A_i$ 项的影响。流量调节器出口腔临界关闭压力与额定工作压力的差值需设计时给定, 即 $p_{o_off} - p_{oH}$ 需给定, 实例中取为 0.2 MPa。

流量调节器压降为

$$\Delta p_{reg} = \frac{1}{2\rho_{lq}} \left(\frac{q_{m_lq}}{C_d \pi d_i h} \right)^2 \quad (14)$$

式中: C_d 为流量系数; d_i 为阀芯入口受力面直径, 依据流量调节器设计给定的额定压降 Δp_{regH} ($\Delta p_{regH} = p_{iH} - p_{oH}$) 和液路额定设计流量 q_{m_lqH} 可得阀芯入口受力面直径, 计算如下:

$$d_i = q_{m_lqH} / (C_d \pi h \sqrt{2\rho_{lq} \Delta p_{regH}}) \quad (15)$$

较大的流量调节器额定压降 Δp_{regH} 可以获得较高的流量调节器响应速率和调节能力, 但较高的流量调节器额定压降会使流量调节器上游的压力较高, 造成系统承压能力要求提高、系统质量增大, 因此应该选取合适的 Δp_{regH} , 实例取为 1.0 MPa。

2.5 压力放大贮箱计算模型

压力放大贮箱采用差动活塞式结构, 其可划分为气体腔、液体腔和活塞等 3 部分, 如图 3 所示。

活塞移动时, 满足位移量平衡, 即气体腔增大长度等于液体腔减小长度:

$$\frac{q_{m_PAT_g}}{\rho_g A_g} = \frac{q_{m_lq}}{\rho_{lq} A_{lq}} \quad (16)$$

式中: A_g 和 A_{lq} 分别为活塞气和液端受力面积; ρ_g 为气体密度。

当处于稳态或准稳态工作状态时, 活塞匀速向液腔移动, 其两端受力平衡, 则

$$p_g A_g = p_{lq} A_{lq} + p_a (A_g - A_{lq}) + F_f \quad (17)$$

式中: F_f 为活塞所受摩擦力。

压力放大贮箱活塞面积比 K_A 和压力放大比 K_p 分别定义如下:

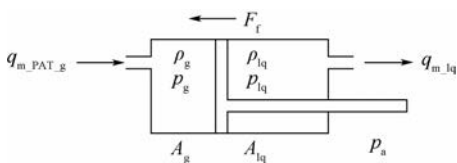


图 3 压力放大贮箱原理简图

Fig. 3 Schematic of pressure amplified tank

$$K_A = A_g / A_{lq} \quad (18)$$

$$K_p = p_{lq} / p_g \quad (19)$$

式(17)两端同除以 $p_g A_{lq}$, 可得

$$K_A = K_p + \frac{p_a (A_g - A_{lq})}{p_g A_{lq}} + \frac{F_f}{p_g A_{lq}} \quad (20)$$

式中: $p_a (A_g - A_{lq}) \ll p_g A_{lq}$, 故初步设计时等式右端第 2 项可忽略, 则得 K_A 与 K_p 的近似关系为

$$K_A = K_p + \frac{F_f}{p_g A_{lq}} \quad (21)$$

K_p 由系统自身回路管路压力设计情况决定, 由式(1)和式(19)即知

$$K_p = 1 + \frac{\sum \Delta p_j}{p_g} \quad (22)$$

气体腔初始体积为

$$V_{g0} = L_{g0} A_g \quad (23)$$

液体腔初始体积和长度分别为

$$V_{lq0} = M_p / \rho_{lq} \quad (24)$$

$$L_{lq0} = V_{lq0} / A_{lq} \quad (25)$$

式中: L_{g0} 为气体腔初始长度; M_p 为初始单组元工质质量。

2.6 其他局部压力损失组件模型

对于系统中单向阀、膜片阀、三通等长径比小或流体流动方向面积变化大的组件, 忽略沿程摩擦损失, 认定为局部压力损失组件, 其压力损失为

$$\Delta p_{ju} = \zeta \frac{\rho_{ju} u_{ju}^2}{2} \quad (26)$$

式中: ζ 为组件局部压力损失系数; ρ_{ju} 和 u_{ju} 分别为组件中流体密度和速度。

2.7 起动药盒及起动压力计算模型

将系统起动充填过程中起动药盒点火到单向阀打开前的工作过程称为前起动过程, 将单向阀打开后到流量调节器关闭自锁的工作过程称为后起动过程。系统后起动过程是正反馈工作过程(再起动或正常工作过程也是正反馈工作过程), 因此只需满足前起动过程的顺利进行, 即可实现系统的顺利起动。对于系统起动充填过程, 作如下假设: ①压力放大贮箱工作过程是准稳态过程; ②系统是绝热的; ③燃气发生器产生的燃气在流动过程中是不可压缩的冻结流; ④不考虑起动药盒中固体药剂的点火和燃烧时间, 认为该过程瞬间完成; ⑤不考虑固体药剂起动燃气进入压力放大贮箱的建压时间; ⑥热燃气是理想气体; ⑦不考虑膜片阀打开后的压降; ⑧不考虑单向阀的打开压力差及其打开后的压降, 其打开压力差的影响在系统动态特性的研究中加以考虑。

系统顺利起动需满足如下 3 个条件:

1) 起动压力能克服活塞最大静摩擦力推动活塞运动。

2) 膜片阀能被顺利冲破打开。

3) 前起动过程中,压力放大贮箱气体腔压力降低,下游气体管道压力升高,起动进行到两压力初次相等的状态时(称为初始平衡状态,即单向阀即将打开或刚打开状态),压力放大活塞具有向液体腔的运动速度或运动趋势。

前起动过程中,压力放大贮箱气体腔气体质量不变(单向阀未开启无增压液体工质分解燃气补充),由绝热方程可知

$$p_{g0} V_{g0}^\gamma = p_g V_g^\gamma \quad (27)$$

$$V_g = V_{g0} + \Delta V_g \quad (28)$$

式中: p_{g0} 为压力放大贮箱气体腔起动压力; γ 为固体药剂生成燃气的比热比; V_g 为气体腔体积; ΔV_g 为气体腔增大的体积。

压力放大贮箱液体腔减小的体积为

$$\Delta V_{lq} = \left[\rho_{lq} V_1 + \frac{p_{gp} (V_2 + V_{gc})}{R_{gp} T_{gp}} \right] / \rho_{lq} \quad (29)$$

式中: V_1 为压力放大贮箱液体腔出口到燃气发生器催化剂床进口间液体占据的体积; V_2 为燃气发生器及其出口与单向阀间以及与推进剂贮箱入口间(主要是气体管道和三通)气体占据的体积; V_{gc} 为推进剂贮箱初始气垫体积; p_{gp} 、 R_{gp} 和 T_{gp} 分别为气体管路和推进剂贮箱气垫气体压力、气体常数和温度。

压力放大贮箱气液两端长度变化关系为

$$\frac{\Delta V_g}{A_g} = \frac{\Delta V_{lq}}{A_{lq}} \quad (30)$$

前起动过程的终点,即当气体腔压力初次与下游气体压力相等时(单向阀已打开),取此初始平衡压力为 p_{eq} ,则有

$$p_{g0} = p_{eq} \left\{ 1 + \frac{A_g}{V_{g0} A_{lq} \rho_{lq}} \left[\rho_{lq} V_1 + \frac{p_{eq} (V_2 + V_{gc})}{R_{gp} T_{gp}} \right] \right\}^\gamma \quad (31)$$

起动药盒固体药剂质量为

$$m_p = \frac{p_{g0} V_{g0}}{R_p T_p} \quad (32)$$

式中: R_p 和 T_p 分别为起动药盒燃烧生成燃气的气体常数和气体温度。

2.7.1 起动压力

第 2.7 节所述系统顺利起动需满足的 3 个条件可具体用方程表达如下:

$$p_{g0} A_g \geq F_s + p_{lq0} A_{lq} \quad (33)$$

$$K_p p_{g0} \geq p_{dia} \quad (34)$$

$$p_{eq} A_g \geq p_{eq} A_{lq} + p_a (A_g - A_{lq}) + F_f \quad (35)$$

式中: F_s 、 p_{dia} 和 p_{lq0} 分别为活塞最大静摩擦力、膜片阀破裂压力和压力放大贮箱液体腔初始压力。

若气体腔压力初次与下游气体压力相等时的压力值为系统下游推进剂贮箱所要求的增压压力 p_{tankH} 时,即

$$p_{eq} = p_{tankH} \quad (36)$$

则取此状态下的起动压力和起动药盒固体药剂质量为系统的目标设计参数。在此状态下,系统的起动时间较短,起动药盒的固体药剂需求量适中。根据式(36),结合式(31)、式(32)可计算系统目标起动压力和起动药盒固体药剂质量,并以式(33)~式(35)对结果进行验证。图 4 给出了系统起动过程压力变化曲线。起动过程以气体管路和推进剂贮箱气垫压力达到流量调节器出口腔自锁压力(系统自锁)为结束标志。图中: p_{gp0} 为气体管路初始压力; p_{g-off} 为自锁气体压力,其定义见 2.8 节。前起动过程开始时的水平段表示燃气发生器上游液体管路充填过程对应的气体管路的压力变化。

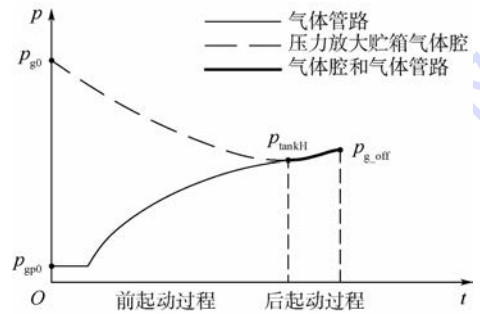


图 4 起动过程压力变化示意图 (I)

Fig. 4 Schematic of pressure changes in start-up process (I)

为弥补因忽略单向阀打开压力差造成的误差,可对求得的起动压力进行一定量的增大修正,以保证在此简化模型中计算所得的起动压力具有较高的可靠性。

2.7.2 最低起动压力

系统存在最低起动压力 p_{g0_min} ,即起动压力需大于或等于此压力时系统才能顺利起动。研究最低起动压力对系统的设计具有重要意义。最低起动压力下系统起动过程的压力变化情况如图 5 所示。

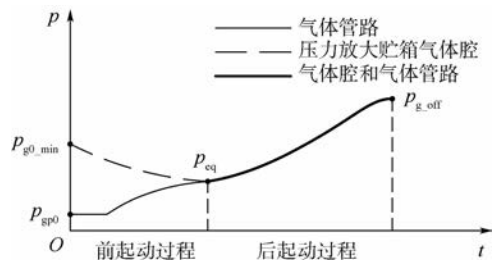


图 5 起动过程压力变化示意图 (II)

Fig. 5 Schematic of pressure changes in start-up process (II)

当不等式(35)取等号时,即为最低起动压力需满足的条件,结合式(31)、式(32),即可计算系统最低起动压力和最小起动药盒固体药剂质量,并以式(33)、式(34)对结果进行验证。

2.7.3 最高起动压力

起动压力越高,系统响应越快,但是起动压力过高会造成系统起动过程中没有初始平衡压力点的形成,即当气体管路和推进剂贮箱气垫压力达到流量调节器自锁压力时,压力放大贮箱气体腔压力还高于此压力,此时系统已自锁,系统起动完毕,如图6所示。此时单向阀不打开(即无初始平衡压力点的形成),故其起动不分前、后起动过程。理论上系统起动压力越高,响应越快,但是起动压力存在上限,即存在最高起动压力,在此压力下系统承受能力最薄弱的地方在起动过程中达到承受极限。因此,系统起动压力不能大于最高起动压力 p_{g0_max} 。

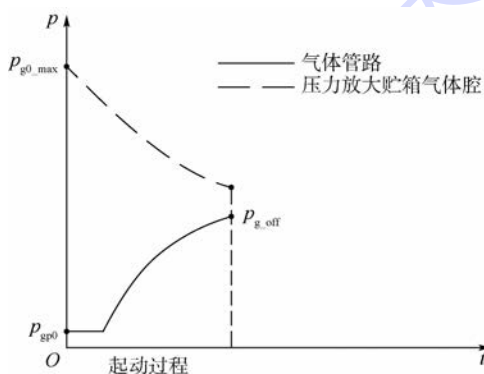


图6 起动过程压力变化示意图(Ⅲ)

Fig.6 Schematic of pressure changes in start-up process(Ⅲ)

2.8 自锁状态计算模型

下游发动机正常额定工作时,系统也正常额定工作。当系统起动充填完毕或下游发动机工作一段时间后关闭后,系统连同推进剂贮箱会在一定时间内达到某一状态,在此状态下流量调节器关闭,系统不再有流动产生,也没有流阻产生,从流量调节器出口腔到燃气发生器再到气体管道以及压力放大贮箱气体腔和下游推进剂贮箱均稳定在同一压力下,这一压力可称为自锁气体压力 p_{g_off} ; 压力放大贮箱液体腔和流量调节器入口腔也稳定在同一压力下,此压力称为自锁液体压力 p_{lq_off} ; 系统此种状态称为自锁状态。需要注意的是, p_{g_off} 和 p_{lq_off} 是表征自锁状态的2个常值压力。

系统自锁状态不同于流量调节器的临界关闭状态,两者存在先后顺序。系统先达到流量调节器临界关闭状态,导致流量调节器出口腔至下游推进剂贮箱间由于流量的减小流阻降低,造成流

量调节器出口腔压力降低阀芯又打开,向下游补充工质,阀芯如此不断反复开闭,逐渐使下游燃气发生器、气体管路、压力放大贮箱气体腔和推进剂贮箱压力升高而且趋于一致,最终稳定为自锁气体压力,系统中流动停止,流量调节器自锁,即达到系统自锁状态。

假定达到流量调节器临界关闭状态后趋于系统自锁状态的工作过程是准稳态趋于稳定的变化过程,应用压力放大贮箱活塞和流量调节器阀芯的受力平衡方程即可对最终稳定状态的自锁气体压力和自锁液体压力进行求解。

压力放大贮箱活塞受力平衡方程:

$$p_{g_off}A_g - F_f - p_{lq_off}A_{lq} - p_a(A_g - A_{lq}) = 0 \quad (37)$$

流量调节器阀芯受力平衡方程:

$$p_{lq_off}A_i + p_{g_off}A_o - K_{eq}x_{off} - p_aA_{oa} = 0 \quad (38)$$

p_{g_off} 即为推进剂贮箱可能达到的最大工作压力 p_{tank_max} , 需要注意的是, p_{tank_max} 是与工作过程中系统再起动的次数和推进剂贮箱内气垫体积的变化无关的。

3 设计目标参数及设计流程

系统参数可以分为选定参数和设计目标参数。选定参数是需要根据设计要求或查阅资料自行选取的参数,设计目标参数是根据设计要求以选定参数作为已知条件计算所得的参数。表1分类给出了系统的主要设计目标参数(初步设计时将单向阀、膜片阀、三通等组件压降作为已知值加入系统,不进行其详细参数设计)。

表1 系统设计目标参数分类

Table 1 Classification of system design target parameters

部件	设计目标参数
压力放大贮箱	气体腔内径、初始长度、初始体积; 液体腔内径、初始长度; 压力放大比、活塞面积比、活塞摩擦力、气体腔额定流入质量流量
流量调节器	弹簧刚度、阀芯入口腔受力面直径、阀芯出口腔受力面直径、额定工作阀芯位移、阀门关闭阀芯位移、阀门额定开度、入口腔关闭压力、出口腔关闭压力
燃气发生器	催化剂床床径、床长,粗颗粒催化剂床床长、催化剂床压降; 毛细管内径、毛细管长度、毛细管数量、毛细管压降; 集液腔直径、集液腔长度、集液腔压降; 燃气发生器压降
管道	直径、压降
起动药盒	固体药剂质量、起动压力、最低起动压力

按照压力平衡方程和流量平衡方程,图7给出了系统参数设计的具体计算方法和流程。首先,根据下游推进剂贮箱所需增压压力和最大流量,估算流量调节器压力大小,选定弹簧并计算其刚度;然后,进行燃气发生器热力学计算和燃气发生器与推

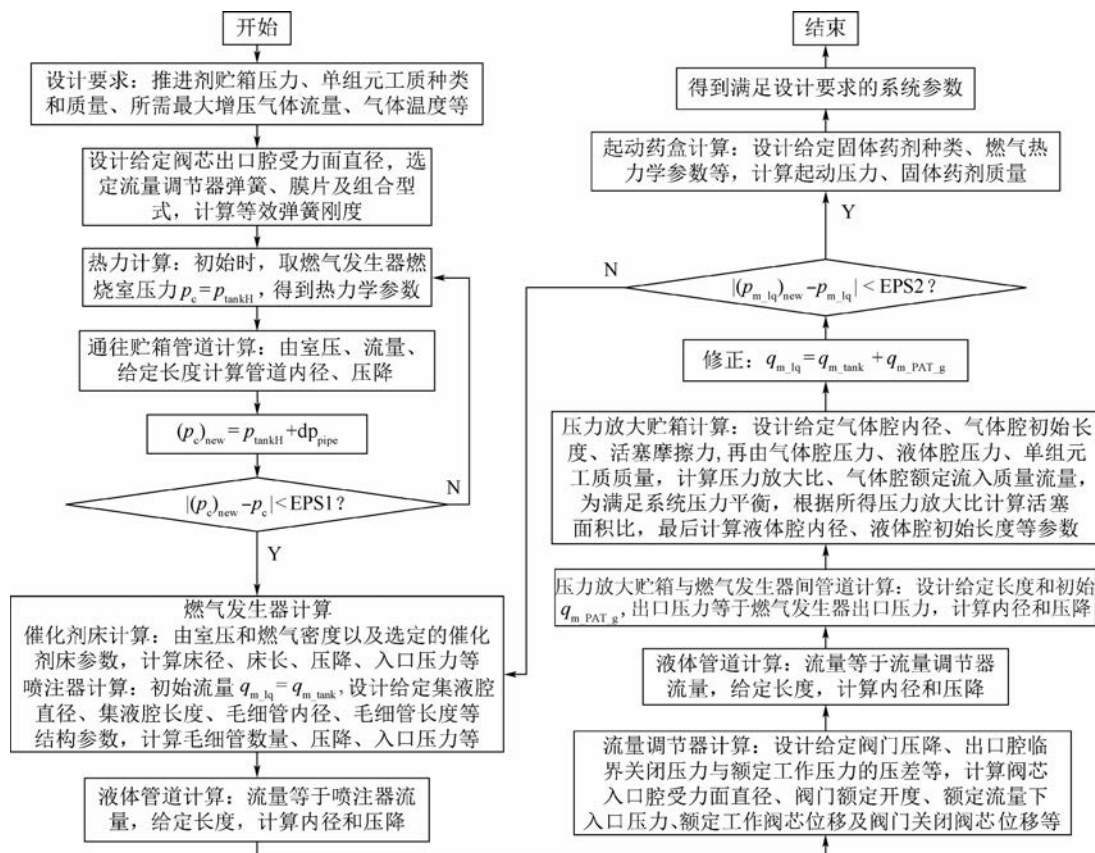


图 7 差动活塞式燃气自增压系统参数设计流程图

Fig. 7 Flowchart of parameter design for differential piston warm gas self-pressurization system

进剂贮箱间气体管道设计计算,直至相关参数相互吻合;其次,进行燃气发生器催化剂床、喷注器、流量调节器、压力放大贮箱(为满足系统压力平衡,根据压力放大比计算活塞面积比)以及相互间液体管道或气体管道等部件设计目标参数的循环设计计算,直至流量满足平衡方程;最后,根据选定的固体药剂及已设计所得的系统参数对起动压力、起动药盒固体药剂质量等参数进行计算。最终得到了满足系统设计要求的全部设计目标参数。图 7 中: dp_{pipe} 为燃气发生器与下游推进剂贮箱间管道压降; $EPS1$ 和 $EPS2$ 分别为燃气发生器燃烧室室压收敛精度和液路流量收敛精度。

4 实例设计与分析

本节对某差动活塞式燃气自增压系统进行设计计算和分析。已知燃气自增压系统下游发动机推进剂贮箱额定工作压力为 6.9 MPa;推进剂贮箱初始气垫体积为 1.500 L,所需最大增压热气质量流量为 0.030 kg/s,推进剂贮箱增压热气温度低于 450 K;单组元工质选定为肼 70,其初始质量为 0.5 kg;起动药盒所用固体药剂为硝酸铵型燃气发生剂。

4.1 参数设计

按照图 7 所示的参数设计流程进行设计计算,可以得到系统主要元件(压力放大贮箱、流量调节器、燃气发生器、管道、起动药盒等)主要结构和性能参数的设计结果,如表 2 所示。

4.2 最低起动压力计算与分析

以表 2 中计算所得系统参数,计算最低起动压力,如表 3 所示。取活塞最大静摩擦力为其滑动摩擦力的 1.5 倍,膜片阀破裂压力为 0.70 MPa。将计算所得初始平衡压力、克服活塞静摩擦力所需等效压力 p_{feq} 以及给定的膜片阀破裂压力 p_{dia} 均列于表 3。

从表 3 中可知,对于此燃气自增压系统,最小只需 2.74 MPa 的压力放大贮箱气体腔起动压力就可以将其成功地起动起来。在起动过程中,压力放大贮箱气体腔压力与下游气体管道(或推进剂贮箱)压力在 2.06 MPa 时达到相等,此后下游压力不断增大,并不断向压力放大贮箱气体腔补充燃气实现其压力同步增大,从而实现系统的持续起动建压。因此,系统在没有严格的起动响应时间要求时,为减小系统质量,可以采用更小的起动压力,只需满足大于或等于最低起动压力的条件即可。

表2 系统设计目标参数结果

Table 2 Design results of system target parameters

部件	设计参数	压降/MPa
压力放大贮箱	气体腔内径/mm	70.0
	液体腔内径/mm	60.6
	活塞面积比	1.333
	气体腔额定流入质量流量/(g·s ⁻¹)	0.70
	气体腔初始体积/L	0.115
	气体腔初始长度/mm	30.0
	液体腔初始长度/mm	172.0
	压力放大比	1.228
	活塞摩擦力/N	2000
	弹簧刚度/(N·m)	4424075.1
流量调节器	阀门关闭阀芯位移/mm	1.255
	额定工作阀芯位移/mm	1.222
	入口腔关闭压力/MPa	8.672
	入口腔受拉面直径/m	0.010
	出口腔受拉面直径/m	0.020
	阀门额定开度/mm	0.033
	出口腔关闭压力/MPa	7.672
	1.0000	
燃气发生器	催化剂床床径/cm	3.39
	粗颗粒催化剂床床长/cm	2.04
	毛细管内径/mm	0.5
	集液腔直径/m	0.017
	催化剂床床长/cm	2.54
	毛细管长度/m	0.021
	毛细管数量	9
	集液腔长度/m	0.0025
	0.4702	
	管道	管径1(压力放大贮箱与流量调节器间)/m
管长1(压力放大贮箱与流量调节器间)/m		0.1
管径2(流量调节器与燃气发生器间)/m		0.004
管长2(流量调节器与燃气发生器间)/m		0.1
管径3(燃气发生器与压力放大贮箱间)/m		0.004
管长3(燃气发生器与压力放大贮箱间)/m		0.0976
管径4(燃气发生器与外部贮箱间)/m		0.006
管长4(燃气发生器与外部贮箱间)/m		1.2
0.0992		
起动药盒		起动压力/MPa
	固体药剂质量/g	2.94

表3 实例系统最低起动压力

Table 3 Minimum system starting pressure

参数	P_{g0_min}	P_{eq}	P_{feq}	P_{dia}
数值	2.74	2.06	0.86	0.70

图8给出了压力放大贮箱活塞摩擦力、气体腔初始体积以及推进剂贮箱初始气垫体积3个参数对最低起动压力的影响规律。可以看出,最低

起动压力与活塞摩擦力成正相关关系,在没有摩擦力的情况下,很小的起动压力即可对系统进行起动(克服活塞所受环境压力的阻碍作用即可),活塞摩擦力越大所需要的起动压力也越大。最低起动压力随压力放大,贮箱气体腔初始体积增大而减小,气体腔初始体积越小,最低起动压力受其变化的影响越大,气体腔初始体积越大,最低起动压力受其变化的影响越小。最低起动压力与推进剂贮箱初始气垫体积成正相关的近似线性关系,推进剂贮箱气垫体积越大,所需的最低起动压力也越大,但并不显著,因为推进剂贮箱气垫体积越大,所需的填充燃气越多,消耗的液体单组元工质越多,则压力放大贮箱液体腔和气体腔体积变化量也越大,为抵消气体腔体积增大造成的压力降低,其所需的最低起动压力也就越大;单位体积液体单组元工质可生成其数倍体积的燃气,故推进剂贮箱气垫体积的变化对所需液体单组元工质体积的影响不大,即对压力放大贮箱气体腔体积变化影响也不大,故对最低起动压力影响并不显著。

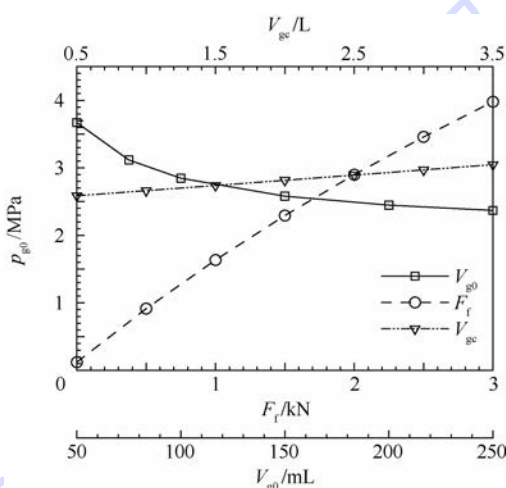


图8 不同参数对最低起动压力的影响

Fig 8 Influence of different parameters on minimum starting pressure

4.3 推进剂贮箱工作压力范围计算与分析

表4给出了系统额定工作时和系统自锁后所处的压力状态。

系统自锁后,即流量调节器阀芯关闭后,入口腔液体压力为9.55 MPa,大于流量调节器额定工作时入口端的压力;出口压力为7.56 MPa,略大

表4 系统额定工作时和自锁后的压力状态

Table 4 System pressures under rated operating condition and self-locking

工作阶段	P_i	P_o	P_{tank}
额定工作	8.47	7.47	6.90
自锁后	9.55	7.56	7.56

于流量调节器出口端的额定工作压力;推进剂贮箱中气体压力等于流量调节器出口压力。从表4中可以看出,系统自锁后,推进剂贮箱压力近似等于额定工作状态下流量调节器、推进剂贮箱间的压降与贮箱压力之和。因此,系统自锁后,推进剂贮箱压力与额定工作时压力之差决定于流量调节器与推进剂贮箱间的设计压降,此压降应小于下游推进剂贮箱压力所允许压力上偏差。

可以看到,系统自锁前后推进剂贮箱压力增加0.66 MPa,使额定工作压力的上偏差达到9.57%(满足通常10%的要求)。系统自锁后,推进剂贮箱在下游发动机非满额(仅部分发动机工作)点火后会由于推进剂的流出而导致其压力降低,如果假定流量调节器可以瞬时响应,贮箱压力会在还未达到额定工作压力时即被上游燃气的流入增压而上升或稳定,最终工作压力将稳定在贮箱额定工作压力与系统自锁时贮箱压力之间某一值;若下游发动机处于满额工作状态(相关发动机均工作),即前述所设定的额定工作状态,则推进剂贮箱最终稳定工作压力为其额定工作压力,故推进剂贮箱最低工作压力为其额定工作压力(工作过程为初次点火起动自锁后的过程)。因此,推进剂贮箱将在上述最低和最高工作压力范围内工作,该工作压力范围是可以根据需要通过系统的设计来保证的。当然,由于流量调节器、燃气发生器等组件均有一定的响应时间,这会导致贮箱的最低工作压力(对应于第一次点火即是满额工作状态)可能低至贮箱额定工作压力以下,不过这需要通过系统的动态仿真来实现。

5 结论

本文分析了液体姿轨控发动机差动活塞式燃气自增压系统的工作原理,提出了系统的参数设计方法与设计流程,并进行了实例研究。

1) 针对具有闭环特点的差动活塞式燃气自增压系统采用闭环式参数设计方法是可行的,可对系统的主要结构和性能参数进行设计计算。

2) 系统最低起动压力与压力放大贮箱活塞摩擦力和推进剂贮箱气垫体积2个因素均近似成正相关线性关系;最低起动压力随压力放大贮箱气体腔初始体积增大而减小,气体腔初始体积越小对起动压力的影响越大。

3) 系统自锁后,下游推进剂贮箱压力近似等于额定工作状态下流量调节器至推进剂贮箱间的压降与推进剂贮箱压力之和,因此额定工作状态

下流量调节器与推进剂贮箱间的压降应小于推进剂贮箱压力所允许的最大压力上偏差。

4) 推进剂贮箱最大工作压力为系统自锁期间(初次或多次起动以后)推进剂贮箱压力,推进剂贮箱最小工作压力为推进剂贮箱额定工作压力。推进剂贮箱的工作压力范围是可以根据需要通过增压系统的设计来保证的。

参考文献 (References)

- [1] PEARSON W E. Demonstration of a combined MMH hot gas pressurization and expulsion subsystem; AIAA-1973-1200[R]. Reston: AIAA, 1973.
- [2] WHITEHEAD J C, SWINK D G, TOEWS H G. Pumped hydrazine miniaturized propulsion system; AIAA-1989-2958[R]. Reston: AIAA, 1989.
- [3] WHITEHEAD J C. Bipropellant propulsion with reciprocating pumps; AIAA-1993-2121[R]. Reston: AIAA, 1993.
- [4] WHITEHEAD J C, PITTENGER L C, COLELLA N J. Design and flight testing of a reciprocating pump fed rocket; AIAA-1994-3031[R]. Reston: AIAA, 1994.
- [5] FREIT E, MAYBEE J C, WHITEHEAD J C. Recent test results of a warm gas pumped monopropellant propulsion system; AIAA-1994-3393[R]. Reston: AIAA, 1994.
- [6] WHITEHEAD J C. Test results for a reciprocating pump powered by decomposed hydrogen peroxide; AIAA-2001-3839[R]. Reston: AIAA, 2001.
- [7] WHITEHEAD J C. Mars ascent propulsion options for small return vehicles; AIAA-1997-2950[R]. Reston: AIAA, 1997.
- [8] WHITEHEAD J C, BREWSTER G T. High pressure pumped hydrazine for mars sample return[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2000, 37(4): 532-538.
- [9] WHITEHEAD J C. Performance of a new lightweight reciprocating pump; AIAA-2005-3921[R]. Reston: AIAA, 2005.
- [10] MAYBEE J C, KRISME D J. A novel design warm gas pressurization system; AIAA-1998-4014[R]. Reston: AIAA, 1998.
- [11] 邹宇, 李平. 自增压系统在姿轨控动力系统中的应用[J]. 火箭推进, 2010, 36(2): 15-19.
ZOU Y, LI P. Applications of self-pressurization in divert and attitude control system[J]. Journal of Rocket Propulsion, 2010, 36(2): 15-19 (in Chinese).
- [12] 李淑艳, 肖明杰, 李晓瑾, 等. 新型活塞泵增压轨/姿控发动机系统方案研究[J]. 火箭推进, 2012, 38(1): 12-16.
LI S Y, XIAO M J, LI X J, et al. Scheme study on divert and attitude control engines with piston pump pressurized system[J]. Journal of Rocket Propulsion, 2012, 38(1): 12-16 (in Chinese).
- [13] LIU L, LIANG G Z. Optimization selection of regulated pressurization system schemes for liquid attitude and divert propulsion systems[C] // 2014 Asia-Pacific International Symposium on Aerospace Technology. Berlin: Springer, 2015: 1247-1251.
- [14] 周汉申. 单组元液体火箭发动机设计与研究[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2009.
ZHOU H S. Design and research of monopropellant liquid rock-

et engine[M]. Beijing: China Aerospace Press, 2009 (in Chinese).

[15] 成大先. 机械设计手册: 弹簧·起重运输件·五金件[M]. 北京: 化学工业出版社, 2004.

CHENG D X. Machine design handbook; Spring, lifting and transporting part, hardware part[M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2004 (in Chinese).

作者简介:

方忠坚 男, 博士研究生。主要研究方向: 液体姿轨控发动机系统。

梁国柱 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 火箭发动机。

Parameter design method on a differential piston warm gas self-pressurization system

FANG Zhongjian, LIU Lie, LIANG Guozhu*

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

Abstract: This paper studies the working principle of the differential piston warm gas self-pressurization system of liquid attitude and divert control engines working with monopropellant-hydrazine, based on which a parametric design method and the corresponding design process of the system parameters are presented. New models of the system starting pressure and system self-locking state are also introduced. A case study is carried out and results show that the minimum system starting pressure is directly related to the initial volume of the gas chamber, the friction force of the piston, and the initial volume of the air cushion of the propellant tank; the design state of the propellant tank pressure after the system self-locking is constrained by the upper pressure deviation allowed by the propellant tank and the pressure drop between liquid regulator and propellant tank; the range of working pressure of the propellant tank can be guaranteed by the design of the pressurization system.

Keywords: differential piston; warm gas self-pressurization system; liquid attitude and divert control engines; monopropellant; parameter design

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0071

车载冷发射系统多刚体动力学快速仿真研究

闫攀运¹, 梁国柱^{1,*}, 吕永志², 齐志会², 王玺²

(1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083; 2. 北京航天发射技术研究所, 北京 100076)

摘 要: 为了满足发射动力学快速分析的需要,采用多刚体动力学的绝对坐标方法以适应发射车约束复杂和变拓扑结构的特点,针对车载冷发射系统的典型结构和弹射物理过程,建立并应用了9自由度快速仿真模型。与ADAMS和ABAQUS仿真对比表明,本文计算的车架后支腿载荷偏差不超过4%,而仿真时间只有ADAMS的7.1%和ABAQUS的0.004%,能够快速有效地分析系统的动态特性。通过实例研究了发射管底座-车架支腿载荷比的动态特性和附加载荷分配因子对该载荷比均值及发射管口最大位移的影响。结果表明,发射管底座-车架支腿载荷比在发射过程中逐渐增大并达到稳定值,附加载荷分配因子决定了发射管内弹道压力载荷通过发射管底座和发射车支腿分散传递到地面的载荷分配比例,并且存在最佳附加载荷分配因子,能使弹体的弹射起动过程对系统的扰动影响最小。

关键词: 发射动力学; 车载冷发射; 多刚体动力学; 变拓扑系统; 数值仿真

中图分类号: TJ768.2

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0071-08

在车载冷发射过程中,发射管内弹道压力载荷(简称管内弹道载荷)通过发射管底座(简称底座)传递到地面的同时会产生附加于发射车的附加载荷^[1],附加载荷经过车架传递,作用在发射车支腿(简称支腿)上,发射管底座-车架支腿载荷比(简称底座支腿载荷比)表明了管内弹道载荷通过底座和支腿分散传递到地面上的分配关系,影响发射稳定性。因此,研究车载冷发射过程的动态响应具有重要的工程实用价值。

目前,针对复杂武器系统的发射动力学响应研究,多数基于ADAMS等多体动力学软件,建立了发射系统的动力学模型^[2],解决发射装备设计或试验中遇到的问题。为了提高仿真的精度,综合应用ANSYS等有限元软件得到柔性体模态信息,进行联合仿真^[3-5],或开发外接子程序以弥补ADAMS等软件的不足^[6-7],或完全基于ABAQUS

非线性有限元软件建立发射系统的有限元模型,研究发射动力学响应。以上方法在进行方案优化时,其效率低下的特点就成为制约车载冷发射方案优化设计的主要因素,甚至不可能采用此类方法开展方案设计。因此,用简化的动力学模型模拟车载冷发射系统的动力学特性,研究发射动力学快速模拟方法,是工程应用的迫切需求^[8]。

多刚体动力学方法在发射动力学中应用较多,主要解决火炮武器精度的问题,一般采用第二类拉格朗日方程^[9]、传递矩阵法^[8]、Kane法^[10]等快速多体动力学方法进行研究,但针对车载冷发射系统的动力学研究并不多见。本文旨在研究车载冷发射系统的快速动力学分析方法,为发射系统优化设计提供支撑。对发射过程中弹射载荷在系统内部的扩散形式、分配关系、衰减过程等物理现象分析的基础上,采用多刚体动力学的绝对坐

收稿日期: 2016-01-20; 录用日期: 2016-04-22; 网络出版时间: 2016-06-01 18:15

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160601.1815.001.html

* 通讯作者: E-mail: lgz@buaa.edu.cn

引用格式: 闫攀运, 梁国柱, 吕永志, 等. 车载冷发射系统多刚体动力学快速仿真研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 71-78. YAN P Y, LIANG G Z, LYU Y Z, et al. Fast simulation on rigid multibody dynamics for vehicular cold launch systems [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 71-78 (in Chinese).

标方法^[11],解决发射车约束复杂和变拓扑结构^[12]的问题。在此基础上,建立车载冷发射多刚体动力学快速仿真模型(简称快速仿真模型),并与ADAMS和ABAQUS 2种商用软件的仿真结果进行比较,以验证快速仿真模型的有效性和快速性,同时深入研究底座支腿载荷比的动态特性和附加载荷分配因子对底座支腿载荷比均值和发射管口最大位移的影响,为车载冷发射系统的设计提供参考。

1 车载冷发射系统物理模型

根据典型车载冷发射系统的结构特点,建立如图1所示的多刚体物理模型。该模型将车架、发射管、弹体3个独立部分简化为刚体。车架用4个支腿支撑在地面上,车架和发射管用旋转铰连接于O点,各刚体之间用弹簧、阻尼器连接,以模拟相互间的弹性连接关系,并保持平衡状态。车架支腿与地面的连接关系用4个弹簧K1~K4和4个阻尼器C1~C4模拟(K2、C2、K4、C4未在图1中示出),其中,K1和K2模拟后支腿,K3和K4模拟前支腿。发射管和车架之间的起竖油缸用弹簧K5和阻尼器C5模拟。发射管和弹体之间的导向带用若干组弹簧、阻尼器模拟,将其中一道导向带放大示于图1中,由一组相互垂直的弹簧、阻尼器K6、C6和K7、C7模拟,其中K6、C6垂直于纸面。

弹体发射前竖立在弹体支撑面上。发射过程中,燃气发生器产生的管内弹道载荷在弹体底部产生推力 F_1 ,使其加速滑离发射管。在此过程中,弹体和发射管的约束条件会发生变化。同时,底座将管内弹道载荷分散传递到地面,使底座受力 F_d ,并产生影响发射系统稳定的附加于发射管底部的载荷 F_a (即附加载荷)。

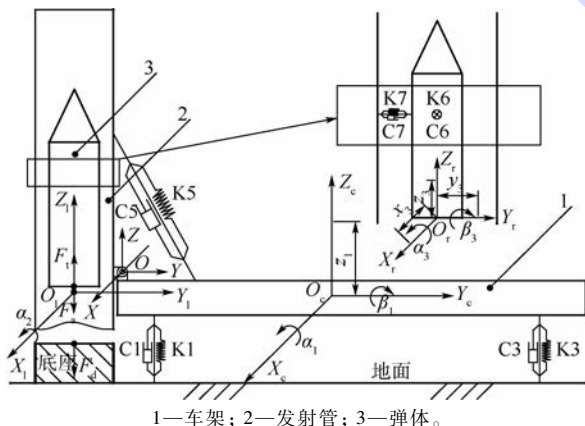


图1 车载冷发射动力学模型示意图

Fig.1 Schematic of vehicular cold launch dynamics model

2 多刚体动力学仿真模型

2.1 模型简化及假设

根据车载发射结构和发射物理过程,建立多刚体动力学仿真模型,主要假设如下:

- 1) 所有铰约束均为理想完整约束。
- 2) 忽略地面的柔性影响。
- 3) 导弹在发射管内滑动而不跳动。

4) 考虑车架横向偏心的影响。经简化后的快速仿真模型共有9个自由度,如图1所示。其中车架有3个自由度,为沿 Z_c 轴的平动位移 z_1 ,绕 X_c 轴的转动角 α_1 和绕 Y_c 轴的转动角 β_1 ;发射管有1个自由度,为绕 X_1 轴的转动角 α_2 ;弹体有5个自由度,分别为沿 X_r 、 Y_r 和 Z_r 轴的3个平动位移 x_3 、 y_3 和 z_3 ,以及绕 X_r 的转动角 α_3 和绕 Y_r 的转动角 β_3 。

5) 管内弹道载荷简化为作用在弹体底部的推力 F_1 、作用在底座上的力 F_d 和作用在发射管底部的附加载荷 F_a 。

2.2 多刚体动力学方程

在车架、发射管和弹体上分别建立随体坐标系 $O_c X_c Y_c Z_c$ 、 $O_1 X_1 Y_1 Z_1$ 和 $O_r X_r Y_r Z_r$ 。全局坐标系为 $OXYZ$,刚体运动采用笛卡儿坐标方法描述,则系统的广义坐标可表示为

$$q = [R_1^T, \theta_1^T, R_2^T, \theta_2^T, R_3^T, \theta_3^T]^T \quad (1)$$

式中: $R_i = [x_i, y_i, z_i]^T (i = 1, 2, 3)$ 分别为随体坐标系原点 O_c 、 O_1 和 O_r 在全局坐标系中的位置; $\theta_i = [\alpha_i, \beta_i, \gamma_i]^T (i = 1, 2, 3)$ 为卡尔丹角表示的随体坐标系姿态角。

根据第一类拉格朗日方程可以得到多刚体动力学方程为

$$M\ddot{q} + C_q^T \lambda = Q_c + Q_v \quad (2)$$

式中: M 为质量矩阵; C_q^T 为系统约束的雅可比矩阵的转置,文中广义坐标或时间在下标位置表示对其求偏导数; λ 为拉格朗日乘子; Q_c 为广义力列阵; Q_v 为耦合惯性力列阵,具体表达式可参考文献[11]。

2.3 约束方程

在图1所示的系统中,铰约束有3个,分别为车架与地面之间的车架铰、车架和发射管之间的旋转铰、发射管和弹体之间的接触约束,它们可以用图2中所示的5个向量表示。

如图2所示,定义全局坐标系 $OXYZ$,体 B_i 、 B_j 的随体坐标系分别为 $O_i X_i Y_i Z_i$ 和 $O_j X_j Y_j Z_j$,铰在体 B_i 、 B_j 上的安装点分别为 P 、 Q ,位置坐标分别

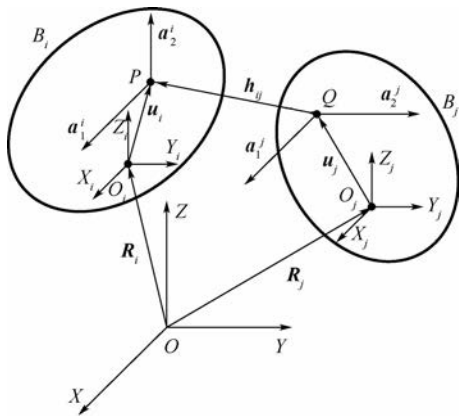


图 2 铰约束示意图

Fig. 2 Schematic of constraint joint

为 u_i 和 u_j , 不失一般性, 分别在铰点建立铰坐标系, 使其与随体坐标系平行。在以 P, Q 为原点的铰坐标系中分别定义相互垂直的单位向量 a_1^i 和 a_2^i 固连在体 B_i 上, a_1^j 和 a_2^j 固连在体 B_j 上, 且 a_1^i 和 a_1^j 平行, 向量 h_{ij} 表示 PQ 间的位移。利用上述 5 个向量可以构造出车载冷发射系统中的 3 个铰约束方程。

2.3.1 车架铰

在发射过程中, 车架沿 X_c, Y_c 向的位移较小, 而且不会绕 Z_c 轴转动, 定义 a_2^i 为沿 Z_c 轴的单位向量, 因此车架和地面之间的车架铰约束方程为

$$\begin{bmatrix} a_1^{iT} h_{ij} \\ a_2^{iT} h_{ij} \\ a_1^{iT} a_2^j \end{bmatrix} = 0 \quad (3)$$

第 1 个和第 2 个式子表示刚体间相对平动在 a_1^i 和 a_2^i 方向的投影为 0, 限制沿 X_c, Y_c 向的平动, 第 3 个式子表示限制刚体间绕 Z_c 轴的转动。

2.3.2 旋转铰

采用式(3)中的描述方法, 定义 a_2^i 为沿 X_1 轴的单位向量, 则车架和发射管之间的旋转铰约束方程为

$$\begin{bmatrix} h_{ij} \\ a_2^{iT} a_1^j \\ a_2^{iT} a_2^j \end{bmatrix} = 0 \quad (4)$$

第 1 个式子表明车架和发射管相对平动位移为 0, 第 2 个和第 3 个式子限制绕 Y_1 轴和 Z_1 轴的转动。

2.3.3 接触约束

发射管和弹体之间的接触约束有 2 个方面: 一是导向带接触约束; 二是弹体和弹体支撑面之间的接触约束。前者可以将导向带的接触约束分解为沿导向带轴线方向的切向摩擦力、垂直轴线

的法向力以及限制弹体转动的周向摩擦力, 法向力简化为相互垂直的几组弹簧、阻尼器模型, 切向摩擦力根据库仑摩擦定律计算。

$$f_t = \mu f_n \quad (5)$$

式中: f_t 为切向摩擦力; f_n 为法向弹簧力; μ 为动摩擦因数。

发射管和弹体之间的接触约束为变拓扑约束, 根据发射过程可简化为 3 种铰约束关系, 定义 a_2^i 为沿 Z_r 轴的单位向量, 则约束方程如下:

1) 在弹体克服最大摩擦力和重力起动之前, 限制沿 Z_r 向的位移和绕 Z_r 轴转动, 约束方程为

$$C_1 = \begin{bmatrix} a_2^{iT} h_{ij} \\ a_1^{iT} a_2^j \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

2) 弹体在发射管内滑动到出管之前, 限制绕 Z_r 轴的转动, 约束方程为

$$C_2 = [a_1^{iT} a_2^j] = 0 \quad (7)$$

3) 弹体出管后, 解除弹体和发射管之间的约束, 即

$$C_3 = 0 \quad (8)$$

2.3.4 变拓扑约束识别方程

对于变拓扑系统, 还需要建立系统识别方程^[12], 确定约束关系改变的时点。识别方程通常可以是接触约束的运动学或动力学方程。

C_1 和 C_2 的约束识别方程为

$$\begin{cases} C_1 = 0 & F_1 \leq G + f_{\max} \\ C_2 = 0 & F_1 > G + f_{\max} \end{cases} \quad (9)$$

式中: G 为弹体重力; f_{\max} 为最大静摩擦力。

C_2 和 C_3 的约束识别方程为

$$\begin{cases} C_2 = 0 & S \leq L \\ C_3 = 0 & S > L \end{cases} \quad (10)$$

式中: S 为弹体偏离静平衡位置的距离; L 为发射管导向段长度。

2.4 多刚体动力学方程的数值求解

把系统的约束方程与式(2)联立可得

$$\begin{cases} M\ddot{q} + C_q^T \lambda = Q_c + Q_v \\ C(q, t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式(11)为指标 3 的微分代数方程组^[13], 求解此类方程的数值方法分为两大类: 分离坐标法和增广法。为了便于求解系统中各铰处的约束反力, 本文采用增广法。在数值积分中, 通常对约束方程求时间的 2 阶导数为

$$C_q \ddot{q} = \gamma \quad (12)$$

式中: $\gamma = -((C_q \dot{q})_q \dot{q} + 2C_{q,t} \dot{q} + C_{q,tt})$ 为加速度约束方程右端项。

式(12)在数值积分过程中,由于截断误差影响,导致速度约束和位移约束违约。1972年, Baumgarte^[14]提出了约束违约稳定法,利用反馈控制理论,通过在式(12)右端加入控制项 $U(C, \dot{C}, t)$ 使约束违约稳定减小,该方法计算简单、高效,可以获得满意的数值结果。Baumgarte^[14]采用的控制项 U 的形式为

$$U = -\alpha \dot{C} - \beta C \quad (13)$$

将式(11)第1行和式(12)写成矩阵形式,即

$$\begin{bmatrix} M & C_q^T \\ C_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q} \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_c + Q_v \\ \gamma - \alpha \dot{C} - \beta C \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: α 和 β 为稳定参数。

由于式(14)系数矩阵含有大量非零元素且为对称矩阵,为了提高方程组的求解效率,本文采用稀疏矩阵 LU 分解法进行计算,得到加速度响应后,采用4阶显式龙格库塔法积分,即可得到系统的动态速度和位移响应。同时,式(14)也求得了拉格朗日乘子 λ ,通过式(15)可得到对应于系统广义坐标的约束反力 Q_c ,为发射车结构设计提供载荷输入。

$$Q_c = -C_q^T \lambda \quad (15)$$

2.5 静平衡分析

发射系统动力学响应分析一般都是从系统平衡状态开始计算,因此在进行动态分析之前,还必须通过静平衡分析得到系统的平衡位置。静平衡分析通常有3种方法:动力安定法、迭代求解法以及最小势能法^[15]。本文采用动力安定法,首先移除系统外力,在系统仅受重力的条件下进行时间积分。为了缩短平衡时间,利用附加阻尼动力安定法,通过在广义运动自由度上附加人工阻尼和改变系统弹簧-阻尼器的阻尼为临界阻尼,以达到快速平衡的目的。构建如下新的动力学方程^[15]:

$$M\ddot{q} + C_q^T \lambda = Q_c + Q_v + Q^* - D\dot{q} \quad (16)$$

式中: D 为人工阻尼系数矩阵; Q^* 为改变原系统阻尼为临界阻尼得到的系统广义外力。这样做并不会改变系统的平衡位置,但却可以减少静平衡分析的时间。

2.6 发射动力学分析

发射过程主要载荷为冷发射过程管内弹道载荷,简化为3个力后,可分别表示为

$$\begin{cases} F_i = \lambda_i p(t) \\ F_a = \lambda_a p(t) \\ F_d = (\lambda_c - \lambda_a) p(t) \end{cases} \quad (17)$$

式中: p 为管内弹道载荷; λ_i 为弹体底面面积; λ_a 为附加载荷分配因子; λ_c 为与发射管结构相关的常数。

由式(17)可知,任意时刻底座受力与附加载荷的比值是常数,其大小表明了管内弹道载荷通过底座分散到地面和发射车的分配关系,定义底座载荷与附加载荷的比值(简称底座附加载荷比) R_{da} 描述这种分配关系:

$$R_{da} = \frac{F_d}{F_a} = \frac{\lambda_c - \lambda_a}{\lambda_a} \quad (18)$$

3 计算流程与程序实现

冷发射动力学计算流程如图3所示。在静平衡分析部分,当系统各刚体广义位移变化量 $\Delta q < 1 \mu\text{m}$ 时,说明发射系统达到平衡位置。在动力学分析部分,当计算时间 t 大于设定的结束时间 t_{end} 时,终止计算,并且输出需要的参数。

本程序基于 Fortran 语言,利用定义派生数据类型的方法定义了体、铰和外力等数据类型,并通过链表将数据集成,这样变拓扑系统分析时可快速添加和删除约束。

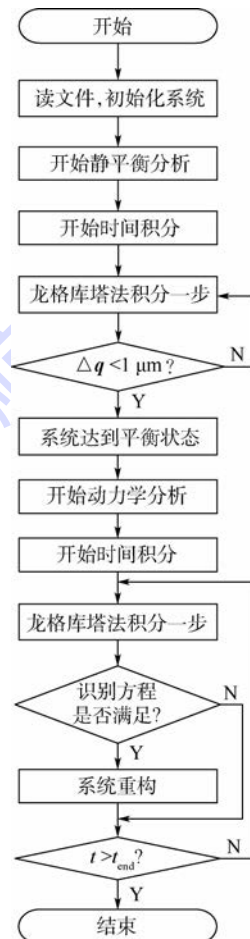


图3 冷发射动力学计算流程

Fig. 3 Calculational flowchart of cold launch dynamics

4 动力学仿真分析

4.1 仿真模型验证

为了从时间和精度上验证本文方法的有效性,分别在 ADAMS 和 ABAQUS 中建立如图 1 所示的仿真模型。以某型车载冷发射系统为例进行仿真对比,发射过程持续时间为 2 s。本文和 ADAMS 的静平衡分析均采用动力安定法,持续时间为 3 s;在 ABAQUS 静平衡分析中,重力采用线性加载,加载时间为 3 s。本文和 ADAMS 仿真的积分时间间隔设置为 0.001 s,仿真耗时分别为 3 s 和 42 s,ABAQUS 有限元仿真耗时约为 23 h。本文的程序耗时分别是 ADAMS 的 7.1% 和 ABAQUS 的 0.004%,显然,本文方法将为系统级方案设计大大节省仿真时间。

图 4 为车架 4 个支腿载荷随时间变化曲线。由于实际发射过程在 0.52 s 左右已经结束,因此本文截取 0.6 s 的计算数据进行研究。可以看出,车架横向偏心引起的左侧两支腿和右侧两支腿的载荷偏差均不超过 3%,本文选取左侧前后支腿载荷进行分析。除非特殊说明,下文中出现的后支腿均指左后支腿,而前支腿均指左前支腿。

图 5 为 3 种方法计算的后支腿载荷随时间变化曲线。可以看出,本文计算结果与 ADAMS 和 ABAQUS 2 种软件仿真结果的最大载荷偏差都小于 4%。载荷偏差的主要原因为:①在 ABAQUS 中采用柔性体模型,而本文和 ADAMS 仿真模型均采用刚体假设;②本文和 ADAMS 仿真模型忽略了导向带的质量,而 ABAQUS 仿真模型中考虑了导向带的质量,由此引起后支腿静态载荷不同;③ADAMS 中车架铰采用 bushing 力元模型实现式(3)中的约束关系。图 5 说明了本文所建立的仿真模型是有效的,可用于分析系统的动态特性。

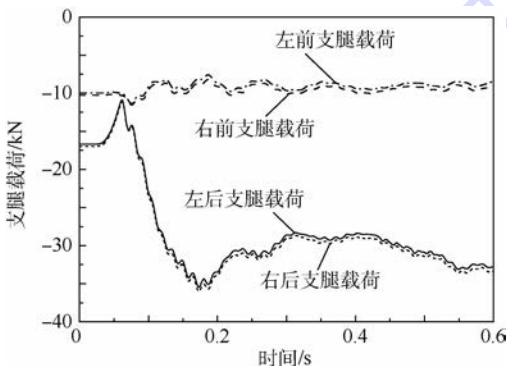


图 4 支腿载荷随时间变化曲线

Fig. 4 Variation curves of load of outrigger with time

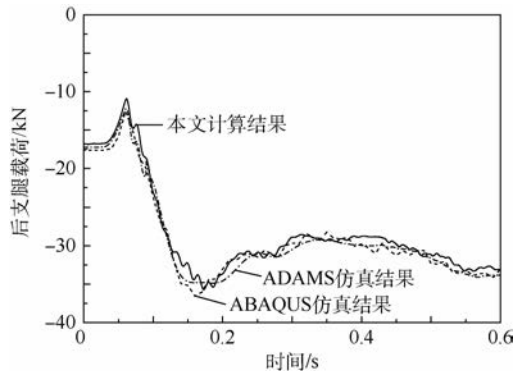


图 5 后支腿载荷仿真结果对比

Fig. 5 Simulation results comparison of load of rear outrigger

4.2 底座支腿载荷比动态特性

设任意时刻 t 的后支腿载荷为 F_1 ,前支腿载荷为 F_3 ,定义底座支腿载荷比分别为

$$\begin{cases} R_{d3} = \frac{F_d}{F_3} \\ R_{d1} = \frac{F_d}{F_1} \end{cases} \quad (19)$$

式中: R_{d3} 为底座前支腿载荷比; R_{d1} 为底座后支腿载荷比。

本文仿真模型计算所得底座支腿载荷比的动态特性如图 6 所示。可以看出,初始时刻,底座所受载荷为零,前后支腿承受静平衡载荷, $R_{d1} = R_{d3} = 0$ 。随着管内弹道载荷的增大, R_{d1} 和 R_{d3} 逐渐增大并达到稳定。在稳定段, R_{d1} 波动较小且为常数, R_{d3} 基本保持常数但有较大波动。

底座前后支腿载荷比首次达到最大值的时刻分别用 t_{3max} 和 t_{1max} 表示,定义底座前后支腿载荷比均值为

$$\begin{cases} \bar{R}_{d3} = \int_{t_{3max}}^{t_{end}} R_{d3} dt \\ \bar{R}_{d1} = \int_{t_{1max}}^{t_{end}} R_{d1} dt \end{cases} \quad (20)$$

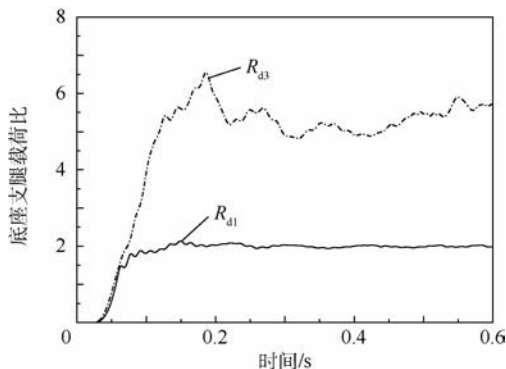


图 6 底座支腿载荷比动态特性

Fig. 6 Dynamic characteristics of load ratio of transmitting tube base-chassis outrigger

这样做是为了研究附加载荷通过车架分散传递到前后支腿上的载荷分配关系。

4.3 附加载荷分配因子对底座支腿载荷比均值的影响

对底座支腿载荷比的分析表明,当设计确定附加载荷分配因子后,就可以计算确定发射过程中底座支腿载荷比均值 \bar{R}_{d3} 和 \bar{R}_{d1} ,说明附加载荷分配因子 λ_a 与 \bar{R}_{d3} 和 \bar{R}_{d1} 有函数关系。

图7为 \bar{R}_{d3} 、 \bar{R}_{d1} 和 R_{da} 随 λ_a 的变化规律。其中 R_{da} 随 λ_a 增大而减小,说明管内弹道载荷分配到发射车的载荷逐渐增大而通过底座传递到地面的载荷减小。当 $\lambda_a \geq 0.02$ 时, \bar{R}_{d1} 与 R_{da} 的变化规律基本一致,与附加载荷分配因子成反比。 \bar{R}_{d3} 与 λ_a 则成线性递减规律。以上2个规律表明了附加载荷分配因子与底座前后支腿载荷比均值之间的定量关系。当 \bar{R}_{d3} 和 \bar{R}_{d1} 随 λ_a 减小而逐渐增大到相等($\lambda_a = 0.013$ 时),底座前后支腿载荷比均值相等,前后支腿承受大致相等的力。在发射过程中,当 $\lambda_a < 0.013$ 时,前支腿分配载荷较大;当 $\lambda_a > 0.013$ 时,后支腿分配载荷较大。

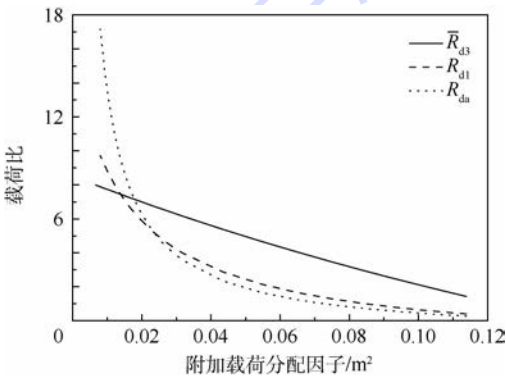


图7 底座支腿载荷比均值随附加载荷分配因子的变化规律

Fig.7 Variation of load ratio mean of transmitting tube base-chassis outrigger with adjunctive load distribution factor

在设计发射管时,当根据发射管结构确定 λ_a 后,由式(18)计算得到 R_{da} ,即可确定管内弹道载荷通过底座分散到地面和发射车的分配关系。由图7能够得到传递到发射车上的那部分附加载荷通过前后支腿分散传递到地面的分配关系,最终可以为优化管内弹道压力载荷的传递路径提供设计依据。

4.4 附加载荷分配因子对管口位移的影响

管口位移定义为发射管口中心偏离其静平衡位置的位移在管口平面上的投影。管口位移用 u 表示:

$$u = \sqrt{u_x^2 + u_y^2} \quad (21)$$

式中: u_x 和 u_y 分别为 u 的 X 和 Y 向分量。

图8为发射管口最大位移随 λ_a 变化曲线。随着 λ_a 的增大,管口最大位移先减小后增大,存在极小值,表明存在最佳附加载荷分配因子,能使发射系统对弹体初始扰动的影响最小。

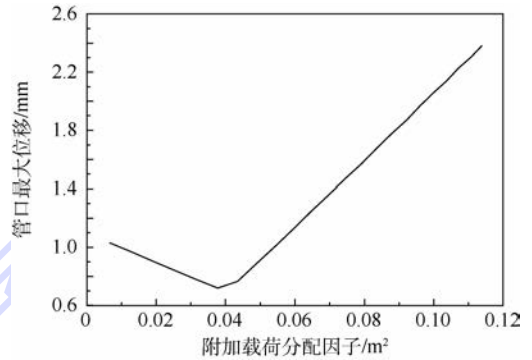


图8 发射管口最大位移随附加载荷分配因子变化曲线
Fig.8 Variation curve of maximum displacement of transmitting tube nozzle with adjunctive load distribution factor

5 结论

通过对车载冷发射系统的动力学研究,可以得出以下结论:

- 1) 9 自由度快速仿真模型得到的支腿载荷与 ADAMS 和 ABAQUS 仿真结果对比,最大载荷偏差都小于 4%,而仿真时间只有 ADAMS 软件的 7.1%,可快速有效地分析车载冷发射系统的动态特性。
- 2) 底座支腿载荷比在发射过程中逐渐增大,并趋于稳定值。
- 3) 当附加载荷分配因子大于等于 0.02 时,底座后支腿载荷比均值与底座附加载荷比的变化规律基本一致,与附加载荷分配因子成反比。底座前支腿载荷比均值与附加载荷分配因子成线性递减规律。
- 4) 存在最佳附加载荷分配因子,能使发射系统对弹体初始扰动的影响最小。

参考文献 (References)

- [1] 刘琥,倪晓琛,白静.自适应底座悬垂弹射过程附加载荷分析[J].导弹与航天运载技术,2012(3):23-25.
LIU H, NI X C, BAI J. Additional load study during the drap launch of adapting base[J]. Missiles and Space Vehicles, 2012 (3):23-25 (in Chinese).
- [2] 郑利,张萍,贺卫东.某型车载导弹垂直发射系统动力学仿真研究[J].导弹与航天运载技术,2012(5):22-26.
ZHENG L, ZHANG P, HE W D. Simulation calculation and dynamic analysis of a vehicular missile launching system[J]. Missiles and Space Vehicles, 2012(5):22-26 (in Chinese).

- [3] 殷增振,毕世华. 车载导弹多柔体发射动力学仿真研究[J]. 弹箭与制导学报,2009,29(2):183-190.
YIN Z Z, BI S H. Simulation study on multi-flexible-body launching dynamics for a vehicular missile launch[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance,2009,29(2):183-190(in Chinese).
- [4] 张涛,刘相新,郑斌. 基于模态综合法的发射过程刚柔耦合动力学研究[J]. 导弹与航天运载技术,2009(6):51-54.
ZHANG T, LIU X X, ZHENG B. Rigid-flexible coupling dynamic analysis during launching based on component model synthesis[J]. Missiles and Space Vehicles,2009(6):51-54(in Chinese).
- [5] 冯勇,马大为,薛畅,等. 多管火箭炮刚柔耦合多体发射动力学仿真研究[J]. 兵工学报,2006,27(3):545-548.
FENG Y, MA D W, XUE C, et al. Simulation studies of coupled rigid and flexible multi-body dynamics for multiple launch rocket system[J]. Acta Armamentarii,2006,27(3):545-548(in Chinese).
- [6] 张志勇,王毅,南宮自军. 包含随机间隙的导弹发射系统动力学仿真[J]. 导弹与航天运载技术,2013(2):36-40.
ZHANG Z Y, WANG Y, NANGONG Z J. Dynamic analysis of launching system with stochastic backlash[J]. Missiles and Space Vehicles,2013(2):36-40(in Chinese).
- [7] 刘浩,李军. 高低压发射系统动力学特性仿真分析[J]. 弹箭与制导学报,2009,29(2):199-202.
LIU H, LI J. Simulation of dynamic characteristic of high-low pressure launching system[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance,2009,29(2):199-202(in Chinese).
- [8] 芮筱亭. 多体系统发射动力学及其应用[J]. 中国工程科学,2011(10):76-82.
RUI X T. Launch dynamics of multibody system and its applications[J]. Engineering Sciences,2011(10):76-82(in Chinese).
- [9] 闵建平,杨国来,杨伯忠,等. 自行火炮多体发射动力学仿真研究[J]. 兵工学报,2001,22(1):34-36.
MIN J P, YANG G L, YANG B Z, et al. Simulation and analysis of the launching dynamics of a self-propelled gun[J]. Acta Armamentarii,2001,22(1):34-36(in Chinese).
- [10] 洛刚. 车载类火炮发射动力学仿真计算研究[J]. 装备指挥技术学院学报,2002,13(6):47-50.
LUO G. Study on dynamic simulation calculation for launching of vehicle-gun[J]. Journal of the Academy of Equipment Command & Technology,2002,13(6):47-50(in Chinese).
- [11] 张雄,王天舒. 计算动力学[M]. 北京:清华大学出版社,2007.
ZHANG X, WANG T S. Computational dynamics[M]. Beijing:Tsinghua University Press,2007(in Chinese).
- [12] 张永,吴德隆,黄铁球,等. 机动导弹系统变拓扑多体系统动力学建模方法研究[J]. 导弹与航天运载技术,1999(1):34-38.
ZHANG Y, WU D L, HUANG T Q, et al. Study on dynamic modeling method of multibody systems with changing topologies for mobile missile system[J]. Missiles and Space Vehicles,1999(1):34-38(in Chinese).
- [13] 刘延柱,潘振宽,戈新生. 多体系统动力学[M]. 2版. 北京:高等教育出版社,2014.
LIU Y Z, PAN Z K, GE X S. Dynamics of multibody systems[M]. 2nd ed. Beijing:Higher Education Publisher,2014(in Chinese).
- [14] BAUMGARTEN J. Stabilization of constraints and integrals of motion in dynamical systems[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering,1972,1(1):1-16.
- [15] 陆佑方. 柔性多体系统动力学[M]. 北京:高等教育出版社,1996.
LU Y F. Dynamics of flexible multibody systems[M]. Beijing:Higher Education Publisher,1996(in Chinese).

作者简介:

闫攀运 男,博士研究生。主要研究方向:发射动力学。

梁国柱 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:火箭发动机系统。

Fast simulation on rigid multibody dynamics for vehicular cold launch systems

YAN Panyun¹, LIANG Guozhu^{1,*}, LYU Yongzhi², QI Zhihui², WANG Xi²

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

2. Beijing Institute of Space Launch Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: In order to meet the rapid analysis requirements of launch dynamics, the absolute coordinates method of rigid multibody dynamics was used to fit the characteristics of complex constraints and changing topological structure of the vehicular launch systems. A fast simulation model with nine degrees of freedom was established and applied for typical vehicular cold launch systems. By comparing with ADAMS and ABAQUS, it shows that the maximum deviation of the loads of the rear outrigger is less than 4%, the consumed time is 7.1% of ADAMS and 0.004% of ABAQUS, and the current simulation model is effective and convenient to simulate the system dynamic characteristics. An actual example was adopted to investigate the dynamic characteristics of the load ratio of launch tube base-chassis outrigger and the influences on the average load ratio and the maximum displacement of launch tube mouth from an adjunctive load distribution factor. The results show that the load ratio of launch tube base-chassis outrigger increases gradually and then keeps constant approximately in the ejecting process, the adjunctive load distribution factor determines the load distribution proportions between the launch tube base and chassis outrigger by which the interior ballistic pressure load in the tube is transmitted to the ground, and the most suitable adjunctive load distribution factor exists which makes the disturbance on the system caused by missile ejection motion least.

Keywords: launch dynamics; vehicular cold launch; rigid multibody dynamics; changing topological systems; numerical simulation

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0074

基于压缩感知的近距离电磁辐射源定位方法

谷晓鹏, 谢树果*, 郝旭春

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)



摘 要: 提出了一种近距离电磁辐射源定位方法, 针对常规多通道阵列系统复杂、硬件成本高、体积大等弊端, 提出单天线单通道运动虚拟阵列系统, 实现近场定位功能。在此基础上, 提出利用辐射源在被测区域空间位置上的稀疏性, 采用不驻停运动采样, 并结合压缩感知算法, 用较少的采样数据重构计算得到辐射源数量与位置。在保证定位精度的前提下减少了采样数据量, 并消除了阵元多次采样的时间延迟可能造成的误差影响。经过仿真验证了方法的可行性后, 设计了用于实际测试的系统并进行实验, 取得了良好的效果。

关键词: 电磁干扰; 故障定位; 近场; 虚拟阵列; 压缩感知

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0079-07

随着电子技术的发展, 电子设备的电磁兼容性问题越来越重要^[1]。目前电磁兼容性故障定位主要采取改变状态确认和试探等方法^[2-3], 效率低、耗时长, 测试的结果不准确, 且不能直接对故障位置实施定位^[4-5]。利用天线阵或雷达等辐射源定位设备进行定位精度较高。但这类设备的体积庞大、结构复杂、造价成本高, 不适用于近距离电磁干扰定位的狭小空间中^[6]。利用小型化设备结合近场定位方法为解决此问题提供了新的思路^[7]。

本文针对这些问题研究并设计了一套近场辐射源定位系统, 使其能够对近场辐射源高效率、高精度定位, 同时实现设备的简化, 降低设备的体积与成本。

1 系统模型

本文设计的单天线单通道运动合成虚拟阵元的近场定位系统分为 2 个部分: 信号接收控制分

系统和接收信号处理分系统。系统的工作原理如下:

本系统将单一的接收天线连接至单通道接收机上, 信号接收控制分系统通过控制天线运动, 形成虚拟直线阵列, 进而接收空间中的电磁信号^[8]。同时该系统通过控制单通道接收机的采样频率以及采样时间间隔等参数, 结合天线运动产生的空间接收模型, 实现了对辐射源信号的采样; 接收信号处理分系统将采样的信息代入到相关定位算法中, 最终实现对近场辐射源信号的定位。

单天线单通道近场定位系统结构如图 1 所示。假设天线在一条直线轨道上运动, 当运动距离到达 d 后天线停下进行 K 次采样, 该采样点记为阵列天线的等效阵元位置, 如图 1 中黑点所示。天线沿该直线运动形成 M 个等效阵元, 称虚拟阵列阵元数为 M 。该阵列对近场单频连续波信号源 $s_0(t)$ 进行接收, 信号源的频率为 f_0 , 波长为 λ_0 , 信号源与参考阵元 1 的法向夹角为 θ , 并且到参考

收稿日期: 2016-01-21; 录用日期: 2016-03-11; 网络出版时间: 2016-06-29 09:05

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160629.0905.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61271045, 61427803)

* 通讯作者: E-mail: sgx888@163.com

引用格式: 谷晓鹏, 谢树果, 郝旭春. 基于压缩感知的近距离电磁辐射源定位方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 79-85. GU X P, XIE S G, HAO X C. Location method of near distance electromagnetic radiation source based on compressive sensing [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 79-85 (in Chinese).

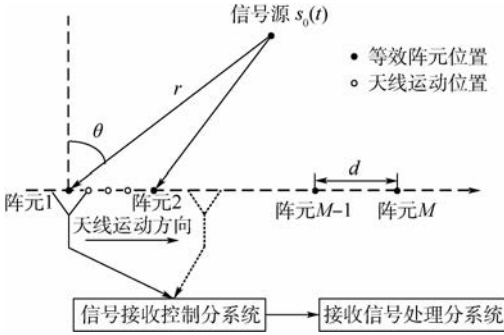


图1 单天线单通道近场定位系统

Fig. 1 Single antenna and single channel near-field location system

阵元1的距离为 r 。天线通过单一通道接收信号,后再将信号进行处理进而实现信号源定位。

在信号源定位的理论分析中,通常假设信源发射的信号是窄带信号,由本节可知,单天线运动至每一个等效阵元时均会进行 K 次采样,设每次采样间隔为 t_s ,天线从一个阵元运动至另一阵元的时间为 t_0 ,两阵元间距为 d ,天线的运动速度为 d/t_0 。

不同于实际阵列的远场定位,由于是单天线单通道运动虚拟阵列,且近场信号的到达波前为球面波,所以不同快拍,不同阵元接收到的信号之间的时间延迟不一样,这也就意味着相位延迟不为固定值。本文认为该延迟由3种因素造成^[9]:采样时间因素、运动时间因素和阵元距离因素。将运动合成虚拟直线阵列接收的输入信号写为矢量形式如下,天线运动到第 m 个阵元进行第 k 次采样接收到的信号为

$$x_{mk}(t_{mk}) = s_0(t) e^{j2\pi f_0(k-1)t_s} e^{j2\pi f_0(m-1)T} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_m-r)} + n(t) \quad (1)$$

$$1 \leq m \leq M, 1 \leq k \leq K$$

其中:

$$T = (K-1)t_s + t_0 \quad (2)$$

$$r_m = \sqrt{r^2 - 2(m-1)d r \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) + (m-1)^2 d^2} \quad (3)$$

$$-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$$

式中: r_m 为发射源到 m 个虚拟阵元的距离, $m=1, 2, \dots, M$, $r_1=r$; t_{mk} 为天线运动到第 m 个阵元进行第 k 次采样所需要的时间; $n(t)$ 为噪声。

建立单天线运动虚拟阵列的系统模型后,可以利用MUSIC算法对信号进行角度估计,这是较常用的利用天线阵列进行定位的方法^[10]。但是MUSIC算法定位通常需要确定待定位源的数量。同时利用MIUSIC算法进行定位时,为了满足信号与噪声的统计不相关特性,需要较大的快拍数。

由于多快拍采样会带来更多的采样时间因素造成的延迟,而对其测量的精准程度对定位结果影响较大;更多的快拍数也会带来更大的数据量。在实际应用中,这些都限制了MUSIC算法定位的适用性。

压缩感知(CS)是近几年新兴起的一种信号采样理论^[11]。它的思想是只要信号在某个变换域是稀疏的,就可以采用远低于奈奎斯特定律的采样率进行采样,根据算法由测量值重构原始信号^[12]。

在MUSIC算法中,需要对被测区域进行空域的均匀采样。实际被测区域内只有少量位置上的信号是目标信号,其余位置上为无用的背景信号即冗余信息,如图2所示。

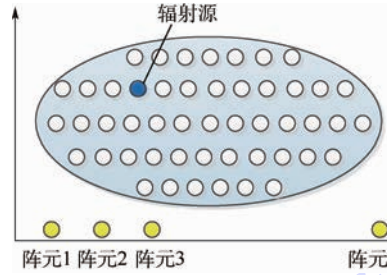


图2 近场定位空间稀疏性示意图

Fig. 2 Schematic diagram of spatial sparsity of near-field location

这表明目标信号在空间上是稀疏分布的。它满足压缩感知理论信号稀疏性的前提条件,因此可以利用压缩感知理论,用较少的采样数据对目标信号进行定位。

假设每个虚拟阵元上只进行一次采样。与MUSIC算法相比,一次采样由于不会产生每个虚拟阵元多次采样造成的采样时间间隔,因此可以不驻停采样,不会有因采样时间延迟因素可能引起的误差,提高了系统的适用性,同时可以大大减少数据量。

此时天线运动到第 m 个阵元时采样得到的关于目标信号空间向量的数据为

$$x_m(t_m) = s_0(t) e^{j2\pi f_0(m-1)t_0} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_m-r)} + n(t) \quad (4)$$

$$1 \leq m \leq M$$

式中: t_m 为天线运动到第 m 个阵元采样所需时间。

将被测区域与第一阵元的角度等量划分为 i 份,将被测区域与第一阵元的距离等量划分为 j 份,令 $N=ij$,代表了被测区域可能存在的目标位置数量,对应的目标信号空间向量 $\mathbf{S}=[s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ 。

设空间中真实存在 G 个辐射源, $N \gg G$ 。向量 \mathbf{S} 中存在 G 个较大值,对应存在的 G 个目标信号,

它的大小代表对应信号的幅度值,它的序号对应了接收信号与第一阵元的不同角度及距离。其余 $N - G$ 个值代表无目标区域的背景噪声,较小或为 0。根据式(4),阵列接收信号的数学模型为

$$\mathbf{X} = \Phi \mathbf{A} \mathbf{S} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (5)$$

式中: \mathbf{X} 为 $M \times 1$ 维矩阵,代表在 M 个虚拟阵列上不驻停采样得到的数据矩阵; Φ 为 $M \times N$ 维测量矩阵,表示实际在 M 个虚拟阵元测量节点上进行了不驻停测量采样得到采样数据 \mathbf{X} ;当第 $i(1 \leq i \leq M)$ 个监测节点所在的虚拟阵列序号为 $j(1 \leq j \leq N)$,则 $\Phi(i, j) = 1$,其余为 0; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为噪声矢量; \mathbf{A} 为 $N \times N$ 维矩阵,其定义为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_2-r)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_N-r)} \\ e^{j2\pi/\theta_0} & e^{j2\pi/\theta_0} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_2-r)} & \dots & e^{j2\pi/\theta_0} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_N-r)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi/\theta_0(N-1)t_0} & e^{j2\pi/\theta_0(N-1)t_0} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_2-r)} & \dots & e^{j2\pi/\theta_0(N-1)t_0} e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(r_N-r)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

\mathbf{A} 表示向量 \mathbf{S} 的阵列流行矩阵,相当于假设 N 个阵元的阵列对向量 \mathbf{S} 采样,对向量进行了空间域的变换。

可以看出对于式(5)建立的线性方程组来说,根据压缩感知理论,可以通过一定的重构方法得到空间稀疏向量 \mathbf{S} 中 G 个目标信号的位置与大小。

在已有的研究中,Candes 和 Tao^[13]证明了信号重构问题是求解最小 l_0 范数问题。而最小 l_0 范数问题是一个非凸优化问题,要遍历所有可能的解,是 NP-hard 问题,目前还没有较为有效的算法。但可通过求解最小化 l_1 范数问题获得 \mathbf{S} 的近似最优解。根据以上分析,利用接收到的单时刻阵列接收数据 \mathbf{X} ,以及压缩感知算法,即可实现空间位置的定位,定义 $\mathbf{B} = \Phi \mathbf{A}$ 为恢复矩阵。定位模型:

$$\hat{\mathbf{S}} = \operatorname{argmin} \|\mathbf{S}\|_1 \quad \text{s. t.} \quad \|\mathbf{X} - \mathbf{B}\mathbf{S}\|_2 \leq \sigma \quad (7)$$

式中: σ 为与噪声水平相关的参数。

这样,问题转化为一个凸优化问题,可以通过线性规划方法求解。正交匹配追踪(OMP)算法是较为常用的一种重构算法,它的原理是将求解稀疏向量 \mathbf{S} 的问题转化为求解传感矩阵中参与组合过程的列的问题^[14]。OMP 保证了每次迭代的最优性,只要采样个数够多,它可以以较高的概率准确地重构信号^[15]。

但是 OMP 的重构迭代搜索次数与稀疏度 G 相关,即需要已知稀疏度。在本文的应用中,稀疏

度为目标信号的数量 G 。而定位问题针对的是未知目标源,既不知道目标位置,也不知道目标个数。本文提出对 OMP 算法进行改进,使其适用于目标数量未知的定位:设定以背景信号为阈值的迭代搜索终止条件。每次搜索使 $\mathbf{B}\mathbf{S}$ 最接近 \mathbf{X} 的单位稀疏阵,即 $\mathbf{X} - \mathbf{B}\mathbf{S}$ 最小的 l 稀疏阵,用 \mathbf{X} 减 $\mathbf{B}\mathbf{S}$,得残差 \mathbf{X}' ,依次迭代搜索直到达到终止搜索条件即残差等于设定的背景信号阈值时。这时所有存在的目标就可以被搜索出,因此可以终止搜索。

2 仿真实验

依据第 1 节的系统理论模型,本文进行了仿真实验。设被测区域与第一阵元角度、距离分别为 $\{-90^\circ, 90^\circ\}$ 、 $\{0.5 \text{ m}, 4.0 \text{ m}\}$ 。被测目标频率为 300 MHz,个数为 1,角度相对于第一阵元为 10° ,距离为 1.75 m,噪声设置为高斯白噪声,信噪比为 20 dB。假设全向天线沿直线匀速运动,每隔距离 $d = 0.5\lambda$ 停下进行采样, λ 为波长,停留次数即虚拟阵元个数为 20,阵元间天线运动时间 $t_0 = 5 \text{ s}$,每个虚拟阵元处的采样快拍数为 10,采样时间间隔 $t_s = 1 \text{ s}$,利用 MUSIC 算法得到的定位结果如图 3 所示。

从仿真结果可以看到,对于目标的角度定位准确,表明运动虚拟阵列定位方法的系统模型构建正确。

将被测区域按 5° 的精度将被测区域与第一阵元的角度划分成 36 份,即 $N_\theta = 36$;按 0.25 m 的精度将被测区域与第一阵元的距离划分为 15 份,即 $N_r = 15$, $N = N_\theta N_r = 540$ 。假设已知存在一个目标信号,即向量的稀疏度 G 为 1。设全向天线沿直线匀速运动不驻停,其余条件不变。因为阵元间天线运动时间 $t_0 = 5 \text{ s}$,采样时间间隔 $t_s = 1 \text{ s}$,天

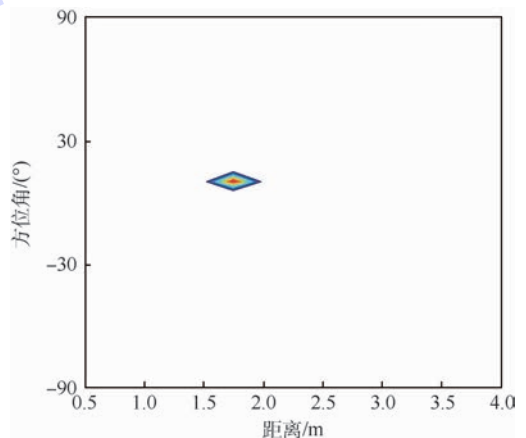


图 3 MUSIC 算法定位结果

Fig. 3 Location result of MUSIC algorithm

线运动匀速不驻停,因此每隔5个采样结果取1个即为虚拟阵元位置处采样结果。利用压缩感知结合OMP算法得到的定位结果如图4所示。

从仿真结果可以看出,同MUSIC算法一样,此算法也可以较好地定位目标源的角度,但是它并没有在每个阵元处驻停并多次采样,相当于在每个虚拟阵列上只进行一次测量,消除了式(1)中由采样延迟时间因素造成的相位误差,且所需数据量远远小于MUSIC算法。

将被测区域的目标信号个数改为3个,角度与距离相对于第一阵元分别为 $\{-10^\circ, 10^\circ, 35^\circ\}$ 、 $\{2.25\text{ m}, 1.75\text{ m}, 3.00\text{ m}\}$ 。假设目标信号个数未知,其余条件不变。利用压缩感知结合本文改进后的信号重构方法得到的定位结果如图5所示。

从仿真结果可以看出,利用改进后的信号重构方法可以较准确地估计目标信号个数与位置。

根据压缩感知理论,对于固定稀疏度 G 的 N 维离散信号 S ,测量节点数量 $M \geq \text{Glb}\left(\frac{N}{G}\right)$ 时,可以以极大概率恢复稀疏向量。本文在不同的

节点数量设置下进行多次仿真实验,统计其成功概率。

设一次实验中成功估计信号源个数以及信号角度估计偏差小于设置阈值时即为本次实验成功。定位成功率为实验成功次数占总实验次数的比例,即

$$P = \sum_{i=1}^T S_i / W \quad (8)$$

其中:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \hat{\theta} - \theta \leq u, \hat{r} - r \leq v \text{ 且 } G_i = G \\ 0 & \hat{\theta} - \theta > u, \hat{r} - r \leq v \text{ 或 } G_i \neq G \end{cases} \quad (9)$$

式中: S_i 的值表示在某节点数量条件下1次实验中是否能成功定位; $\hat{\theta}$ 为此次定位所得的目标与第一阵元的角度; u 为定位角度偏差阈值,设 $u = 5^\circ$; \hat{r} 为此次定位所得的目标与第一阵元距离; v 为定位距离偏差阈值,设 $v = 0.25\text{ m}$; G_i 为此次定位所得目标源个数; W 为实验次数,设 W 为100次。

从图6所示结果可知,在此实验中当测量节点数大于一定数量时,本文方法的定位估计成功率较高,可以很好地完成近场定位功能。经过仿真实验可以看出本文方法符合理论推导,具有可行性。

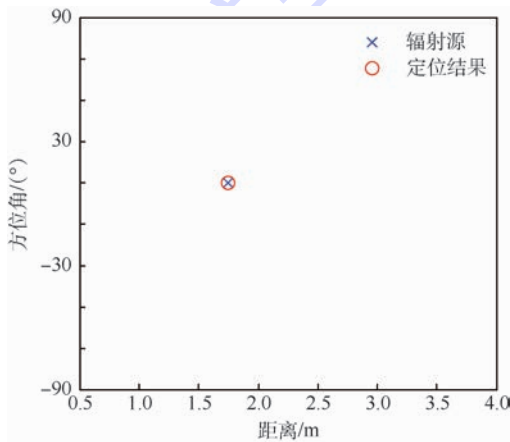


图4 压缩感知算法定位结果

Fig. 4 Location result of compressive sensing algorithm

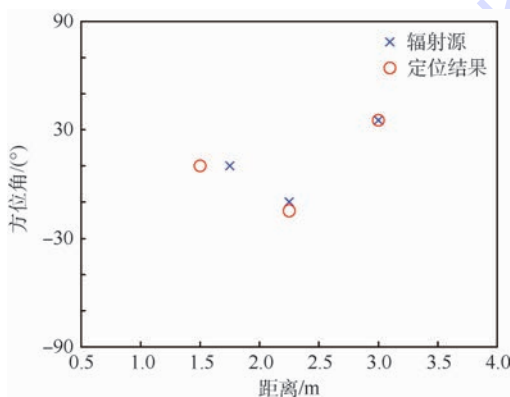


图5 信号源数目未知时的定位结果

Fig. 5 Location results when number of sources is unknown

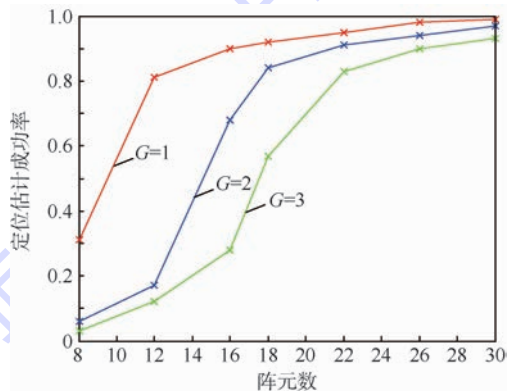


图6 不同目标源数量在不同虚拟阵元数下的定位成功率

Fig. 6 Location success rate of different source quantity under different amount of virtual array elements

3 系统设计与实验

为了使该定位系统能够应用于实际测试,本文设计了信号接收控制分系统,实现了近场定位系统中对空间信号源的接收。通过对信号接收控制分系统硬件构成以及软件部分的设计与研究,搭建了能够使近场定位系统正常运转的控制系統,满足了定位系统结构简单的需求,同时实现了设备稳定、自动化的接收。

控制系统分为 3 个部分:总体控制模块、信号接收模块以及天线运动模块,如图 7 所示。



图 7 控制系统模块图

Fig. 7 Control system module diagram

控制系统由总体控制模块发出指令,控制天线运动模块运作;将天线沿直线导轨运动到虚拟阵元处后,总体控制模块向信号接收模块发出指令,使得信号接收模块开始对空间辐射信号源进行采样;利用 MUSIC 算法时,当采样数据的数量达到要求,信号接收模块将数据传输至总体控制模块进行存储。此时总体控制模块将会判断天线是否运动并停留次数到达所需阵元数;若否,则继续控制天线运动以及进行信号接收;若是,则测试结束。利用压缩感知算法时,信号接收模块持续采样并将数据传输储存。

利用设计搭建的信号接收控制分系统进行实际测试。被测区域为 $\{-45^\circ, 45^\circ\}$, $\{0.25\text{ m}, 3\text{ m}\}$ 。被测目标频率为 900 MHz, 个数为 1, 信号功率为 $-10\text{ dB}\cdot\text{m}$, 角度相对于第一阵元为 30° 。距离 r 为 1.25 m。信噪比为 20 dB, 虚拟阵元距离 $d=0.5\lambda$ 。控制全向天线沿直线匀速运动, 速度为 10 m/min, 阵元间天线运动时间 $t_0=1\text{ s}$, 采样时间间隔 $t_s=1\text{ s}$, 每处虚拟阵元处采样 10 次。并将被测区域与第一阵元距离角度以测量精度 5° 划分为 18 份, 与第一阵元距离以测量精度 0.25 m 划分为 11 份。分别利用 MUSIC 算法以及本文改进后的压缩感知算法在不同的虚拟阵元数 $M=5, 10, 12, 16, 20, 24, 28$ 条件下进行多次定位实验, 每个 M 值下各实验 $W=20$ 次。定义定位误差公式为

$$e = \sqrt{\frac{1}{W} \sum_{w=1}^W (\hat{s}_w - s)^2} \quad (10)$$

式中: \hat{s}_w 为一次实验得到的源的位置; s 为源的实际位置。对比 MUSIC 算法与本文改进后的压缩感知算法定位的误差, 如图 8 所示。

通过实验及误差统计可以看出, 本文提出的基于单天线运动虚拟阵列的近场定位系统在实际实验中, 当测量节点达到一定数量时, 可以较好地完成定位。且本文提出的利用信号稀疏性来估计未知信号位置的方法较 MUSIC 算法相比具有更少的延迟因素, 且所需采样数据大大减小。在实

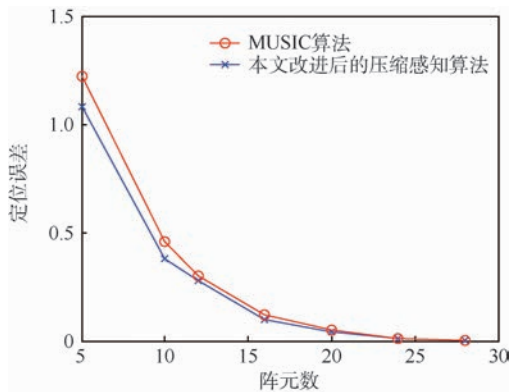


图 8 不同算方法下的定位误差

Fig. 8 Location error of different algorithms

验中, 同样阵元数的情况下, 本文所需采样数据仅为 MUSIC 算法的 1/10。

4 结 论

1) 本文提出了一种单天线运动合成阵列的近场辐射源定位方法, 可以估计未知信号源的数量并定位。

2) 本文提出方法与常用的 MUSIC 算法相比, 在保证定位精度的同时, 极大减少了采样数据, 以及采样时间可能带来的误差。

3) 经过设计搭建定位系统, 在实际环境下多次实验, 结果表明本文设计的系统具备近场定位能力, 对于近场条件下的电磁辐射干扰源检测定位具有一定的参考意义及实用价值。

参考文献 (References)

- [1] 刘尚合, 孙国至. 复杂电磁环境内涵及效应分析[J]. 装备指挥技术学院学报, 2008, 19(1): 1-5.
LIU S H, SUN G Z. Analysis of the concept and effects of complex electromagnetic environment[J]. Journal of the Academy of Equipment Command & Technology, 2008, 19(1): 1-5 (in Chinese).
- [2] CERRI G, DE L R, DELLA N L, et al. Fault location on shielded cables: Electromagnetic modelling and improved measurement data processing[J]. IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology, 2005, 152(5): 217-226.
- [3] KODALI V P. 工程电磁兼容: 原理、测试、技术工艺及计算机模型[M]. 陈淑凤, 高攸纲, 苏东林, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2006: 156-162.
KODALI V P. Engineering electromagnetic compatibility: Principles, measurements, technologies, and computer models[M]. CHEN S F, GAO Y G, SU D L, et al, translated. Beijing: People's Posts and Telecommunications Publishing House, 2006: 156-162 (in Chinese).
- [4] 贾翠霞. 电子信息系统电磁兼容性测试研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2005(2): 33-36.

- JIA C X. Research on electromagnetic compatibility testing of electronic information system[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2005 (2): 33-36 (in Chinese).
- [5] MICHEL M. 电磁干扰排查及故障解决的电磁兼容技术[M]. 刘萍, 魏东兴, 藏瑞华, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2002: 27-30.
- MICHEL M. Electromagnetic interference and electromagnetic compatibility technology troubleshooting[M]. LIU P, WEI D X, ZANG R H, et al, translated. Beijing: Mechanical Industry Publishing House, 2002: 27-30 (in Chinese).
- [6] MARTINEZ-LORENZO J A, RAPPAPORT C M, QUIVIRA F. Physical limitations on detecting tunnels using underground-focusing spotlight synthetic aperture radar[J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2011, 49(1): 65-70.
- [7] 陈少刚, 谢树果, 叶知秋. 单通道阵列近场信源定位方法研究[C]//第十二届全国电波传播学术讨论年会. 新乡: 中国电子学会, 2013, 28: 404-407.
- CHEN S G, XIE S G, YE Z Q. Research on near field source localization for single channel array[C]//12th Chinese National Symposium on Radio Propagation. Xinxiang: Chinese Institute of Electronics, 2013, 28: 404-407 (in Chinese).
- [8] MARTINEZ-LORENZO J A, QUIVIRA F, RAPPAPORT C M. SAR imaging of suicide bombers wearing concealed explosive threats[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012, 125(1): 255-272.
- [9] ZENG X Y, XIE S G, HAO X C, et al. A near-field radiation source localization method based on passive synthetic arrays using single channel receiver[C]//10th Academic Forum for Graduate Students at Beihang University. Beijing: Beihang University, 2014.
- [10] 蔡晶晶, 鲍丹, 李鹏, 等. 强约束优化降维 MUSIC 二维 DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2014(5): 1113-1118.
- CAI J J, BAO D, LI P, et al. Two-dimensional DOA Estimation using reduced-dimensional MUSIC algorithm with strong-constraint optimization[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014(5): 1113-1118 (in Chinese).
- [11] BI D, XIE Y, LI X, et al. A sparsity basis selection method for compressed sensing[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(10): 1738-1742.
- [12] 李坤, 马彩文, 李艳, 等. 压缩感知重构算法综述[J]. 红外与激光工程, 2013, 42(S01): 225-232.
- LI K, MA C W, LI Y, et al. Survey on reconstruction algorithm based on compressive sensing[J]. Infrared and Laser Engineering, 2013, 42(S01): 225-232 (in Chinese).
- [13] CANDES E K, TAO T. Decoding by linear programming[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(12): 4203-4215.
- [14] TROPP J A, GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(12): 4655-4666.
- [15] 白凌云, 梁志毅, 徐志军. 基于压缩感知信号重建的自适应正交多匹配追踪算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(11): 4060-4063.
- BAI L Y, LIANG Z Y, XU Z J. Adaptive orthogonal multi matching pursuit algorithm for signal reconstruction based on compressive sensing[J]. Application Research of Computers, 2011, 28(11): 4060-4063 (in Chinese).

作者简介:

谷晓鹏 男, 博士研究生。主要研究方向: 电磁兼容、频谱管理、信号源定位。

谢树果 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 电波传播、天线及雷达信号处理、复杂系统电磁兼容预设计与评估、电磁兼容测试。

郝旭春 女, 博士研究生。主要研究方向: 电磁兼容、无线电测向。

Location method of near distance electromagnetic radiation source based on compressive sensing

GU Xiaopeng, XIE Shuguo^{*}, HAO Xuchun

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

Abstract: A locating method of near distance electromagnetic radiation source is proposed in this paper. To avoid the disadvantages of complexity, high hardware cost and large volume of the conventional multi-channel array system, a single antenna motion virtual array system is proposed to realize the function of the near-field location. On the basis, the sparsity of the radiation source in the spatial position of the measured area is proposed. The number and position of the radiation sources are reconstructed with less sampling data by using the non-stop motion sampling and the compressive sensing method. The sampling data quantity is reduced under the premise of ensuring the location accuracy, and the error effect caused by the time delay of the multiple sampling in every array element is eliminated. The feasibility of the method is verified by simulation. Then the system is designed for the actual test and good results have been achieved in the experiment.

Keywords: electromagnetic interference; fault location; near-field; virtual array; compressive sensing

Received: 2016-01-21; **Accepted:** 2016-03-11; **Published online:** 2016-06-29 09:05

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160629.0905.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61271045,61427803)

*** Corresponding author.** E-mail: sgx888@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0076

翼型湍流尾缘噪声半经验预测公式改进



柏宝红, 李晓东*

(北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083)

摘 要: 改进了传统的翼型湍流边界层尾缘噪声 BPM 半经验预测公式。传统的 BPM 半经验湍流边界层尾缘噪声预测公式对高攻角和厚翼型在高频范围的预测结果大于实验结果,通过分析比较传统 BPM 半经验预测公式和 Howe 翼型尾缘噪声理论模型发现:这主要是由于传统 BPM 半经验预测公式对压力面声源噪声辐射高估引起的。因此将压力面声源噪声辐射与吸力面声源噪声辐射的幅值比由原来的边界层位移厚度一次方比值改进为二次方比值,进而得到了改进后的 BPM 半经验预测公式;使用改进后的 BPM 半经验预测公式对 NACA0012 翼型在不同来流不同攻角下的噪声辐射进行了预测比较,发现对于 NACA0012 翼型,改进后的 BPM 半经验预测公式具有较高精度;另外也预测了较厚的风力机翼型 DU-96-W-180,预测结果明显改善。

关键词: 湍流边界层;翼型尾缘噪声;噪声预测;半经验公式;噪声辐射

中图分类号: V211

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0086-07

尾缘噪声^[1]是由于翼型湍流边界层与翼型尾缘之间的相互作用而产生。尾缘噪声广泛存在于工业工程应用领域,如航空发动机风扇叶片^[2]和出口导叶^[3]产生的尾缘噪声是飞机噪声重要组成部分。同时,尾缘噪声也是飞机机体噪声^[4]和风力机噪声^[5]的重要声源。因此,发展尾缘噪声预测方法对于低噪声设计具有重要意义。

在尾缘噪声的理论研究方面, Powell^[6]认为尾缘上游壁面边界层中的湍流是尾缘噪声的主要声源。Ffowcs Williams 和 Hall^[7]认为尾缘噪声是由于翼型尾缘对流场中的四极子噪声源声散射引起的,因此假设声源为四极子声源,通过求解半平面格林函数获得了 Lighthill 理论^[8-9]下的半无限长、零厚度平板尾缘噪声模型,并发现了尾缘噪声的五次方速度率规律。Hayden^[10]将尾缘噪声模

化为尾缘附近的偶极子声源。Chase^[11]和 Chandiramani^[12]认为尾缘噪声是流体压力波动被尾缘声散射造成的。Crighton^[13]将尾缘噪声模化成一系列涡流过半无限长平板边缘,同样得到了相应的理论预测模型。Amiet^[14]直接把远声场压力与翼型尾缘上游处的壁面气动压力相关联,也获得了预测模型。Howe^[15]通过求解有限弦长格林函数得到了低马赫数下的尾缘噪声模型。为了考虑叶片前缘的散射影响, Roger 和 Moreau^[16]通过对 Amiet^[14]辐射积分参数修正,得到了低马赫数的尾缘噪声模型,发现翼型前缘只对很低频率的噪声具有影响。

由于理论方法包含大量假设,适应范围较窄,很难用于复杂几何翼型和复杂流场。因此近年来各种数值预测方法逐渐受到关注。数值预测方法大致可分为基于非定常流场和基于平均流场的预

收稿日期: 2016-01-21; 录用日期: 2016-03-11; 网络出版时间: 2016-03-17 15:10

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160317.1510.001.html

基金项目: 国家“973”计划(2012CB720202); 国家自然科学基金(51476005)

* 通讯作者: E-mail: lixd@buaa.edu.cn

引用格式: 柏宝红, 李晓东. 翼型湍流尾缘噪声半经验预测公式改进[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 86-92.

BAI B H, LI X D. Improvement of airfoil turbulent trailing-edge noise semi-empirical prediction formulation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 86-92 (in Chinese).

测方法 2 类。Wang 和 Parviz^[17] 使用大涡模拟 (LES) 求解了非对称升力体的非定常流场, 然后使用 Ffowcs Williams 和 Hall^[7] 的尾缘噪声积分方程预测了尾缘噪声。由于非定常流场计算耗时, 近年来基于平均流场的预测方法逐渐成为研究热点。Ewert 等^[18] 使用平均流场生成随机噪声源, 进而使用声波动方程数值模拟噪声在平均流场中的声传播, 得到了不错的预测结果。Kamruzzaman 等^[19] 首先使用平均流场模化翼型尾缘附近壁面压力波数频率谱, 进而使用散射理论预测远场噪声。Albarracin 等^[20] 也开展了基于平均流场的尾缘噪声预测研究工作, 首先使用平均流场对尾缘处的 Lighthill 应力张量进行声源模化, 再结合 Ffowcs Williams 和 Hall^[7] 的噪声积分方程预测了尾缘噪声。笔者课题组^[21] 也发展了一种基于平均流场的翼型尾缘预测方法。

近年来, 数值模拟方法越来越广泛, 但是数值模拟方法都需要较长的计算时间, 这种方法适用于详细设计阶段, 对于要求时间短的早期概念设计不适用; 然而半经验预测方法计算时间很短, 是工程广泛使用的预测手段。Fink^[22] 在大量实验结果相关分析基础上, 给出了预测叶片尾缘噪声的半经验公式。Glegg 等^[23] 通过对风力机宽频噪声测量, 也提出了风力机宽频噪声的半经验预测方法。Brooks 等^[1] 系统地测量了 NACA0012 翼型在不同攻角、不同来流速度以及不同弦长下的边界层流动参数和尾缘噪声, 并建立了 BPM 半经验预测公式。该半经验预测公式 BPM 在工程中得到了广泛应用, 并被集成到了风力机噪声预测软件 NAFNoise 中^[24]。在 NAFNoise 软件^[24] 中, 边界层参数使用 XFOIL 进行计算, 而不是使用 Brooks 等^[1] 的边界层位移厚度的经验模型, 使得 BPM 公式对峰值频率预测更加准确。

虽然半经验预测方法是基于实验数据得到的, 但近年来基于物理机制的半经验预测方法^[25-27] 发展迅速, 而且精度较高, 速度很快。

大多数的翼型尾缘噪声半经验预测模型中都采用两声源模型, 即压力面声源和吸力面声源, 而且这 2 个声源不相关^[1]。Heller 和 Dobrzynski^[28] 的测量实验结果揭示翼型吸力面边界层对噪声辐射更重要。BPM 半经验预测公式也显示吸力面声源是翼型尾缘噪声的主要声源。由于从实验结果中不能直接分离出吸力面声源辐射噪声和压力面声源辐射噪声, 因此如何衡量压力面声源的辐射贡献就是个难题。

Brooks 等^[1] 的半经验预测结果表明: 当攻角较大时, 或者对于较厚的风力机翼型, BPM 半经验预测公式往往高估高频频谱^[21]。因此本文将首先分析 BPM 半经验预测公式高估高频频谱的原因, 进而对传统的翼型湍流边界层尾缘噪声 BPM 半经验预测公式进行了改进。

1 BPM 半经验预测公式的分析与改进

传统的 BPM 方法假设翼型尾缘噪声由不相干的压力面声源和吸力面声源共同产生^[1]。因而总的声压级可以表示为

$$\text{SPL}_{\text{TOT}} = 10 \lg(10^{\text{SPL}_s/10} + 10^{\text{SPL}_p/10}) \quad (1)$$

式中: SPL_s 和 SPL_p 分别为吸力面和压力面声源辐射产生的声压级。

Brooks 等^[1] 根据 Ffowcs Williams 和 Hall^[7] 的模型对尾缘噪声实验数据进行归一化处理, 得到吸力面噪声源产生的声压级预测公式为

$$\text{SPL}_s = 10 \lg\left(\frac{\delta_s^* Ma^5 LD}{r^2}\right) + A\left(\frac{St_s}{St_1}\right) + (K - 3) \quad (2)$$

式中: r 为声辐射距离; Ma 为来流马赫数; δ_s^* 和 L 分别为吸力面尾缘处的边界层位移厚度和翼展长度; D 为指向性函数; 函数 $A(\cdot)$ 为频谱函数, 其自变量 $St_s = f\delta_s^*/U_\infty$ 为以吸力面尾缘处的边界层位移厚度为参考长度的斯特劳哈数, f 为频率, U_∞ 为远前方来流速度; St_1 为吸力面声辐射频谱的峰值无量纲频率; K 为幅值修正函数。

同样的, 压力面噪声源产生的远场声压级预测公式为

$$\text{SPL}_p = 10 \lg\left(\frac{\delta_p^* Ma^5 LD}{r^2}\right) + A\left(\frac{St_p}{St_1}\right) + (K - 3) + \Delta K \quad (3)$$

式中: δ_p^* 为压力面尾缘处的边界层位移厚度; $St_p = f\delta_p^*/U_\infty$ 为以压力面尾缘处的边界层位移厚度为参考长度的斯特劳哈数; ΔK 为压力面相对于吸力面的声压贡献, 其具体表达式为

$$\Delta K = \begin{cases} \alpha(1.43 \lg(Re_{\delta_p^*}) - 5.29) & Re_{\delta_p^*} \leq 5000 \\ 0 & Re_{\delta_p^*} > 5000 \end{cases} \quad (4)$$

式中: α 为来流攻角; $Re_{\delta_p^*}$ 为以压力面尾缘边界层位移厚度 δ_p^* 为参考长度的雷诺数。

为了更清楚地衡量压力面声源噪声辐射贡献与吸力面声源噪声辐射贡献之比, 将声压级转化为声功率, 可以得到吸力面和压力面声功率之比为

$$\frac{\Pi_p}{\Pi_s} = 10^{\frac{\Delta K}{10}} \frac{\delta_p^*}{\delta_s^*} \quad (5)$$

式中： Π_p 和 Π_s 分别为压力面和吸力面的声功率。

将式(4)代入式(5)可以看出

$$\frac{\Pi_p}{\Pi_s} = \begin{cases} \frac{\delta_p^*}{\delta_s^*} \left(\frac{U_\infty \delta_p^*}{v} \right)^{0.143\alpha} 10^{-0.529\alpha} & Re_{\delta_p^*} \leq 5000 \\ \frac{\delta_p^*}{\delta_s^*} & Re_{\delta_p^*} > 5000 \end{cases} \quad (6)$$

式中： v 为空气的运动黏性系数。

从式(6)可以看出,压力面的声压贡献取决于基于压力面位移厚度的雷诺数以及攻角。当雷诺数 $Re_{\delta_p^*} > 5000$ 时,压力面声源与吸力面声源的声功率之比正比于压力面与吸力面的边界层位移厚度之比。

由于 Ffowcs Williams 和 Hall^[7] 的翼型尾缘噪声模型没有对尾缘处的压力波动详细描述,不能反映压力面声源与吸力面声源声功率差异,因为压力面声源和吸力面声源的辐射贡献主要取决于声源强度。因此,Howe^[29-30] 采用声散射理论对尾缘噪声进行了深入分析,得到的翼型尾缘噪声理论模型为

$$\Pi(x, \omega) = (\rho_\infty u_*^2)^2 \frac{C_m}{\pi} \cdot \frac{L}{c} \left(\frac{\delta^*}{r} \right)^2 DF(\omega) \quad (7)$$

式中： ρ_∞ 为远场密度； u_* 为尾缘处的边界层摩擦速度； c 为声速； $F(\omega)$ 为无量纲频谱函数； C_m 为经验系数。

Howe^[29-30] 的理论模型采用了 Chase^[31] 的壁面压力波动频率波数谱描述流场,在高频范围具有较高精度的预测结果,但是该模型的频谱函数 $F(\omega)$ 需要尾缘边界层的湍流信息来确定,比如峰值频率的确定。为了获得该理论模型需要的边界层湍流信息,目前往往使用 CFD 方法模拟平均流场,进而计算边界层湍流信息,而平均流场计算往往需要较长时间。

从式(7)可以看出在 Howe^[29-30] 的理论模型中,不论压力面声源还是吸力面声源的声功率都与相应面的边界层位移厚度的平方成正比,因此压力面声源与吸力面声源的声功率之比为

$$\frac{\Pi_p}{\Pi_s} = \left(\frac{\delta_p^*}{\delta_s^*} \right)^2 \quad (8)$$

通过比较式(8)和式(6)可以发现:2种尾缘噪声模型对于压力面和吸力面声源的声功率之比不一致;相比于 BPM 半经验预测公式,Howe^[29-30] 尾缘噪声模型中压力面声源噪声辐射要小。

由于高频噪声主要来自于压力面噪声源贡献,基于上述分析,笔者认为:BPM 半经验预测公式对翼型湍流边界层尾缘噪声在高频范围常常高估是由于 BPM 高估了压力面噪声源的声压贡献。

为了提高 BPM 半经验预测公式在高频范围的预测精度,笔者根据 Howe^[29-30] 理论模型对 BPM 半经验预测公式进行了如下改进,将传统 BPM 半经验预测公式中的压力面声源噪声辐射与吸力面声源噪声辐射之比由原来的与边界层位移厚度一次方成正比改进为与边界层位移厚度的二次方成正比,就可以得到新的压力面声源噪声辐射贡献参数为

$$\Delta K = 10 \lg \left(\frac{\delta_p^*}{\delta_s^*} \right)^2 \quad (9)$$

将式(9)代替式(4)代入式(3)就可以得到改进后的 BPM 半经验预测公式。

2 半经验预测公式验证

2.1 计算工况及网格

本文选择第三届机体噪声标准算例 1^[32] 中的翼型湍流边界层尾缘宽频噪声问题进行验证。表 1 列出了 5 种计算工况,前 4 种工况对应的翼型为 NACA0012 翼型,第 5 种工况对应的翼型为较厚的风力机翼型 DU-96-W-180。工况 1、工况 2 和工况 3,雷诺数 Re 一致,攻角 α 不同。工况 4 与工况 1,攻角一致,来流速度 U_∞ 不同。

表 1 计算工况

Table 1 Computation cases

工况	翼型	$U_\infty / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	$Re/10^6$	$\alpha / (^\circ)$
1	NACA0012	56.0	1.5	0
2	NACA0012	54.8	1.5	4
3	NACA0012	53.0	1.5	6
4	NACA0012	37.7	1.0	0
5	DU-96-W-180	60.0	1.1	4

本文采用开源计算流体力学软件 OpenFOAM 模拟这 5 种工况的平均流场。由于这 5 种工况的来流速度都较低,可压性可以忽略,因此使用不可压求解器,湍流模型选择 SST (Shear Stress Transport) 两方程模型。

本文采用的计算网格、计算边界条件设置,以及平均流场计算结果参见文献[21]。

2.2 翼型边界层参数计算及对比

传统的翼型湍流边界层尾缘噪声 BPM 半经验预测公式以及改进后的 BPM 半经验预测公式都需要翼型尾缘处的压力面和吸力面边界层位

移厚度作为输入参数^[1],因为边界层位移厚度决定着频谱的峰值频率。因此首先对边界层位移厚度参数进行计算和对比,确保边界层位移厚度参数具有较高精度。

图 1 给出了工况 1、工况 2 和工况 3 的翼型尾缘吸力面和压力面边界层位移厚度随攻角的变化关系以及对比结果。图中不仅给出了本文计算的边界层位移厚度,而且也给出了另外 3 个研究机构(德国宇航局 DLR、斯图加特大学 IAG 和丹麦理工大学 DTU)的计算结果^[33],另外也给出了 Brooks 等^[1]的半经验预测公式得到的边界层位移厚度公式。图 1(a)给出了吸力面边界层位移厚度与攻角的关系,可以看出,随着攻角的增加,位移厚度增加,这主要是由于攻角增加导致翼型尾缘吸力面边界层变厚引起的。从图 1(b)可以看出,随着攻角的增加,压力面边界层位移厚度减小,这是由于攻角增加导致翼型尾缘压力面的边界层厚度变薄导致的。从图 1 对比可以看出不论压力面和吸力面边界层,计算结果都比 Brooks 等^[1]的半经验预测值小;这主要是因为 Brooks 等^[1]实验测试时给翼型前缘安装了湍流诱导装置,导致实验测量得到的边界层变厚。而不同研究机构计算得到的边界层位移厚度基本一致。

图 2 给出了翼型尾缘吸力面和压力面边界层动量厚度(θ_s 和 θ_p)随攻角的变化关系。从图 2(a)可以看出,随着攻角增加,翼型尾缘吸力面边界层动量厚度随攻角增加而增加,这主要是由于吸力面边界层随攻角变厚引起的;从图 2(b)可以看出,随着攻角增加,翼型尾缘压力面边界层动量厚度随攻角增加而减小,这主要是由于压力面边界层随攻角变薄引起的;还可以看出不论压力面和吸力面边界层动量厚度,计算结果都比 Brooks 等^[1]的半经验预测值小;这主要是因为 Brooks 等^[1]实验测试时给翼型前缘安装了湍流诱导装置,导致实验测量得到的边界层变厚。

图 3 给出了当攻角 $\alpha = 0$ 时,翼型尾缘边界层位移厚度 δ_0^* 和动量厚度 θ_0 随雷诺数的变化关系。可以看出随着雷诺数增大,不论位移厚度还是动量厚度都变小了,这主要是因为当来流速度增大后,翼型尾缘边界层厚度减小导致的。还可以看出不同研究机构计算得到的边界层厚度参数基本一致,但都比 Brooks 等^[1]的半经验预测值小;这主要是因为 Brooks 等^[1]实验测试时给翼型前缘安装了湍流诱导装置,导致实验测量得到的边界层变厚。

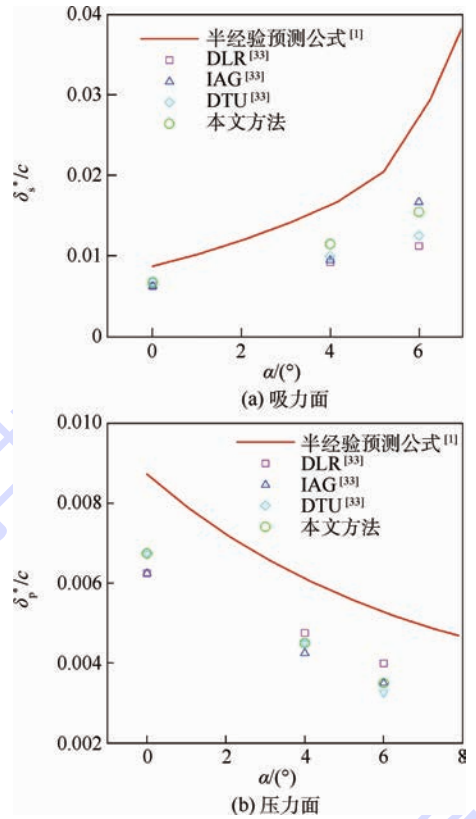


图 1 边界层位移厚度随攻角的变化

Fig. 1 Variation of boundary displacement thickness with angle of attack

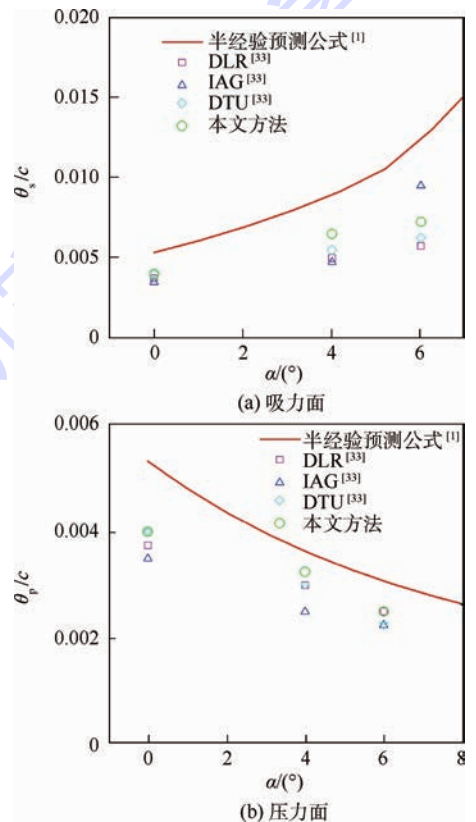


图 2 边界层动量厚度随攻角的变化

Fig. 2 Variation of boundary momentum thickness with angle of attack

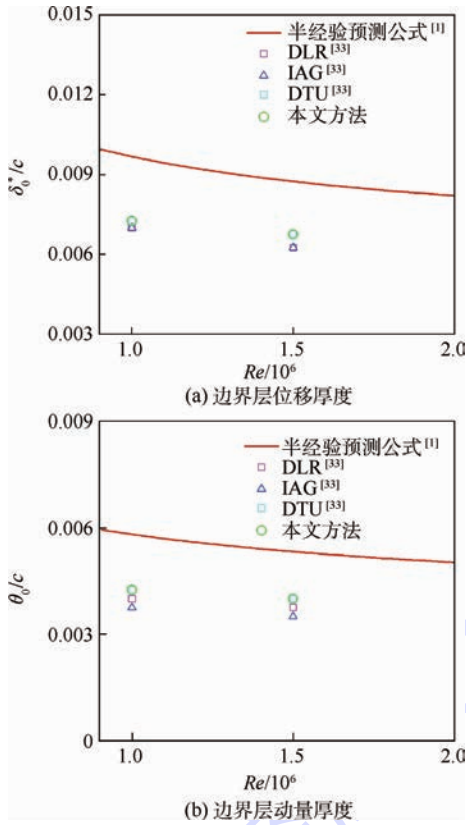


图3 攻角为0时边界层厚度随雷诺数的变化

Fig.3 Variation of boundary thickness with Reynolds number when angle of attack equals to zero

2.3 远场噪声半经验预测

为了预测翼型尾缘噪声的远场频谱,本文观察者的位置选择与尾缘噪声标准算例^[32]中一致,观察者位于翼型尾缘正下方,距离翼型尾缘 $r = 1$ m。

图4(a)给出了工况1的远场噪声预测结果对比, $SPL_{1/3}$ 为远场的噪声声压级。从给出的改进后的预测结果和没有改进的BPM预测结果可以看出,当攻角为0时,改进后的预测频谱与没有改进的预测频谱几乎一致,这主要是因为压力面和吸力面的噪声贡献一致,而且2种方法预测的结果与实验结果符合很好。当攻角从0增加到 4° 时,图4(b)给出了工况2的预测频谱对比。从对比可以看出,改进后的预测频谱相比于没有改进的预测频谱,在中高频改进很多。图4(c)给出了攻角为 6° 时工况3的预测频谱对比。可以看出没有改进的频谱在高频的预测结果明显大于实验结果,而改进后的预测结果改进很多,与实验结果符合很好。图4(d)给出了工况4的预测频谱对比,由于工况4的攻角为0,因此两者预测结果基本一致,与实验结果也吻合很好。图4(e)给出了风力机翼型的尾缘噪声预测结果对比。可以看出没有改进的BPM预测结果在高频远远大于实

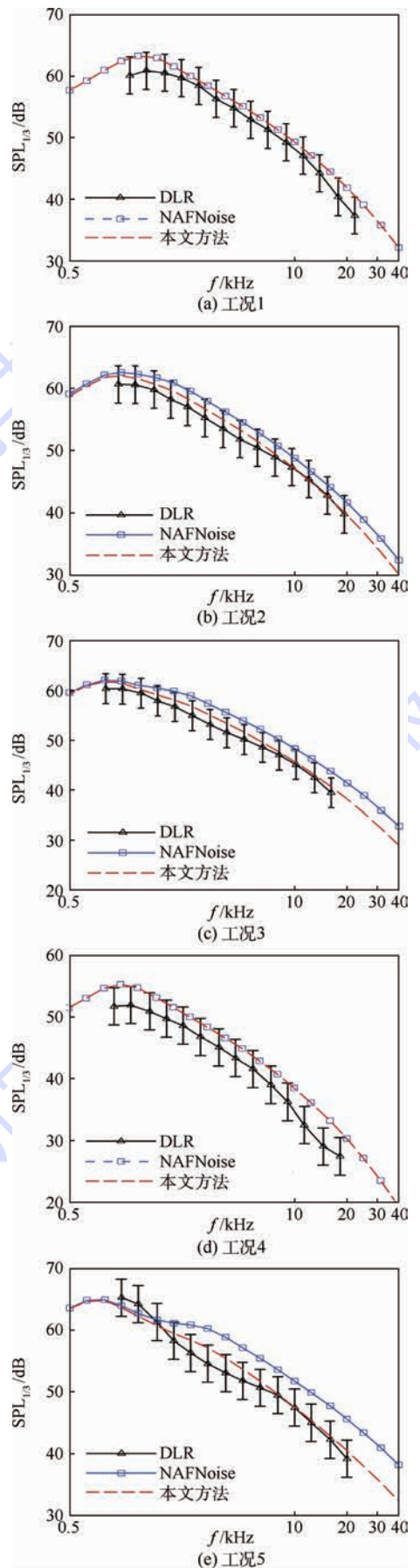


图4 工况1~工况5的噪声预测对比

Fig.4 Comparison of noise prediction for Case 1 - Case 5

验频谱,这主要是由于 BPM 高估了压力面声源的贡献。而改进后的 BPM 预测频谱在整个频率范围都在误差范围之内,与实验结果吻合很好。

3 结 论

1) 分析比较了传统 BPM 半经验预测公式与 Howe 尾缘噪声模型,发现传统 BPM 半经验预测公式在高频范围预测较大主要是由于传统 BPM 半经验预测公式高估了压力面声源噪声辐射。

2) 改进了传统 BPM 半经验预测公式中的压力面声源噪声辐射与吸力面声源噪声辐射之比。将原来的压力面声源与吸力面声源的声辐射贡献之比正比于边界层位移厚度之比改进为边界层位移厚度的二次方之比。

3) 使用改进后的 BPM 半经验预测公式对 NACA0012 翼型和风力机厚翼型 DU-96-W-180 进行了远场噪声预测,与实验结果对比发现:改进后的 BPM 半经验预测公式对不同翼型、不同攻角下都具有较高精度。

参考文献 (References)

- [1] BROOKS T F, POPE D S, MARCOLINI M A. Airfoil self-noise and prediction; NASA-RP-1218 [R]. Hampton, Virginia: NASA Langley Research Center, 1989.
- [2] YANNICK R, MOREAU S, MAUUEL H, et al. Fan trailing-edge noise prediction using RANS simulations; AIAA-2010-3720 [R]. Reston: AIAA, 2010.
- [3] ANA G S, TOM H, HOWARD H. Experimental investigation into trailing edge noise sources; AIAA-2006-2476 [R]. Reston: AIAA, 2006.
- [4] ROBERT G R, MILLER G, GUO Y P, et al. Airframe noise studies-review and future direction; NASA-CR-213767 [R]. Hampton, Virginia: NASA Langley Research Center, 2005.
- [5] WAGNER S, BAREIB R, GUIDATI G. Wind turbine noise [M]. Berlin: Springer, 1996: 67-80.
- [6] POWELL A. On the aerodynamic noise of a rigid flat plate moving at zero incidence [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1959, 31 (12): 1649-1653.
- [7] FLOWCS WILLIAMS J E, HALL L H. Aerodynamic sound generation by turbulent flow in the vicinity of a scattering half plane [J]. Journal of Fluid Mechanics, 1970, 40: 657-670.
- [8] LIGHTHILL M J. On sound generated aerodynamically: I. General theory [J]. Proceedings of the Royal Society of London, Series A: Mathematical and Physical Sciences, 1952, 211 (1107): 564-581.
- [9] LIGHTHILL M J. On sound generated aerodynamically: II. Turbulence as a source of sound [J]. Proceedings of the Royal Society of London, Series A: Mathematical and Physical Sciences, 1954, 222 (1148): 1-32.
- [10] HAYDEN R E. Noise from interaction of flow with rigid surfaces: A review of current status of prediction techniques; NASA CR-2126 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1972.
- [11] CHASE D M. Noise radiated from an edge in turbulent flow [J]. AIAA Journal, 1975, 13 (8): 1041-1047.
- [12] CHANDIRAMANI K L. Diffraction of evanescent waves with applications to aerodynamically scattered sound and radiation from un baffled plates [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1974, 55 (1): 19-29.
- [13] CRIGHTON D G. Radiation from vortex filament motion near a half-plane [J]. Journal of Fluid Mechanics, 1972, 51 (2): 357-362.
- [14] AMIET R K. Noise due to turbulent flow past a trailing edge [J]. Journal of Sound and Vibration, 1976, 47 (3): 387-393.
- [15] HOWE M S. Edge-source acoustic Green's function for an airfoil of arbitrary chord with application to trailing-edge noise [J]. Quarterly Journal of Mechanics and Applied Mathematics, 2001, 54 (1): 139-155.
- [16] ROGER M, MOREAU S. Broadband self-noise from loaded fan blades [J]. AIAA Journal, 2004, 42 (3): 536-544.
- [17] WANG M, PARVIZ M. Computation of trailing-edge flow and noise using large-eddy simulation [J]. AIAA Journal, 2000, 38 (12): 2201-2209.
- [18] EWERT R, APPEL C, DIERKE J, et al. RANS/CAA based prediction of NACA0012 broadband trailing edge noise and experimental Validation; AIAA-2009-3269 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [19] KAMRUZZAMAN M, LUTZ T, HERRIG A, et al. RANS based prediction of airfoil trailing edge far field noise: impact of isotropic and anisotropic Turbulence; AIAA-2008-2867 [R]. Reston: AIAA, 2008.
- [20] ALBARRACIN C A, DOOLAN C J, JONES R F, et al. A RANS-based statistical noise model for trailing edge noise; AIAA-2012-2181 [R]. Reston: AIAA, 2012.
- [21] 柏宝红, 李晓东. 一种基于平均流场的翼型尾缘宽频噪声预测方法 [J]. 航空动力学报, 2016, 31 (1): 115-123.
BAI B H, LI X D. A RANS-based prediction method for the airfoil broadband trailing edge noise [J]. Journal of Aerospace Power, 2016, 31 (1): 115-123 (in Chinese).
- [22] FINK M R. Experimental evaluation of theories for trailing edge and incidence fluctuation noise [J]. AIAA Journal, 1975, 13 (11): 1472-1477.
- [23] GLEGG S A L, BAXTER S M, GLENDENNING A G. The prediction of broadband noise from wind turbines [J]. Journal of Sound and Vibration, 1986, 118 (2): 217-239.
- [24] MORIARTY P. NAFNoise: A program for calculating 2d airfoil noise. Design code [EB/OL]. Golden, Colorado: National Wind Technology Center, 2003 [2016-03-17]. <https://nwtc.nrel.gov/NAFNoise>.
- [25] GUO Y P. Slat noise modeling and prediction [J]. Journal of Sound and Vibration, 2012, 331 (15): 3567-3586.
- [26] GUO Y P. A component-based model for aircraft landing gear noise prediction [J]. Journal of Sound and Vibration, 2008, 312 (4): 801-820.
- [27] GUO Y P. Flap side edge noise modeling and prediction [J]. Journal of Sound and Vibration, 2013, 332 (16): 3846-3868.

- [28] HELLER H H, DOBRZYNSKI W M. Unsteady surface pressure characteristic on aircraft components and far field radiated airframe noise[J]. *Journal of Aircraft*, 1978, 15(12): 809-815.
- [29] HOWE M S. Trailing edge noise at low Mach numbers[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1999, 225(2): 211-238.
- [30] HOWE M S. Trailing edge noise at low mach numbers, Part 2: Attached and separated edge flows[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2000, 234(5): 761-775.
- [31] CHASE D M. Modeling the wavevector-frequency spectrum of turbulent boundary layer wall pressure[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1980, 70(1): 29-67.
- [32] HERR M, BAHR C, KAMRUZZAMAN M. Workshop category 1: Trailing-edge noise[C] // *Proceedings of the AIAA/CEAS Third Workshop on Benchmark Problems for Airframe Noise Computations (BANC-III)*. Reston: AIAA, 2014.
- [33] HERR M, EWERT R, RAUTMANN C. Broadband trailing-edge noise predictions-overview of BANC-III results: AIAA-2015-2847[R]. Reston: AIAA, 2015.

作者简介:

柏宝红 男, 博士研究生。主要研究方向: 气动声学。

李晓东 男, 博士, 教授。主要研究方向: 气动声学、计算气动声学。

Improvement of airfoil turbulent trailing-edge noise semi-empirical prediction formulation

BAI Baohong, LI Xiaodong*

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

Abstract: The traditional BPM semi-empirical prediction airfoil turbulent boundary layer trailing edge noise was improved. The traditional BPM semi-empirical prediction formulation overpredicts the spectra in high frequency range at high angle of attack or for thick airfoil. It is found that it was mainly caused by the overestimation of the noise contribution from pressure side source through the analysis and comparison between the traditional BPM semi-empirical prediction formulation and Howe's trailing-edge noise theoretical model. Then the ratio of noise contribution from suction side and pressure side source is improved to the square power of boundary displacement thickness rather than the one power appeared in the traditional BPM semi-empirical prediction formulation. The improved BPM semi-empirical prediction formulation is employed in the airfoil turbulent boundary layer trailing-edge noise prediction, which shows that better results can be obtained from the improved BPM semi-empirical prediction formulation for NACA0012 airfoil at high angle of attack. The prediction for wind turbine airfoil DU-96-W-180 is improved significantly by improved BPM semi-empirical prediction formulation.

Keywords: turbulent boundary layer; airfoil trailing-edge noise; noise prediction; semi-empirical formulation; noise radiation

Received: 2016-01-21; Accepted: 2016-03-11; Published online: 2016-03-17 15:10

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160317.1510.001.html

Foundation items: National Basic Research Program of China (2012CB720202); National Natural Science Foundation of China (51476005)

* Corresponding author. E-mail: lixd@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0094



基于力的电动静液作动器阻抗控制

周国哲¹, 付永领^{1,*}, 齐海涛², 杨荣荣¹, 范殿梁³

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 工程训练中心, 北京 100083;
3. 公安部第一研究所 检测中心, 北京 100048)

摘 要: 阻抗控制作为一种柔顺控制方式,能够实现力与位置的协同控制,在作动系统需要与外部环境发生接触的应用中具有一定优势。在集成、高效的电动静液作动器(EHA)上实现基于力的阻抗控制具有良好的应用前景,其中核心问题是EHA力伺服控制器的设计。针对阻抗控制中外部负载特性不确定,EHA部分结构参数时变等问题,采用定量反馈理论(QFT)的方法对力伺服控制器进行设计。在对EHA数学模型及参数进行分析的基础上,通过QFT方法将被控对象的不确定范围与系统性能设计指标相结合,并以定量的方式在Nichols图上形成边界,在使标称对象的开环频率特性曲线满足各边界约束条件的同时完成力伺服控制器的设计。通过不同外部负载条件下的力伺服控制实验以及静、动态阻抗控制实验对EHA的力伺服控制器与阻抗控制系统进行了验证。实验结果表明:通过QFT方法设计得到的力伺服控制器对外部环境具有较强的鲁棒性,从而确保了EHA阻抗控制的成功实现。

关键词: 阻抗控制; 柔顺控制; 电动静液作动器(EHA); 力控制; 鲁棒控制

中图分类号: TH137

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0093-07

作动系统的阻抗控制作为一种柔顺控制方法最初由Hogan教授^[1]提出。该方法通过设定作动系统出力与位移的关系来调整系统的动力学特性,从而使作动器具有柔顺性。在作动器需要与外部环境发生接触的实际系统中,阻抗控制能够有效地实现力与位置的协同控制,还可避免由操作不当所引发的碰撞。基于上述优点,阻抗控制已被广泛应用于工业机器人^[2]、康复机器人^[3-4]以及服务机器人^[5]等领域。在大功率的液压作动系统中,阻抗控制被用于液压驱动六足机器人的足部运动控制,使机器人能够在不平整且松软的地面上正常行走^[6];无人自主工作挖掘机也引入了阻抗控制来适应不同的挖掘对象^[7-8];在车辆主动悬挂系统中,阻抗控制能够根据路面

情况调整悬挂的动力学特性,从而隔离振动,提高乘坐舒适性^[9-11]。

然而上述液压驱动设备都是通过阀控伺服系统来实现阻抗控制。电动静液作动器(Electro-Hydrostatic Actuator, EHA)作为一种新型电液作动系统,相比阀控系统具有能量利用率高、结构易于集成等优点。在使用EHA实现阻抗控制的研究中,Kaminaga等^[12-14]开展了相关工作。他们设计了一类具有逆向驱动能力的EHA,并辅以阻抗控制将其用于人形机器人、机器手以及膝关节助力器等设备中。但由于这种作动器在受到外力作用时会被其驱动向反方向运动,属于被动柔顺作动器,因而在控制上难以实现精确的力/位置协同控制。本文则基于常规的EHA来开展阻抗控制

收稿日期: 2016-01-26; 录用日期: 2016-04-08; 网络出版时间: 2016-05-03 16:53

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160503.1653.005.html

基金项目: 国家自然科学基金(51505016)

* 通讯作者: E-mail: fuyongling@126.com

引用格式: 周国哲, 付永领, 齐海涛, 等. 基于力的电动静液作动器阻抗控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 93-99.
ZHOU G Z, FU Y L, QI H T, et al. Force based impedance control of electro-hydrostatic actuator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 93-99 (in Chinese).

研究,从而实现其主动柔顺控制。

此外,基于力的阻抗控制以作动系统的力伺服控制为基础。而阻抗控制中负载特性的不确定以及 EHA 的部分时变结构参数,使得力控制的响应难以预测,极端情况下甚至会导致系统失稳。这些不确定性给控制器的设计造成了困难。定量反馈理论(Quantitative Feedback Theory, QFT)通过将系统的不确定性及性能指标进行量化,并将量化结果以边界的形式表示在 Nichols 图上来辅助控制器设计,从而降低了设计难度,保证了系统的鲁棒性^[15]。文献[16]采用 QFT 实现了 EHA 位置控制器的设计,本文则将其用于力伺服控制器的设计,进而在此基础上实现 EHA 的阻抗控制。

1 EHA 系统组成

在本文中,用于实现阻抗控制的 EHA 系统,其结构组成如图 1 所示。其中,永磁同步伺服电机与定量柱塞泵相连,油泵的进、出油口通过管路连接对称液压缸的两腔,从而能够直接驱动控制液压缸活塞杆的运动。系统中的增压油箱与 2 个单向阀构成了补油回路,用于弥补油液的泄漏,避免油泵吸油不充分的现象发生。通过向增压油箱中通入 0.8 MPa 的气压来维持恒定的补油压力。

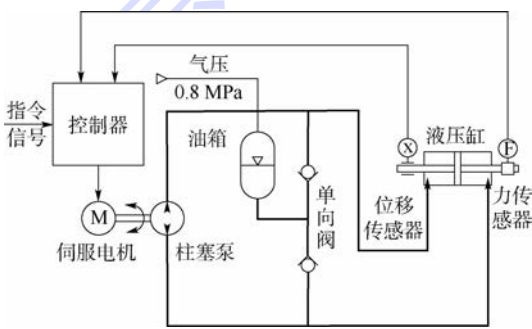


图 1 EHA 控制系统原理图

Fig. 1 Schematic of EHA control system

EHA 控制系统主要由力传感器、位移传感器以及控制器组成。其中,力信号为模拟量,位置信号为数字编码量,分辨率为 0.031 mm。活塞杆运动速度则可通过对位置量进行线性回归的方法得到^[14]。在电机的驱动控制方面,采用了 SSt-6000 系列的电机伺服驱动器,从而实现了高性能的电机转速伺服控制。控制器部分通过 Simulink 搭建在 Quanser 半实物仿真平台上,能够采集传感器的反馈信号,并向电机伺服驱动器下发出 ± 10 V 范围内的控制信号,其控制周期为 1 ms。

此外,选用多个不同刚度的弹簧为作动器提供弹性负载,并在阻抗控制实验中模拟不同的环

境阻抗。

2 EHA 数学模型

EHA 数学模型的建立是后续力伺服控制器设计的基础。由于采用了高性能的电机伺服驱动器,因而可将电机的转速控制部分视为一个简单的一阶惯性环节,伺服电机转速 ω_m 与控制信号 u_c 的传递函数为

$$\frac{\omega_m}{u_c} = \frac{K_m}{T_m s + 1} \quad (1)$$

式中: s 为拉普拉斯变换中的复数; K_m 为电机转速增益; T_m 为时间常数。在考虑定量柱塞泵泄漏的情况下,其流量方程为

$$Q_L = \frac{D_p \omega_m}{2\pi} - K_{pl} P_L \quad (2)$$

式中: Q_L 为负载流量; D_p 为定量柱塞泵的排量; K_{pl} 为定量柱塞泵泄漏系数; P_L 为负载压力。在作动器的动力学方程中,为了能够得到各物理量间的线性关系,因而仅引入了黏性摩擦对系统动力学的影响,其微分方程为

$$A P_L = M_L \ddot{x}_p + K_v \dot{x}_p + F_L \quad (3)$$

式中: A 为液压缸活塞有效面积; M_L 为活塞杆及外负载的总质量; K_v 为黏性摩擦系数; F_L 为负载力; x_p 为液压缸活塞杆位移; \dot{x}_p 与 \ddot{x}_p 分别为活塞杆运动的速度与加速度。由于本文研究弹性负载下作动器的力控制与阻抗控制问题,因此负载力与液压缸活塞杆位移满足:

$$F_L = K_e x_p \quad (4)$$

式中: K_e 为弹性负载刚度,即环境刚度。由液压泵输出至液压缸的负载流量,除推动活塞杆运动的部分外,还包括油液压缩与泄漏两部分。其流量方程为

$$Q_L = \frac{V_L}{2\beta_e} \dot{P}_L + K_{cl} P_L + A \dot{x}_p \quad (5)$$

式中: V_L 为液压缸两腔及连接管路的总容积; β_e 为油液的弹性模量; K_{cl} 为液压缸泄漏系数。为了得到便于后续研究的较为简化的 EHA 系统数学模型,在建模过程中,忽略系统各部分的泄漏,联立式(1)~式(5)并进行拉普拉斯变换,则可得到 EHA 输出的负载力对于控制信号的开环传递函数,其表达式为

$$\frac{F_L}{u_c} = \frac{\frac{D_p A K_m K_{hs} K_e}{2\pi}}{M_L T_m s^4 + K_{in} s^3 + K_{dp} s^2 + (A^2 K_{hs} + K_e) s} \quad (6)$$

式中:为了简化传递函数的表达式,引入了 K_{in} 、 K_{hs} 与 K_{dp} 3 个系数,其定义分别为

$$\begin{cases} K_{in} = M_L + T_m K_{fv} \\ K_{hs} = 2\beta_e / V_t \\ K_{dp} = K_{fv} + T_m A^2 K_{hs} + T_m K_e \end{cases} \quad (7)$$

基于本节推导得到的 EHA 数学模型,即可对相应的力伺服控制器进行设计。

3 力伺服控制器设计

在第 2 节 EHA 数学模型的各个参数中,一部分参数的值是唯一确定的且其值易于通过测量、实验或查阅手册得到。这些参数及其参数值如表 1 所示。

表 1 EHA 模型定常参数

Table 1 Time-invariant parameters of EHA model

参数	数值	参数	数值
M_L/kg	12.3	V_t/cm^3	234
T_m/s	0.05	A/mm^2	633
$K_m/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1})$	25	$D_p/(\text{cm}^3 \cdot \text{r}^{-1})$	4.9

除上述参数外,油液弹性模量 β_e 的取值会随着油液压力的变化而变化,且其函数关系呈现出非线性;黏性摩擦系数 K_r 的值能够通过实验测得,但其在活塞杆运动的 2 个相反方向上取值并不一致,且在一些外部条件发生变化时,其值也会随之变化^[17];而为了使 EHA 控制系统能够在不同的外部负载条件下正常工作且保证一定的动态特性,在控制器设计过程中,弹性负载刚度 K_e 的取值也要在较大范围内进行考虑。

由于以上 3 个时变参数的取值难以确定,因而采用了基于 QFT 的设计方法,使得力伺服控制器对被控对象结构参数在一定范围内的变化具有一定的鲁棒性。

3.1 对象模板与频率阵列的选取

在设计过程中,首先根据相关参数的经验值以及系统的工作环境,确定时变参数的取值范围,如表 2 所示。

在 QFT 方法中,通过对象模板的形式来描述被控对象在各频率点处的不确定性。为了得到恰当的对象模板,需要根据被控对象的频率特性选取一组频率阵列。

令表 2 中的 3 个参数在各自的范围内分别取若干组值,并相互交叉组合,代入式(6),得到若

表 2 EHA 模型时变参数

Table 2 Time-variant parameters of EHA model

参数	下限值	上限值
$\beta_e/(10^8 \text{N} \cdot \text{m}^{-2})$	5	9
$K_{fv}/(\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	50	350
$K_e/(\text{kN} \cdot \text{m}^{-1})$	20	200

干个 EHA 开环传递函数。这些传递函数的开环频率特性变化范围如图 2 所示。

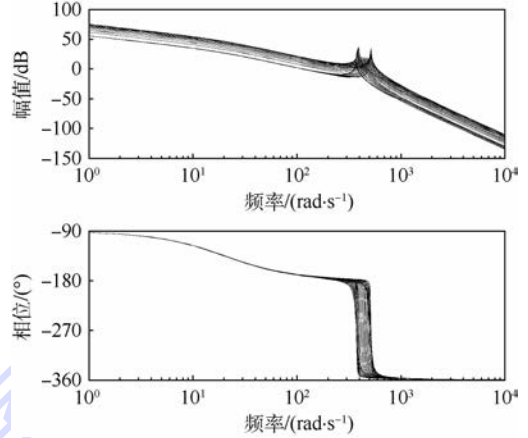


图 2 EHA 开环频率响应的不确定性

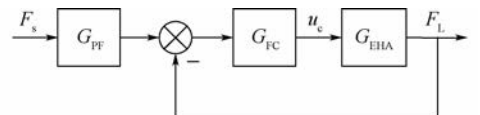
Fig. 2 Uncertainty of EHA open-loop frequency response

在组建频率阵列时,应当选择被控对象频率特性差异较大处的频率点,从而使该点处生成的对象模板能够尽可能反映被控对象的不确定性。由图 2 可见,EHA 在各频率点处幅频特性的差异基本相同,而在 400 ~ 500 rad/s 的频率范围内,相频特性的差异较大。因此,最终将频率阵列选定为: $\omega = \{0.1, 1, 5, 10, 20, 100, 450, 1\ 000\}$ rad/s。其中,频率点 450 rad/s 即是为了体现被控对象相频特性差异而选定的。在以上频率阵列的每个频率点上,将被控对象幅值与相位的变化范围映射到 Nichols 图上便形成了对象模板。这些模板将被用于边界的生成。

3.2 稳定性边界与跟踪边界的确定

包含前置滤波器以及控制器的 EHA 力控制系统方框图如图 3 所示。

在力伺服控制器以及前置滤波器的设计中,主要考虑系统的鲁棒稳定性和跟踪性能。鲁棒稳定性是指被控对象中不确定的结构参数在一定范围内变化时,控制系统能够始终保持稳定的性质。为了保证系统的鲁棒稳定性,需要在 Nichols 图上生成相应的稳定性边界,从而对控制器的设计加以限制。稳定性边界可通过对象模板结合以下限制条件得到,对于任意的 G_{EHA} 均满足:



F_s —给定力; G_{FF} 、 G_{FC} 、 G_{EHA} —前置滤波器、力伺服控制器以及EHA的传递函数。

图 3 EHA 力控制系统方框图

Fig. 3 EHA force control system block diagram

$$\left| \frac{G_{FC}(j\omega)G_{EHA}(j\omega)}{1 + G_{FC}(j\omega)G_{EHA}(j\omega)} \right| \leq M_0 \quad (8)$$

式中： ω 为角频率； M_0 为系统闭环频率特性向量模值的上限，其意义为 Nichols 图中与开环频率特性曲线相切的等 M 线的 M 值。上限值 M_0 与系统的幅值稳定裕度 h 以及相角稳定裕度 γ 存在对应关系，因此可以通过设定该值来调整系统的稳定裕度，从而实现鲁棒稳定。其对应关系为

$$h = 20 \lg \left(\frac{1 + M_0}{M_0} \right) \text{ (dB)} \quad (9)$$

$$\gamma = 2 \arcsin \left(\frac{1}{2M_0} \right) \text{ (rad)} \quad (10)$$

根据系统期望的稳定裕度，将 M_0 设为 1.2，则相应的幅值稳定裕度为 5.3 dB，相角稳定裕度为 0.86 rad。

跟踪性能主要反映系统动态响应的各项指标，决定了响应的平稳性与快速性。在设计中，控制系统的跟踪性能可以通过设定频率响应的上、下限来进行限定，使得系统的动态响应始终处于上、下限所包络的范围内。同样可以通过对象模板结合相应的限制条件在 Nichols 图上得到跟踪边界。其限制条件为对任意的 G_{EHA} 均满足：

$$\left| T_l(j\omega) \right| \leq \left| G_{PF}(j\omega) \frac{G_{FC}(j\omega)G_{EHA}(j\omega)}{1 + G_{FC}(j\omega)G_{EHA}(j\omega)} \right| \leq \left| T_u(j\omega) \right| \quad (11)$$

式中： T_l 与 T_u 分别为跟踪性能的下限与上限。根据系统时变结构参数的取值范围以及对平稳性与快速性的要求，将上、下限分别设为

$$T_u(s) = \frac{1350s + 27000}{s^3 + 90s^2 + 2700s + 27000} \quad (12)$$

$$T_l(s) = \frac{10s + 800}{s^3 + 58s^2 + 416s + 800} \quad (13)$$

同时满足上述的稳定性边界与跟踪边界，即可确保控制系统性能达到设计要求。

3.3 控制器与前置滤波器的设计

在对象模板中任意选取一个对象作为标称对象，并将该对象的开环频率特性曲线置于 Nichols 图上。再基于此标称对象得到稳定性边界与跟踪边界，并将 2 组边界进行合并，在 Nichols 图上标出各频率点所对应的边界曲线。通过对标称对象开环频率特性曲线进行整形，使其在每个频率点处都满足相应边界的要求，从而完成控制器的设计。含有各频率下的边界曲线以及整形后的开环频率特性曲线的 Nichols 图如图 4 所示。图中开环频率特性曲线上各圆点处所标示的数字为该点所对应的频率，其单位与角频率 ω 相同，均为

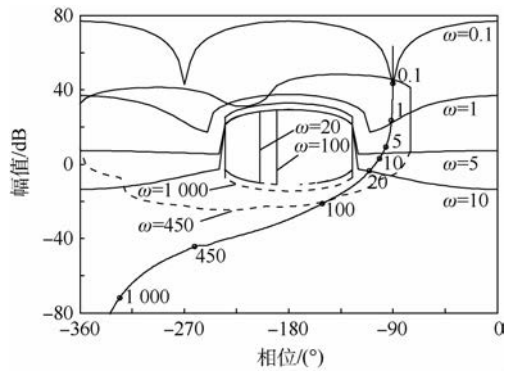


图 4 综合边界与系统开环频率响应
Fig. 4 Integrated bounds and open-loop frequency response of system

rad/s。对于各频率处的边界，实线与虚线分别表示下边界与上边界。

整形过程中，通过配置控制器的零极点来调整开环频率特性曲线的位置及形状，使线上的 8 个频率点均满足相应边界的限制，最终得到的力伺服控制器为

$$G_{FC}(s) = \frac{0.02(s + 25)(s^2 + 19.49s + 196200)}{(s + 100)(s^2 + 443s + 196200)} \quad (14)$$

由于 Nichols 图中的跟踪边界仅限制了模板动态响应的差异小于跟踪性能上、下限间的差值，还需要通过配置前置滤波器确保系统的动态响应落入上、下限之间。调整后得到的前置滤波器为

$$G_{PF}(s) = \frac{15}{s + 15} \quad (15)$$

引入前置滤波器前后，力控制系统的闭环频率响应曲线如图 5 所示。图中不确定被控对象结合控制器与前置滤波器的闭环频响曲线均位于上、下限之间，从而保证了系统的跟踪性能。

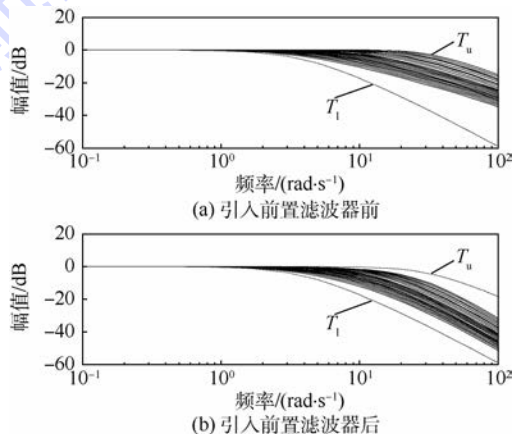


图 5 引入前置滤波器前后系统闭环频率响应
Fig. 5 Closed-loop frequency responses of system with and without pre-filter

3.4 力伺服控制实验

完成基于 QFT 的设计过程后,通过力伺服控制实验对系统进行了验证。实验中采用 3 种不同刚度的弹簧作为负载,令系统跟踪 1 800 N 的力阶跃信号,检验其稳定性与动态性能。3 组实验结果如图 6 所示。图中,虚线表示响应跟踪性能的上、下限,实线为力伺服控制的实际响应,按照响应速度由快至慢依次对应的弹性负载刚度 K_e 为 125、85 以及 45 kN/m。

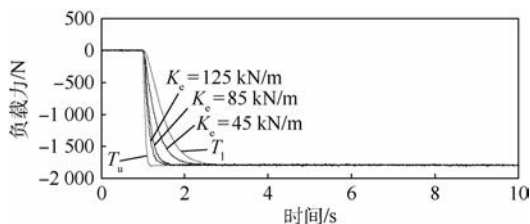


图 6 不同弹性负载刚度下 EHA 力控制系统阶跃响应

Fig. 6 Step responses of EHA force control system with various elastic load stiffness

在实验过程中,弹性负载刚度、油液弹性模量以及黏性摩擦系数都存在不同程度的变化,而控制系统始终能够保持稳定,且 3 组动态响应均在限定的范围内。实验结果证明了 QFT 设计方法的有效性。

4 基于力的阻抗控制

在第 3 节力伺服控制系统的基础上,引入可设置的目标阻抗环节即可实现 EHA 的阻抗控制,使作动系统具有所期望的柔顺性。基于力的阻抗控制原理如图 7 所示。图中, x_s 为给定位移,环境阻抗环节由外负载特性决定,在弹性负载下其主要表现为负载刚度。

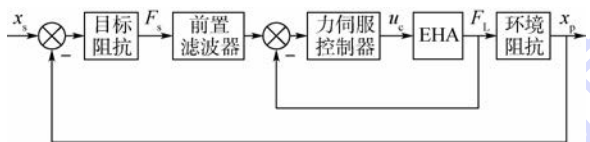


图 7 基于力的阻抗控制原理图

Fig. 7 Schematic of force based impedance control

目标阻抗环节用于调节位置误差与给定力之间的关系,其传递函数 G_{TI} 为

$$G_{TI}(s) = M_1 s^2 + B_1 s + K_1 \quad (16)$$

式中: M_1 、 B_1 与 K_1 分别为目标质量、阻尼以及刚度。由此可以得到

$$M_1(\ddot{x}_s - \ddot{x}_p) + B_1(\dot{x}_s - \dot{x}_p) + K_1(x_s - x_p) = F_s \quad (17)$$

式中: \dot{x}_s 与 \ddot{x}_s 分别为给定速度与加速度。由

式(17)可见,可以通过配置 3 个目标阻抗参数来调整负载力与活塞杆位移的关系,从而使作动系统与外负载(环境)发生接触时表现出期望的阻抗特性。

分别采用静态与动态阻抗控制实验对 EHA 系统的阻抗关系与柔顺性进行验证。实验中将目标质量与阻尼设为零,暂未考虑其影响,仅研究目标刚度。

4.1 静态阻抗控制实验

使活塞杆与充当弹性负载的弹簧相接触,以弹簧原长作为初始零位置。实验中,将给定位移 x_s 设为 -20 mm,使作动器压缩弹性负载,观察在不同目标刚度 K_1 下活塞杆的实际位移 x_p ,从而判断系统表现出的阻抗特性是否准确。给定位移与活塞杆位移应当满足:

$$\frac{x_p}{x_s} = \frac{K_1}{K_1 + K_e} \quad (18)$$

实验中采用刚度为 30 kN/m 的弹簧作为弹性负载,实验结果如图 8 所示。可知,在以上 4 组实验结果中,系统稳定后的活塞杆位移与给定位移均符合式(18)中的比例关系。

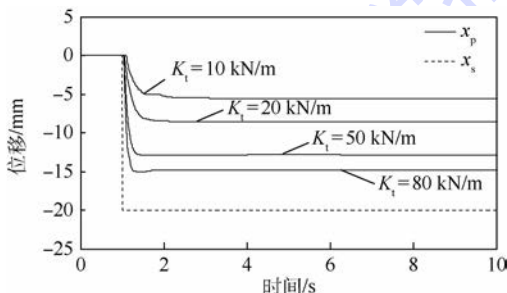


图 8 静态阻抗控制实验结果

Fig. 8 Static impedance control experiment results

4.2 动态阻抗控制实验

活塞杆处于与静态阻抗控制实验中相同的初始零位置,输入的给定位移 x_s 变为幅值 20 mm,频率 0.1 Hz 的正弦信号。活塞杆不与弹簧固连,在跟踪给定位移信号的过程中,前半周期脱离弹簧,在空载状态下自由运动,后半周期接触并压缩弹簧,在受约束的状态下运动。通过该实验可以同时检验作动系统自由运动状态下的位置跟踪性能以及受约束运动状态下的柔顺性。以刚度为 170 kN/m 的弹簧作为弹性负载,采用不同目标刚度的动态阻抗控制实验结果如图 9 所示。

由实验中的约束运动部分可见,目标刚度越小,则负载作用力越小,作动系统柔顺性越好。但在目标刚度为 10 kN/m 时,系统位置跟踪性能较差,存在 0.7 s 的滞后。而在目标刚度为 100 kN/m

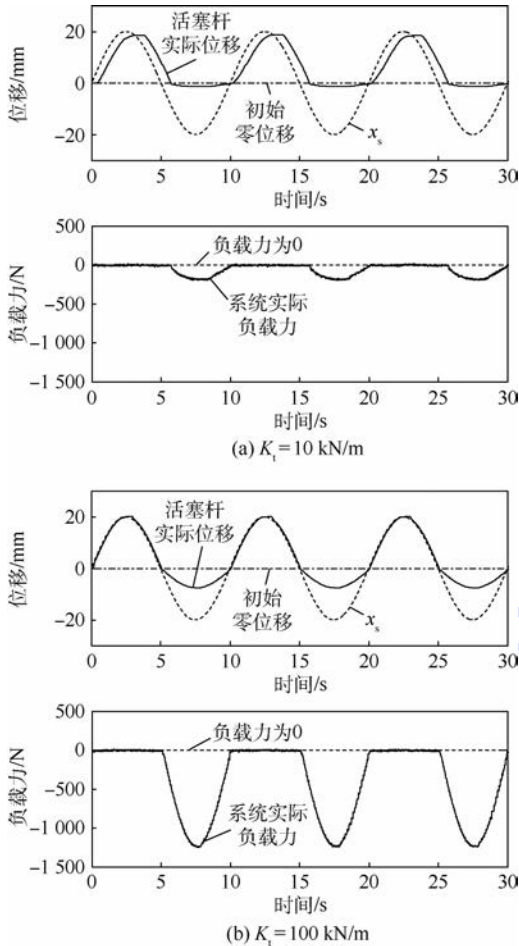


图9 动态阻抗控制实验结果

Fig. 9 Dynamic impedance control experiment results

时,系统位置跟踪滞后很小。若将阻抗控制系统视为位置伺服系统,则目标刚度相当于开环增益,因而目标刚度越大,系统位置跟踪性能越好。由于位置跟踪性能与柔顺性的矛盾,需要综合考虑系统工作环境与性能指标要求,从而确定阻抗参数的取值。

5 结论

1) 通过 QFT 方法能够有效地设计出具有一定鲁棒性的力伺服控制器,使 EHA 系统在外部负载特性不确定,油液弹性模量与黏性摩擦系数时变的条件下始终保持稳定并达到预期的性能指标要求。

2) 在这一力伺服控制器的基础上,EHA 系统成功实现了基于力的阻抗控制。系统力和位移的关系与设定的目标阻抗相一致。

3) 阻抗控制的位置跟踪性能与柔顺性得到了实验验证。动态阻抗控制实验结果表明,随着目标阻抗中目标刚度的减小,系统跟踪性能变差,而柔顺性得到改善。

为了协调阻抗控制跟踪性能与柔顺性的关系,可以根据具体应用的实际需求对目标阻抗参数的配置开展进一步研究。

参考文献 (References)

- [1] HOGAN N. Impedance control: An approach to manipulation, Parts I, II, III [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1985, 107(1): 1-24.
- [2] KAZEROONI H. Automated robotic deburring using impedance control [J]. *Control Systems Magazine*, 1988, 8(1): 21-25.
- [3] ERHAN A G, MEHMET A A. The design and control of a therapeutic exercise robot for lower limb rehabilitation; *Physiotherabot* [J]. *Mechatronics*, 2011, 21(3): 509-522.
- [4] RICHARDSON R, BROWN M, BHAKTA B, et al. Design and control of a three degree of freedom pneumatic physiotherapy robot [J]. *Robotica*, 2003, 21(6): 589-604.
- [5] OTT C, ALBU-SCHAFFER A, KUGI A, et al. On the passivity-based impedance control of flexible joint robots [J]. *IEEE Transactions on Robotics*, 2008, 24(2): 416-429.
- [6] IRAWAN A, NONAMI K. Optimal impedance control based on body inertia for a hydraulically driven hexapod robot walking on uneven and extremely soft terrain [J]. *Journal of Field Robotics*, 2011, 28(5): 690-713.
- [7] HA Q P, NGUYEN Q H, RYE D C, et al. Impedance control of a hydraulically actuated robotic excavator [J]. *Automation in Construction*, 2000, 9(5): 421-435.
- [8] TAFAZOLI S, SALCUDEAN S E, HASHTRUDI-ZAAD K, et al. Impedance control of a teleoperated excavator [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2002, 10(3): 355-367.
- [9] FATEH M M, ALAVI S S. Impedance control of an active suspension system [J]. *Mechatronics*, 2009, 19(1): 134-140.
- [10] FATEH M M. Robust impedance control of a hydraulic suspension system [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2010, 20(8): 858-872.
- [11] FATEH M M, ZIRKOHI M M. Adaptive impedance control of a hydraulic suspension system using particle swarm optimization [J]. *Vehicle System Dynamics*, 2011, 49(12): 1951-1965.
- [12] KAMINAGA H, ONO J, NAKASHIMA Y, et al. Development of backdrivable hydraulic joint mechanism for knee joint of humanoid robots [C] // *Robotics and Automation*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1577-1582.
- [13] KAMINAGA H, AMARI T, KATAYAMA Y, et al. Backdrivability analysis of electro-hydrostatic actuator and series dissipative actuation model [C] // *Robotics and Automation*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 4204-4211.
- [14] KAMINAGA H, AMARI T, NIWA Y, et al. Development of knee power assist using backdrivable electro-hydrostatic actuator [C] // *Intelligent Robots and Systems*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 5517-5524.
- [15] YANIV O. Quantitative feedback design of linear and nonlinear control systems [M]. Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 1999: 17-18.
- [16] 马纪明, 付永领, 高波. 基于定量反馈理论的 EHA 控制器设

计[J].北京航空航天大学学报,2006,32(5):553-557.

MA J M, FU Y L, GAO B. EHA controller design based quantitative feedback theory [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(5):553-557 (in Chinese).

- [17] 郭彦青,付永领,张朋,等.电液负载模拟器摩擦参数辨识及补偿[J].北京航空航天大学学报,2014,40(9):1256-1262.
GUO Y Q, FU Y L, ZHANG P, et al. Friction parameter identification and compensation for electro-hydraulic load simulator

[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(9):1256-1262 (in Chinese).

作者简介:

周国哲 男,博士研究生。主要研究方向:电液伺服控制。

付永领 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:新型集成一体化功率电传作动技术。

Force based impedance control of electro-hydrostatic actuator

ZHOU Guozhe¹, FU Yongling^{1,*}, QI Haitao², YANG Rongrong¹, FAN Dianliang³

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

2. Engineering Training Center, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

3. Testing Center, The First Research Institute of the Ministry of Public Security, Beijing 100048, China)

Abstract: As a kind of compliance control method, impedance control can realize force and position coordination control. So it has obvious advantages in the applications that the actuating systems are required to interact with the environments. Because of high energy efficiency and compact structure, electro-hydrostatic actuator (EHA) with force based impedance control has an extensive prospect. The force controller of EHA is the foundation of the impedance control. Due to the uncertain external load characteristics in impedance control and the time-invariant parameters of EHA, the quantitative feedback theory (QFT) was employed to design the force controller. The mathematical model of EHA was analyzed first. Then the uncertainty range of the controlled plant was combined with the performance specifications of the system to quantitatively plot the boundaries on the Nichols chart. The open-loop frequency characteristic curve of the nominal element was adjusted to satisfy the limitations of boundaries and the force controller was completed simultaneously. The force control and static/dynamic impedance control experiments under various load characteristics were conducted to examine the efficacy of the system. The experimental results demonstrate that the force controller designed by QFT method has sufficient robustness and the impedance control of EHA is achieved successfully.

Keywords: impedance control; compliance control; electro-hydrostatic actuator (EHA); force control; robust control

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0121

被试品辐射发射试验点位对测试结果影响

吕冬翔, 苏东林*

(北京航空航天大学 电子信息与工程学院, 北京 100083)



摘 要: 为提高试验精度,减小电磁兼容(EMC)半电波暗室中被试品(EUT)的电磁辐射发射试验点位对测试结果的影响,研究了不同试验点位对半电波暗室典型谐振频率电磁信号辐射发射的影响规律。采用几何光学、一致性绕射理论和多路径效应算法对不同试验点位,暗室典型谐振频率电磁信号的传输过程进行数学建模,剔除直射场强影响,综合考虑信号传输过程中产生的反射、折射、绕射和多径等电磁传播效应,给出了数学模型和计算公式。将数学传播模型与剔除直射场影响的试验实测模型计算结果进行对比,验证了数学模型的有效性。该研究为修正被试品在暗室内不同点位进行辐射发射试验的测试结果提供了理论依据,有助于提高被试品电磁辐射发射试验的测试精度。

关键词: 电磁辐射发射; 半电波暗室; 试验点位; 测试精度; 电磁兼容

中图分类号: TM930.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0100-07

电磁辐射发射是电子设备进行电磁兼容性试验的核心考核内容之一,为了尽可能提高试验精度,该类测试需要在符合标准规定的开阔场或暗室中进行。随着科技的发展,各类无线电磁信号越来越复杂,已经很难找到满足标准要求的开阔场试验环境,因此,电磁兼容半电波暗室已成为电子设备进行电磁辐射发射测试的主要场所。

在暗室中进行电磁辐射发射试验时,由于电磁信号在传播过程中经过地面、涂覆吸波材料的墙壁时发生反射、折射、绕射,并受到多径效应影响,不同试验点位的测试结果存在误差。为了减小试验点位对辐射发射测试结果的影响,电磁兼容试验标准中提出了静区的概念^[1]。静区是暗室内受反射干扰最弱的区域,也是暗室中最适合做电磁辐射发射测试的点位^[2]。国内外许多学者围绕暗室静区的计算和测量进行了深入研究^[3-8],但是在实际试验过程中,由于受到测试设

备、被试品、陪试品等客观因素的限制,电磁辐射发射试验往往不能在暗室的标准静区点位进行^[9-10]。许多学者对暗室和测试设备对试验结果影响进行了卓有成效的研究,并提出了新的试验理论和方法^[11-13]。但是尚未有相关文献对被试品在暗室不同试验点位进行辐射发射试验的测试结果进行系统的计算分析。因此,本文针对该问题进行了一系列建模计算,并通过试验验证了模型的有效性。

1 数学建模与计算

电磁兼容半电波暗室的电尺寸非常大,一般的全波计算方法很难对暗室环境下的电磁辐射发射试验进行数学建模计算。本文采用基于一致性绕射理论和几何光学的方法对暗室中电磁辐射发射的传播过程进行建模和仿真计算。

为了使数学建模计算能够与试验实测结果相

收稿日期: 2016-02-06; 录用日期: 2016-04-01; 网络出版时间: 2016-04-13 11:32

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160413.1132.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61427803, 61221061)

* 通讯作者: E-mail: sdl@buaa.edu.cn

引用格式: 吕冬翔, 苏东林. 被试品辐射发射试验点位对测试结果影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 100-106.

LYU D X, SU D L. Influence of EUT radiated emission testing location on test results[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 100-106 (in Chinese).

比对,如图 1 所示,给出已知尺寸的 3 m 法电磁兼容性测试半电波暗室。根据该暗室的设计,其静区位于转台点位。按照国家军用标准 GJB 151B—2013^[1]中规定的电磁辐射发射测试方法,当进行试验时,被试品和接收天线相距 1 m,并应在静区范围内进行试验。

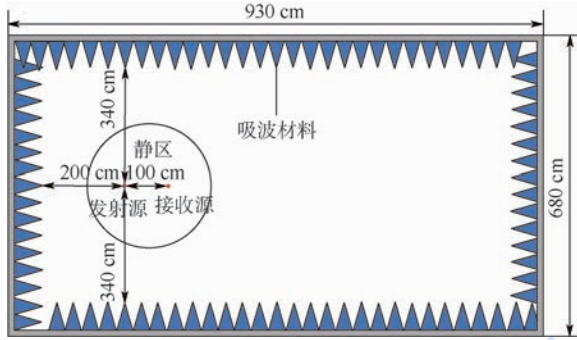


图 1 半电波暗室静区标准点位试验示意图

Fig. 1 Schematic diagram of standard location testing in quiet zone of semi-anechoic chamber

进行电磁辐射发射试验时,作为发射源的被试品一般是向空间发射全向信号,除了正对接收源的信号被直接接收外,其他方向的信号都需通过一定的传播路径到达接收源。电磁波在传播过程中,可以认为半电波暗室的金属地全反射电磁波,涂覆吸波材料的墙壁则可根据吸波材料的电性能参数,计算出信号经过吸波材料反射、折射、绕射后的结果。电磁波在经过吸波材料时的传播路径如图 2 所示。

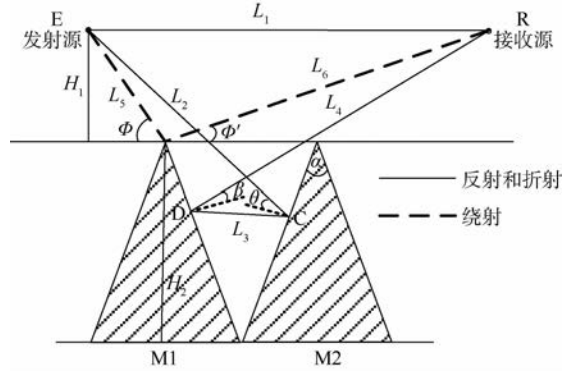
如图 2 所示,发射源 E 发出的信号通过绕射、反射、折射的传播方式到达接收源 R,已知发射源 E 和接收源 R 在半电波暗室中的点位,两块锥形吸波材料的高度和角度也是确定的,当电磁波从 E 到达 R 时,根据电磁波传播的路径信息,通过几何光学算法可以算出电磁波到达 R 时的场强。

锥形波材料高度为 H_2 ,顶角为 α ,发射源 E 和接收源 R 相距为 L_1 ,发射源到吸波材料高度为 H_1 。发射源 E 发出的电磁波入射到吸波材料 M2 的 C 处发生一次反射,反射角为 θ ,然后,电磁波在另一个吸波材料 M1 的 D 处发生二次反射,反射角为 β ,最后,反射电磁波到达接收源 R。

通过几何光学的路径计算^[14],可以算出经反射后到达 R 的二次反射场强 E_{R2} ,计算公式为

$$E_{R2} = E_{R1} R_2 e^{-jkL_4} \quad (1)$$

式中: $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ 为自由空间传播常数, μ_0 为真



L_2 —电磁波入射源和反射点的距离; L_3, L_4 —电磁波第 1 次和第 2 次反射路径的距离; L_5, L_6 —电磁波入射源和绕射点的距离; L_6 —电磁波接收源和绕射点的距离; Φ —绕射电磁波入射时与吸波材料顶点的夹角; Φ' —电磁波绕射后出射方向与吸波材料顶点的夹角。

图 2 电磁波经过吸波材料传播路径图

Fig. 2 Propagation path of electromagnetic wave through absorber material

空磁导率, ϵ_0 为真空介电常数, $\omega = 2\pi f$ 为电磁波的角频率, f 为电磁波的频率; $E_{R1} = E_0 R_1 e^{-jkL_2} \cdot e^{-jkL_3}$, E_0 为从发射源 E 发出的电磁波的场强。

根据斯涅耳定律,可得

$$R_1 = \frac{\eta \cos \gamma_1 - \eta_0 \cos \theta}{\eta \cos \gamma_1 + \eta_0 \cos \theta} \quad (2)$$

$$R_2 = \frac{\eta \cos \gamma_2 - \eta_0 \cos \beta}{\eta \cos \gamma_2 + \eta_0 \cos \beta} \quad (3)$$

式中: R_1 为电磁波入射到吸波材料 M1 时的反射系数; R_2 为电磁波入射到吸波材料 M2 时的反射系数; γ_1 为电磁波在 M1 上发生反射后折射入吸波材料的折射角; γ_2 为电磁波在 M2 上发生反射后折射入吸波材料的折射角;系数 η 和 η_0 的定义分别为 $\eta = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}$, $\eta_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$, ϵ 和 μ 分别为半电波暗室中涂覆吸波材料的相对介电常数和磁导率,在计算模型中,根据实际情况,吸波材料设为聚氨酯材料。

如图 3 所示,信号源发出的电磁波在暗室中经过多次反射后到达接收源。图 3 中,P1 为直射路径,P2、P3 为多次反射路径。当电磁波在传播路径中经过多次反射时,已知传输路径距离和反射角,根据式(1),利用叠加原理,在任意反射传输路径中,第 n 次反射场强为

$$E_m = \prod_{n=1}^{m-1} R_n \prod_{n=1}^{m-1} E_{m-n-1} \cdot e^{-jk \sum_{n=1}^{m-1} L_{n-1}} \quad (4)$$

式中: R_n 为电磁波第 n 次反射的反射系数; E_{m-1} 为电磁波第 $n-1$ 次反射场强; L_{n-1} 为第 $n-1$ 次

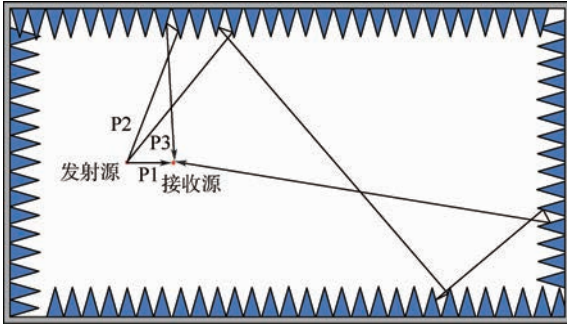


图3 电磁信号多路径反射传输示意图

Fig.3 Schematic diagram of multipath reflection transmission of electromagnetic signal

反射路径的距离。

为使计算与试验验证具有可比性,计算中,在发射源 360° 信号传输路径中,每隔 5° ,按照传输路径进行一次反射场强计算。

根据一致性绕射理论,当电磁波遇到物体的边缘、尖端和其他不连续点时,会发生绕射,因此绕射的类型主要包括边缘绕射,尖端绕射和曲面绕射。在图2所示的绕射路径中,根据绕射定律,电磁波发生绕射后的场强 E_R 的计算公式为

$$E_R = E_d D \frac{1}{\sqrt{L_6}} e^{-jkL_6} \quad (5)$$

式中: E_d 为电磁波入射到绕射边缘或尖端后的场强, $E_d = E_0 e^{-jkL_6}$; D 为阻抗劈绕射系数,按照式(6)计算^[15]:

$$D = \frac{-e^{j\frac{\pi}{n_R}}}{n_R \sqrt{2\pi k}} \left[\left(\cos \frac{\Phi - \Phi'}{n_R} \right)^{-1} \pm \left(\cos \frac{\Phi - \Phi'}{n_R} \right) \right] \quad (6)$$

式中: n_R 为绕射次数。正负号取负号时表示入射电矢量与边缘平行的情况,此时 D 为电极化边缘绕射系数;取正号时表示入射波磁矢量与边缘平行的情况,此时 D 为磁极化边缘绕射系数。

电磁信号在传播路径中除了会受到反射、折射和绕射等影响,考虑到不同频率的信号在传播过程中,还会受到由信号波长和传播路径共同作用而产生的多径效应影响,下面给出考虑信号波长,接收源收到的场强值计算公式^[16]:

$$E = E_0 e^{-j\varphi_d} + E_r e^{-j\varphi_r} \quad (7)$$

$$\left| \frac{E_0}{E} \right|^2 = \frac{G_t G_r F_r(\theta, \varphi) \lambda^2}{S(4\pi)^2 d^2} \quad (8)$$

$$\left| \frac{E_r}{E} \right|^2 = \frac{G_t G_r F_r(\theta + \alpha, \varphi) \lambda^2}{S(4\pi)^2 r^2} \quad (9)$$

式中: E 为接收端收到的和场强; E_r 为一次反射

场强; φ 为电磁信号的相位,信号初始相位通过传播常数和天线点位计算; φ_d 和 φ_r 分别为直达信号和多径信号的相位; G_t 和 G_r 分别为发射天线和接收天线的增益; $F_r(\theta, \varphi)$ 为单极子天线的归一化功率方向图; S 为测试系统的系统损耗; λ 为信号的波长; d 为两天线间的直射距离; r 为电磁信号反射路径的距离。

根据上述分析和计算,结合一致性绕射理论、几何光学算法并考虑不同波长的电磁信号引起的多径效应,建立电磁信号从发射源发出到接收源收到整个电磁辐射发射过程的数学计算模型。

通过数学公式表示整个计算过程,接收源接收到的最终场强为 E , E 通过矢量叠加直射场强 E_d ,反射场强 E_r 和绕射场强 E_R 计算得到,其计算公式为

$$E = E_d + E_r + E_R \quad (10)$$

式(10)中,直射场强可以通过初始场强 E_0 进行计算:

$$E_d = E_0 e^{-j\varphi} \quad (11)$$

初始场强 E_0 是由发射源和接收源整个试验系统决定的,其计算公式为

$$\left| \frac{E_0}{E} \right|^2 = \frac{G_t G_r F_r(\theta, \varphi) \lambda^2}{S(4\pi)^2 d^2} \quad (12)$$

反射场强 E_r 由前次反射场强和反射系数计算,计算公式为

$$E_r = \prod_{i=1}^n R_i \prod_{i=1}^n E_{ri} e^{-jk \sum_{i=1}^n L_i} \quad (13)$$

初始反射场强可用发射源和接收源整个试验系统进行计算,计算公式为

$$\left| \frac{E_{r1}}{E} \right|^2 = \frac{G_t G_r F_r(\theta_1 + \alpha_1, \varphi_1) \lambda^2}{S(4\pi)^2 r_1^2} \quad (14)$$

绕射场强 E_R 通过绕射系统和反射场强进行计算,计算公式为

$$E_R = E_d D \frac{1}{\sqrt{L}} e^{-jkL} + \sum_{i=1}^n E_{ri} D_i \frac{1}{\sqrt{r_i}} e^{-jkL_i} \quad (15)$$

式中: r_i 为第 i 次反射的路径距离。

根据式(15),建立起半电波暗室内电磁辐射发射电磁信号传播路径的数学模型,通过迭代运算,可以计算半电波暗室中不同点位的发射源到接收源的电磁传播过程。其中,由于计算模型的限制性,将半电波暗室地面对发出的电磁波处理为无耗全反射,吸波材料的吸收损耗按照聚氨酯材料的参数计算。

电磁兼容半电波暗室可以认为是规则的矩形屏蔽体,因此半电波暗室符合矩形导体的谐振定

律。根据矩形导体的谐振定律,半电波暗室的固有谐振频率为^[17]

$$f_0 = 150 \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{q}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{H}\right)^2} \quad (16)$$

式中: f_0 为固有谐振频率, MHz; L 、 W 和 H 分别为半电波暗室的长、宽和高, m; m 、 q 和 p 为半电波暗室激励模式的阶数,可取 0~9 的正整数倍,但不能同时取 2 个或 3 个参数为零。根据式(16),可以计算出已知尺寸的暗室在不同模式下的固有谐振频率^[18],本节所述尺寸暗室在主模式下的谐振频率如表 1 所示。

表 1 半电波暗室主要模式的谐振频率

Table 1 Resonant frequency of dominant semi-anechoic chamber mode

m	q	p	f_0/MHz
0	1	1	21.7
0	2	1	31.0
0	3	1	42.0
0	4	1	53.8
0	5	1	66.0
0	6	1	78.3
0	7	1	90.7
0	8	1	103.2
0	9	1	115.8

利用 MATLAB 软件对建立的数学模型进行计算。考虑到计算结果的普适性和试验验证比对,选取试验验证使用天线的起始频率、终止频率和中间频率及半电波暗室的典型固有谐振频率为模型的计算频率,其他参数按照试验验证使用的设备参数选取,将参数代入暗室中电磁辐射发射传播模型进行计算。

考虑计算模型的典型性和有效性,选取静区中心点位和半电波暗室中实际测试的点位进行计算,计算点位和距离如图 4 所示。图 4 中, A、B 点位为静区试验位置, A'、B' 点位为非静区对比试验位置。数学计算模型中,辐射发射信号的场强

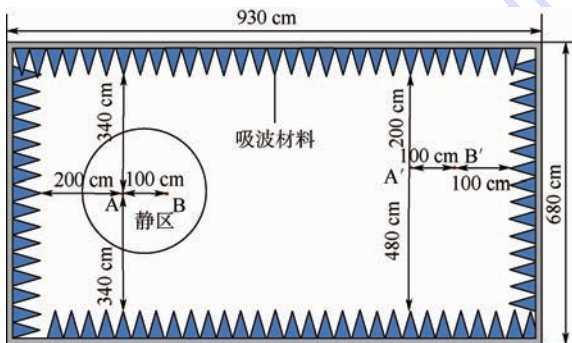


图 4 半电波暗室中典型试验点位选取示意图

Fig. 4 Schematic diagram of selection of typical testing location in semi-anechoic chamber

根据国家军用标准 GJB 151B—2013^[1]中关于电磁辐射发射测量极限值的要求,设为 100 dB · $\mu\text{V}/\text{m}$ 。为使计算与试验结果比对更具代表性,电磁信号在发射源 360°范围内,每隔 5°计算一次接收源接收到的矢量场强,并减去发射源和接收源之间的直射场强,然后对多角度反射、折射、绕射和多径效应综合计算结果利用矢量叠加并归一化求解,最终得到拟合矢量场强值,计算结果如图 5 所示。

图 5 给出了剔除直射场强后,电磁信号经过反射、折射、绕射和多径综合效应影响后得到的计算结果。第 2 节将通过实测试验来验证数学计算模型的有效性。

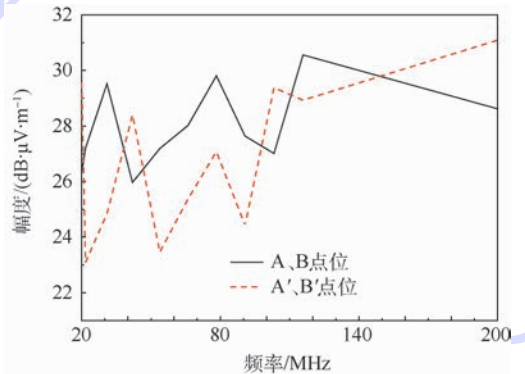


图 5 半电波暗室内不同试验点位典型谐振频率剔除直射场强数学模型计算结果

Fig. 5 Calculation results of typical resonant frequency signal mathematical model in different testing locations of semi-anechoic chamber with direct field strength eliminated

2 试验验证

在暗室典型谐振频率范围内,试验采用频率范围 20~200 MHz 的电磁兼容用双锥天线,分别作为发射天线和接收天线。为使试验验证结果与仿真计算结果更有效地比对,分别在暗室和开阔场进行试验,通过计算得到消除直射场强影响的试验结果。试验结果计算中使用的参数均采用实际试验用系统和设备参数。两者的试验场景如图 6 所示。

在暗室和开阔场分别进行试验。因为开阔场电磁环境满足电磁兼容性试验要求,并且,除地面外,无其他遮挡,电磁信号不会受到反射、折射、绕射和多径效应影响。因此,通过将暗室中试验结果减去开阔场试验结果,可以剔除直射场强对试验验证的影响^[19]。

为满足计算和实测结果的比对要求,需计算实际试验在发射天线端口和接收天线端口的场强。计算发射天线端口场强公式为

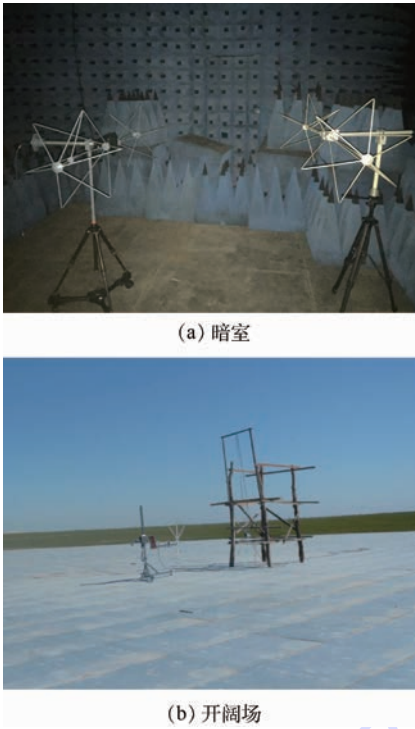


图6 半电波暗室及开阔场试验场景图

Fig. 6 Semi-anechoic chamber open area testing scene

$$|E_0| = P_r - 107 - G_t - A_{F_r} + L_t \quad (17)$$

式中: $|E_0|$ 为发射天线端口场强值; P_r 为发射机所需发射的功率; A_{F_r} 为发射天线系数; L_t 为系统损耗(线缆衰减和设备插损等); 107 为发射功率和电平之间的对数换算系数, 该系数仅适用于特征阻抗均为 50Ω 的系统。根据式(17)可以计算出当发射天线端口场强为 $100 \text{ dB} \cdot \mu\text{V}/\text{m}$ 时, 实际信号源的输出值。

接收天线端口场强根据接收机实际测到的结果, 在 50Ω 匹配的测试系统时, 接收天线端接收到场强值 $|E_R|$ 的计算公式为

$$|E_R| = V_0 + A_F - G_r - 20 \lg d_e + L_t + 6 \quad (18)$$

式中: V_0 为接收机测到的端口电压; A_F 为天线系数; d_e 为接收天线的有效长度; 6 dB 为系统终端换算为开放口的校正值。根据式(18)可以通过接收机测到的结果计算出到接收天线端口的场强值。

根据上述计算方法, 在暗室和开阔场分别进行试验。暗室中在对应计算模型的 A、B 点位和 A'、B' 点位进行试验, 开阔场中, 选择四周最空旷的一处点位进行试验, 暗室和开阔场试验的场强计算结果分别如图 7 所示。

将暗室实测模型计算结果(图 7(a))减去开阔场实测模型计算结果(图 7(b)), 并与剔除直射场强的数学模型计算结果进行对比, 结果如图 8 所示。

从图 8 中可以看出, 实测结果与计算结果在趋势上具有良好的一致性。计算结果比实测结果在幅度上大 $22 \sim 25 \text{ dB}$, 是由于计算中未考虑天线、线缆和连接器等对试验结果的影响。通过分析, 可认为天线线缆和连接器对试验结果的影响

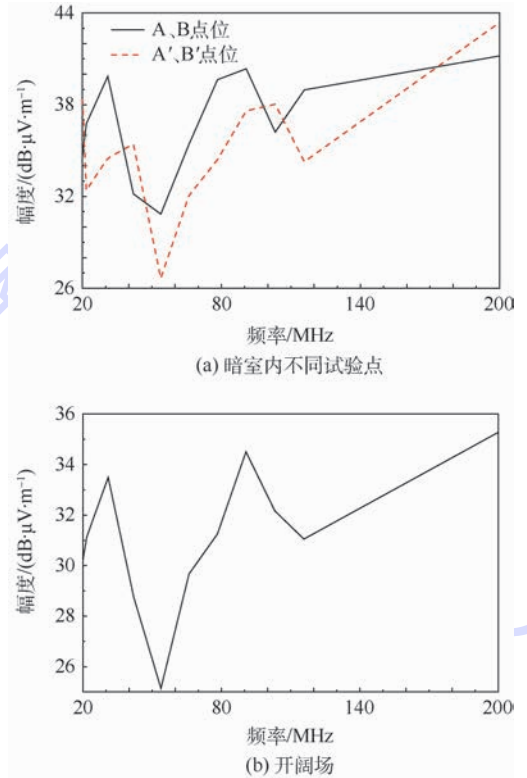


图7 半电波暗室内不同试验点和开阔场典型谐振频率辐射发射实测模型计算结果

Fig. 7 Calculation results of typical resonant frequency radiated emission actual testing model in different testing location of semi-anechoic chamber and in open area

响为 $22 \sim 25 \text{ dB}$, 此结果通过多点均值计算, 可作为经验值引入数学计算模型。

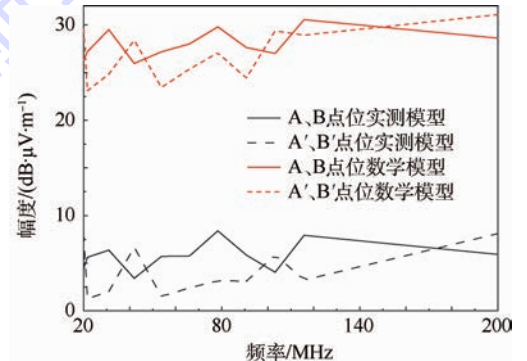


图8 不同试验点位典型谐振频率数学模型和实测模型剔除直射场强计算结果对比图

Fig. 8 Calculation results comparison diagram of typical resonant frequency mathematical model and actual testing model in different testing locations with direct field strength eliminated

在不同试验点位,不同频率的电磁信号,由于传输路径不同,信号在传播过程中会出现叠加或抵消,因此,接收源接收到的信号幅度大小不同。对于不同频率的信号,在不同试验点位试验时,其修正幅度需要进行具体的求解计算。

为了更直观地比对计算和实测结果,图9给出了不同试验点位,实测模型计算结果和数学传播模型计算结果在暗室典型谐振频率的差值。

从图9中可以看出,通过分别对数学模型和实测模型中的不同试验点位计算结果做差值,消除了实测时测试设备和测试方法的影响。实测模型与数学传播模型的计算结果具有较好的一致性,验证了数学计算模型的有效性,证明该模型具备一定的理论参考价值。

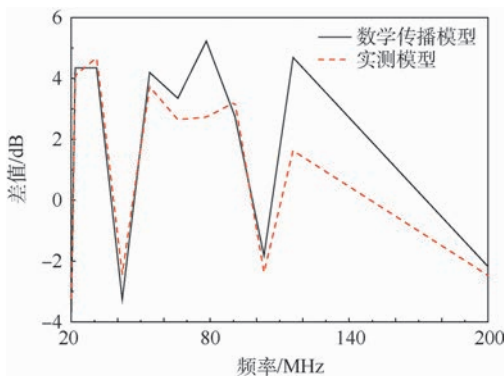


图9 不同试验点位典型谐振频率实测模型和数学传播模型差值计算结果

Fig. 9 Difference value calculation results of typical resonant frequency actual testing and math propagation model in different testing locations

3 结论

1) 通过对半电波暗室中进行的辐射发射试验进行计算,给出了半电波暗室中不同试验点位的电磁辐射发射传播的数学计算模型,并对模型进行了试验验证。

2) 建立数学模型和试验实测模型后,剔除了直射场影响,并通过分析数学模型和实测模型的计算结果,比对不同试验点位,实测模型和数学传播模型在暗室典型谐振频率的差值,验证了数学计算模型的有效性。

3) 为数学修正暗室中不同试验点位的电磁辐射发射测试结果提供了理论依据,具有一定的理论参考价值,有助于提高暗室中电磁辐射发射试验的测试精度。

致谢 感谢中国人民解放军驻吉某部张春喜同志提供开阔场测试条件及协助测试。

参考文献 (References)

- [1] 中国人民解放军总装备部电子信息基础部. 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量: GJB 151B—2013[S]. 北京:国防科学技术工业委员会,2013:59-65.
Electronic Information Department of General Armament Department of the Chinese People's Liberation Army. Requirements and measurement of electromagnetic emission and susceptibility for military equipment and subsystems: GJB 151B—2013[S]. Beijing: Commission of Science Technology and Industry for National Defense of the PRC,2013:59-65 (in Chinese).
- [2] HENRY W O. Electromagnetic compatibility engineering[M]. New York: Wiley,2009:116-148.
- [3] 马永光,陈海波,何国瑜. 射频仿真暗室的静区分析[J]. 北京航空航天大学学报,2006,32(12):1431-1434.
MA Y G, CHEN H B, HE G Y. Quiet zone analysis of a RF simulation anechoic chamber[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2006,32(12):1431-1434 (in Chinese).
- [4] SHINOZAKI A, SASAKI R, HARIYA E. Performance comparison of 10 m semi-anechoic chamber for EMI measurement using CISPR16-1: Anechoic chamber performance verification experiment report using CALT theoretical value[J]. IEICE Technical Report Electromagnetic Compatibility,2004,104:19-26.
- [5] 洪丽娜,樊友谊,郝晓军,等. 吸波材料电参数改变对暗室静区性能的影响分析[J]. 电子测量技术,2010,33(8):121-124.
HONG L N, FAN Y Y, HAO X J, et al. Analysis on the quiet zone performance due to degraded absorbers[J]. Electronic Measurement Technology,2010,33(8):121-124 (in Chinese).
- [6] HAO X, LIU R, CHEN Y, et al. Calculation and optimization of quiet-zone in RF anechoic chamber[C]//7th IEEE International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory,2006 (ISAPE'06). Piscataway, NJ: IEEE Press,2006:1-3.
- [7] SONG D A, FANG C, ZHANG Q, et al. The technologies for reducing quiet zone level of anechoic chamber[C]//IEEE International Symposium on Signals Systems and Electronics (ISSSE),2010. Piscataway, NJ: IEEE Press,2010:1-4.
- [8] CHANG D C, LIAO C H, WU C C. Compact antenna test range without reflector edge treatment and RF anechoic chamber[J]. IEEE Antennas & Propagation Magazine,2004,46(4):27-37.
- [9] SPANO I L, SULIS S, SERPI A, et al. EMC Characterization of implantable cardiac medical devices in an anechoic chamber[C]//2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe). Piscataway, NJ: IEEE Press,2014:872-877.
- [10] KURIHARA H, SAITO T, SUZUKI Y, et al. Investigation on 10 m semi anechoic chamber by using grid-ferrite and open-top hollow pyramidal EM wave absorber[J]. IEICE Transactions on Electronics,2006,89(1):16-23.
- [11] 何洋,苏东林,李艳,等. 一种电磁兼容测量天线系数温度误差修正方法[J]. 北京航空航天大学学报,2015,41(10):1821-1829.
HE Y, SU D L, LI Y, et al. Method for EMC antenna factor tem-

- perature error correction [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41 (10): 1821-1829 (in Chinese).
- [12] 苏东林, 戴飞, 谢树果, 等. 天线系数的测试误差与 NSA 测试的改进 [J]. 北京航空航天大学学报, 2007, 33 (11): 1291-1294.
- SU D L, DAI F, XIE S G, et al. Errors of antenna factor and improved method for NSA test [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2007, 33 (11): 1291-1294 (in Chinese).
- [13] LIN M S, JI J M, HSU C I G, et al. Simulation and analysis of emc chambers by ray tracing method [C] // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2007 (EMC 2007). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007: 1-4.
- [14] MIGLIORE M D. Filtering environmental reflections in far-field antenna measurement in semi-anechoic chambers by an adaptive pattern strategy [J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2004, 52 (4): 1112-1115.
- [15] 吴良超, 汪茂光. 阻抗劈一致性绕射系数的一种简洁表达式 [J]. 电波科学学报, 1994 (4): 76-80.
- WU L C, WANG M G. A concise expression of uniform diffracted coefficient of an impedance wedge [J]. Chinese Journal of Radio Science, 1994 (4): 76-80 (in Chinese).
- [16] 唐东, 张麟兮, 呼斌, 等. 基于距离差分法消除天线测试多径干扰 [J]. 现代电子技术, 2014 (11): 101-103.
- TANG D, ZHANG L X, HU B, et al. Elimination of multipath interference in antenna test based on distance difference method [J]. Modern Electronics Technique, 2014 (11): 101-103 (in Chinese).
- [17] CHUNG B K, CHUAH H T. Design and construction of a multi-purpose wideband anechoic chamber [J]. IEEE Antennas & Propagation Magazine, 2003, 45 (6): 41-47.
- [18] HERRERA J F, MORENO P. Calculation of reflection losses in a small anechoic chamber [J]. IEEE Latin America Transactions, 2015, 13 (5): 1258-1264.
- [19] MUNTEANU I, KAKEROW R. Simulation methodology for the assessment of field uniformity in a large anechoic chamber [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50 (2): 213-216.

作者简介:

吕冬翔 男, 博士研究生。主要研究方向: 电磁兼容理论及测试。

苏东林 女, 博士, 教授。主要研究方向: 电磁兼容、计算电磁学、抗干扰理论与应用、射频微波电路与系统、新型飞行器机载共形/共用/小型化天线等。

Influence of EUT radiated emission testing location on test results

LYU Dongxiang, SU Donglin*

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

Abstract: In order to improve the measurement precision and reduce the influence of equipment under test (EUT) electromagnetic radiated emission testing location on test results in electromagnetic compatibility (EMC) semi-anechoic chamber, this paper studies the influence law on electromagnetic signal radiation emission testing of semi-anechoic chamber typical resonance frequency for different testing locations of semi-anechoic chamber. The research is modeled, simulated and calculated by geometrical optics, consistency of diffraction theory and multipath effect algorithm. The math model and computational formulas are proposed, besides, the influence of direct field is eliminated in the math model. The electromagnetic propagation effects of reflection, refraction and multipath effect in the testing are comprehensively considered. The calculation results of math propagation model and actual testing model that eliminate the influence of direct field are compared. The results verify the effectiveness of math model. This research supplies theory basis for correcting the results of electromagnetic radiation emission testing in different positions of semi-anechoic chamber, which is also helpful to improving the measurement precision of electromagnetic radiation emission testing in semi-anechoic chamber.

Keywords: electromagnetic radiated emission; semi-anechoic chamber; testing location; measurement precision; electromagnetic compatibility

Received: 2016-02-06; Accepted: 2016-04-01; Published online: 2016-04-13 11:32

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160413.1132.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61427803, 61221061)

* Corresponding author. E-mail: sdl@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0039

直流式喷嘴开口率声学抑制能力影响

安红辉¹, 聂万胜^{2,*}

(1. 装备学院 研究生院, 北京 101416; 2. 装备学院 航天装备系, 北京 101416)



摘 要: 根据喷嘴长度和入口边界条件, 将液体火箭发动机气液同轴式喷嘴简化为4类: 四分之一波长闭管、二分之一波长闭管、四分之一波长开管和二分之一波长开管。采用线性声学理论对喷嘴入口开口率的声学抑制影响进行了研究, 得到了入口开口率声学影响规律。结果表明: 在标准长度和最佳长度2种条件下, 开口率对喷嘴抑制能力的影响差别很大。合理选择开口率和喷嘴长度能够有效提高喷嘴抑制能力。研究结果可为喷嘴长度和入口射流条件优化设计、燃烧室声学振荡抑制提供参考。

关键词: 气液同轴喷嘴; 节流孔; 吸声系数; 阻抗管; 数值模拟

中图分类号: V434

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0107-06

液体火箭发动机高频不稳定燃烧是燃烧室内剧烈热声耦合作用的结果^[1], 引起燃烧室内压力剧烈振荡, 局部温度急剧升高, 破坏燃烧室内壁冷却层, 引发不可预测的后果。不稳定燃烧广泛存在于内燃机、燃气轮机、固体和液体火箭发动机等热机中, 在液体火箭发动机中表现的尤为严重。人们对不稳定燃烧的产生机理进行了大量研究, 但是迄今未能形成切实有效的预测方法。目前主要采用在喷注面板附近安装隔板、声腔等辅助装置来耗散或吸收声能达到抑制不稳定的目的。研究表明这些装置能够起到较好的抑制效果^[2-4], 但是会增加发动机加工制造难度, 甚至对发动机性能造成负面影响。近年来人们对高压补燃循环液体火箭发动机引起兴趣, 其气液同轴式喷嘴的声学抑制作用受到重视。杨和安德松^[5]介绍了高频不稳定性研究中的一种冷态声学实验方法, Sohn^[6-11]和 Kim^[12]等研究了同轴式喷嘴的声学抑制特性, 表明这种喷嘴看以看作声半波管。Wier-

man等^[13]运用单喷嘴燃烧室研究了同轴式喷嘴的热声耦合现象。张蒙正^[14]和王枫^[15]等运用模拟燃烧室对气液同轴式喷嘴的声学特性进行了实验研究。周进等^[16]运用氢氧同轴式喷嘴进行声学实验, 发现其在一定工作参数范围内发生尖锐的啸叫。

以前工作主要是对喷嘴声学抑制能力进行冷态声学分析, 未对喷嘴入口节流孔的声学影响给出定量评定, 本文通过对液氧/煤油发动机气液同轴式喷嘴进行声学简化, 运用阻抗管法在热态条件下对入口节流孔的声学影响进行定量评定, 得到节流孔开口率和喷嘴长度的最佳组合规律, 可以指导喷嘴优化设计, 为燃烧室声学振荡抑制提供参考。

1 声腔式喷嘴

高压补燃循环液体火箭发动机主燃室气液同轴式喷嘴结构如图1所示, 预燃室喷出的高温富

收稿日期: 2016-01-11; 录用日期: 2016-03-25; 网络出版时间: 2016-04-18 17:19

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160418.1719.001.html

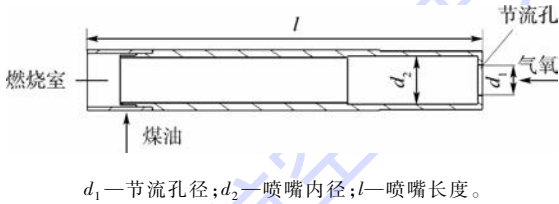
基金项目: 国家自然科学基金(91441123)

* 通讯作者: E-mail: nws1969@126.com

引用格式: 安红辉, 聂万胜. 直流式喷嘴开口率声学抑制能力影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 107-112.

AN H H, NIE W S. Influence of opening ratio on acoustic damping of orifice injector[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 107-112 (in Chinese).

氧燃气(简称为气氧)沿轴向喷入主燃室喷嘴。液体燃料经过冷却通道升温后在喷嘴末端沿周向布置切向孔进入喷嘴,同轴向喷入的高温气氧混合后温度继续升高到燃料临界温度,此时整个喷嘴通道内部可认为充满气体。因为喷嘴内通道截面直径形状变化和末端缩进尺寸相对喷嘴特征尺寸均较小,不会对喷嘴的声学性能产生本质影响,可将喷嘴简化为等直径圆筒,即声谐振管或声腔喷嘴。此外,喷嘴入口、出口分别连接氧腔和燃烧室,当喷嘴入口射流速度为音速时,入口处于壅塞状态,可视为声学闭端;反之,当射流速度为亚音速时,可视为声学开端;喷嘴出口可视为声学开端。根据喷嘴长度和边界条件,本文将喷嘴分为4类(见图2):四分之一波长闭管(a)、二分之一波长闭管(b)、四分之一波长开管(c)和二分之一波长开管(d)。



d_1 —节流孔径; d_2 —喷嘴内径; l —喷嘴长度。

图1 气液直流式喷嘴

Fig. 1 Gas-liquid orifice injector

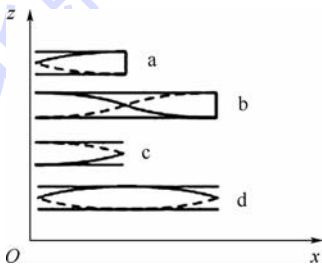


图2 声腔喷嘴

Fig. 2 Acoustic resonator injectors

2 数值过程

2.1 声学有限元方程

在均匀介质、非黏性和绝热状态下流体内线性声学波动方程为

$$\begin{cases} \nabla^2 p' - \frac{1}{c^2} \cdot \frac{\partial^2 p'}{\partial t^2} = -\rho_0 \frac{\partial q'}{\partial t} \\ \nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: ∇^2 为拉格朗日算子; p' 为声压变化量; q' 为体积速度; ρ_0 为流体密度; t 为时间; c 为声波在介

质内传播速度。

设 $p' = p(x, y, z) e^{j\omega t}$, $q' = q(x, y, z) e^{j\omega t}$, 可得赫姆霍兹方程为

$$\nabla^2 p(x, y, z) - k^2 p(x, y, z) + j\rho_0 \omega q(x, y, z) = 0 \quad (2)$$

式中: $k = 2\pi f/c$ 为波数, f 为频率; $\omega = 2\pi f$ 为角频率。

在声场 V 中进行积分得

$$\iiint_V \tilde{p} (\nabla^2 p(x, y, z) - k^2 p(x, y, z) + j\rho_0 \omega q(x, y, z)) dV = 0 \quad (3)$$

对式(3)进行变化得

$$\begin{aligned} & \iiint_V \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial z} \right) \right] dV + \\ & \iiint_V j\rho_0 \omega \tilde{p} q dV = \iiint_V (\nabla \tilde{p} \cdot \nabla p) dV - \omega^2 \iiint_V \left(\frac{1}{c^2} \tilde{p} p \right) dV \end{aligned} \quad (4)$$

运用高斯定理,式(4)左边第1项得

$$\begin{aligned} & \iiint_V \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial z} \right) \right] dV = \\ & \iiint_V [\nabla \cdot (\tilde{p} \nabla p)] dV = \iiint_{\Omega} \left(\tilde{p} \frac{\partial p}{\partial n} \right) d\Omega = \\ & - \iiint_{\Omega} j\rho_0 \omega \tilde{p} \mathbf{v} \cdot \mathbf{n} d\Omega \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)代入式(4)得

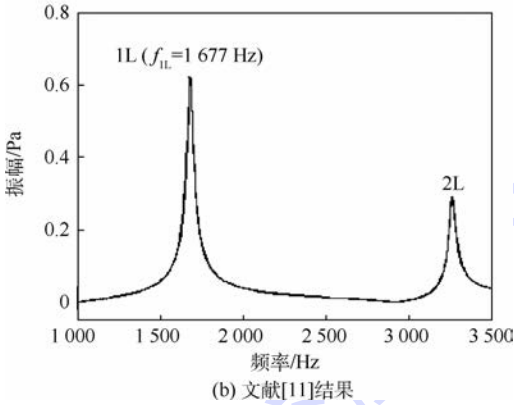
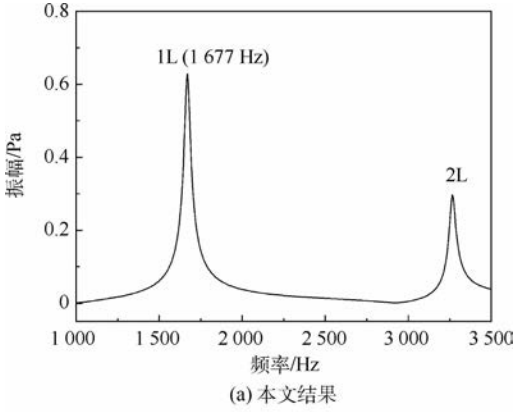
$$\begin{aligned} & \iiint_V [\nabla \cdot (\tilde{p} \nabla p)] dV - \omega^2 \iiint_V \left(\frac{1}{c^2} \tilde{p} p \right) dV = \\ & \iiint_{\Omega} j\rho_0 \omega \tilde{p} q dV - \iiint_{\Omega} j\rho_0 \omega \tilde{p} \mathbf{v} \cdot \mathbf{n} d\Omega \end{aligned} \quad (6)$$

最后得到声学系统方程为

$$(\mathbf{K}_a + j\omega \mathbf{C}_a - \omega^2 \mathbf{M}_a) \cdot \{p_i\} = \{Q_i\} + \{V_i\} + \{F_{ai}\} \quad (7)$$

式中: \tilde{p} 为权函数; V 为体积; Ω 为积分表面; \mathbf{v} 和 \mathbf{n} 分别为速度和 Ω 表面的法线方向; \mathbf{K} 、 \mathbf{M} 和 \mathbf{C} 分别为刚度矩阵、质量矩阵和阻尼矩阵,为区分声学矩阵和结构矩阵,在声学矩阵中加下标 a ; $\{p_i\}$ 为声压向量; $\{Q_i\}$ 为声源向量; $\{V_i\}$ 为速度向量; $\{F_{ai}\}$ 为声学激励。

运用文献[11]中无喷嘴燃烧室进行数值计算,其中燃烧室和喷管喉部直径分别为142 mm和81 mm,喷注面到喷管喉部长度为392.6 mm。燃烧室结构、气体媒质和边界条件均和文献[11]相同,本文声学响应计算结果如图3(a),通过和文献[11]结果图3(b)对比,燃烧室模态频率及振幅结果分别吻合良好,说明本文模型正确合理。



1L,2L—燃烧室一阶和二阶纵向声学模式;
 f_{1L} —燃烧室一阶纵向频率。

图 3 无喷嘴燃烧室声学压力响应

Fig. 3 Acoustic-pressure responses in combustion chamber without injector

2.2 模型建立

液体火箭发动机燃烧室直径 386 mm,总流量 408.64 g/s,混合比为 2.6,通过热力学计算软件 CEA 计算,燃烧室内声速为 1 294.7 m/s,马赫数为 0.226。喷嘴内气流声速为 471.19 m/s,密度为 103.3 kg/m³,喷嘴内通道马赫数取 0.164,比热比取 1.265,喷嘴内气流声速为 458.517 m/s。本文针对发动机破坏力最大的一阶切向声学振荡进行研究。

$$f_{1T} = \frac{\alpha c_{ch}}{D_{ch}} \sqrt{1 - Ma_{ch}^2} \quad (8)$$

$$f_{1L} = f_{1T} = \frac{c_l}{2(l + \Delta l)} \sqrt{1 - Ma_l^2} \quad (9)$$

$$l = \frac{c_l}{2f_{1L}} \sqrt{1 - Ma_l^2} - \Delta l \quad (10)$$

式中:下标 ch 代表燃烧室,下标 l 代表喷嘴; D_{ch} 为全尺寸发动机燃烧室直径; f_{1T} 为燃烧室一阶切向频率; Δl 为喷嘴长度修正值; α 为贝塞尔函数根值; c_{ch} 为燃烧室内声速; Ma_{ch} 为燃烧室内马赫数; c_l 为喷嘴内声速; Ma_l 为喷嘴内马赫数。

由式(8)和式(9)可知,燃烧室一阶切向频率

为 1915 Hz,喷嘴内一阶纵向频率也为 1915 Hz。由式(10), $\Delta l = 0$ 时,得喷嘴长度为 119 mm。

运用阻抗管法计算模型如图 4 所示,包括氧腔、喷嘴和圆形管 3 部分,氧腔端面为圆弧状,减少反射,其中喷嘴内径 16 mm,阻抗管内径 80 mm,长 119 mm,点 2 和喷嘴出口间距离为 80 mm,点 1、点 2 间距离为 36 mm。圆形管的一阶纵向声学频率等于全尺寸发动机燃烧室的一阶切向声学频率。模型总体采用结构化网格,喷嘴连接处采用局部加密,最大单元边长小于最短波长 1/6,生成网格数约为 118 965,经过网格独立性考察,不同网格数计算喷嘴吸声系数误差小于 2%。



图 4 计算模型

Fig. 4 Computational model

2.3 吸声系数计算

模型内部声场通过位于圆形管右端的平面波声源激发,如图 4 所示,激发压强为 1 Pa,监测点 1、点 2 处声压振幅分别为 P_1 、 P_2 。喷嘴声学抑制能力通过吸声系数定量评定。

圆形管内入射波传递函数为 $H_i = e^{-jks}$, s 为点 1、点 2 之间距离;反射波传递函数为 $H_r = e^{jks}$,总声场传递函数为 $H_{12} = \frac{P_2}{P_1}$,则反射系数为: $r = r_r + jr_i = \frac{H_{12} - H_i}{H_r - H_{12}} e^{j2ks}$, r_r 和 r_i 分别为 r 的实部和虚部; x 为点 1 到喷嘴出口面的距离;吸声系数 $\alpha = 1 - |r|^2$ 。

3 结果和讨论

3.1 标准长度喷嘴节流孔声学影响

所谓标准长度是指火箭发动机喷嘴的实际长度,由于未考虑节流孔影响,一般为喷嘴一阶纵向声学模式波长的 1/2。为方便研究,本文将喷嘴节流孔开口率定义为节流孔直径平方同喷嘴内径平方之比,即 $\eta = d_1^2/d_2^2$ 。当开口率为 1 时,喷嘴为全开;当开口率为 0 时,喷嘴为全闭。采用“开口率-吸声系数”法,通过不同开口率喷嘴在 1915 Hz 处的吸声系数来评定喷嘴对燃烧室一阶

切向不稳定的抑制能力。经过数值计算,当喷嘴开口率为100%,在1915 Hz 频率处吸声系数最大时,其长度为111 mm。同2.2节式(10)所得结果比较,修正长度 Δl 为8.7 mm。这是因为氧腔改变了喷嘴入口处声阻抗,入口处声压不再是严格的波节。图5为节流孔开口率抑制能力影响。由图5可知,随着节流孔开口率的增加,喷嘴吸声系数逐渐增强,同时注意到喷嘴入口处声压振幅逐渐减小,其中开口率在0~10%变化时声压振幅急剧减小,喷嘴入口声压振幅和吸声系数变化趋势一致性良好。所谓一致性良好是指二者关系符合一般振动规律,即声压振幅越大,抑制能力越小,反之亦然。可知喷嘴入口声压振幅可以作为喷嘴声抑制能力的一种评定标准。这是因为氧腔的存在使得喷嘴入口和出口处的声压产生连带效应。节流孔开口率增加,喷嘴内声压振幅节点向喷嘴出口移动,如图6所示(横坐标“0”处为喷嘴出口端,3.2节同此处),导致喷嘴出口处声压振幅先减小后增大,而入口处声压振幅始终是逐渐减小。

开口率由0到100%的变化过程充分体现了

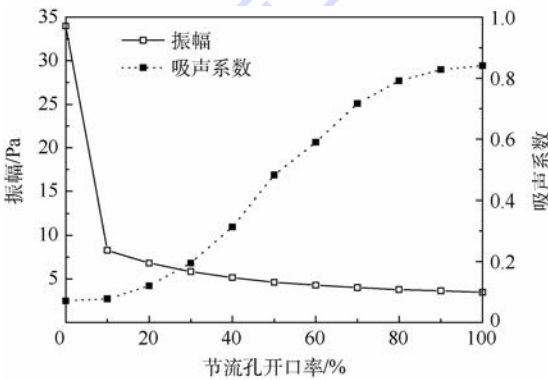


图5 节流孔抑制能力影响

Fig.5 Effect of damping capacity of blockage orifice

喷嘴由二分之一闭管到二分之一开管的变化过程。当开口率为0时,如图6所示,喷嘴为标准的二分之一波长闭管,抑制能力最小。随着开口率不断增加,声压波节由喷嘴中间位置向喷嘴出口移动,当移动到出口端时,喷嘴就转化为了标准的二分之一波长开管,其抑制能力达到最大。在标准长度时,为保证喷嘴抑制能力最大,需要使喷嘴入口处于非堵塞状态,节流孔开口率尽可能的大。

3.2 最佳长度喷嘴节流孔声学影响

最佳长度是指在某一开口率节流孔,喷嘴在1915 Hz 频率处抑制能力最大所对应的喷嘴长度,最佳长度是一个变量。同样采用3.1节所述“开口率-吸声系数”法分析节流孔对喷嘴最佳长度及其抑制能力影响规律。由图7可知,喷嘴节流孔开口率和喷嘴长度一一对应,喷嘴最佳长度随开口率的增加而增加,在开口率超过60%后,喷嘴最佳长度增长率迅速减小。由图8可知,喷嘴出口声压振幅和吸声系数变化趋势一致性良好,说明喷嘴出口声压振幅也可以作为其声抑制能力的一种评定标准。在喷嘴开口率小于20%时,吸声系数急剧下降,超过20%后,声压振幅和吸声系数基本保持不变。如图9所示,喷嘴内部

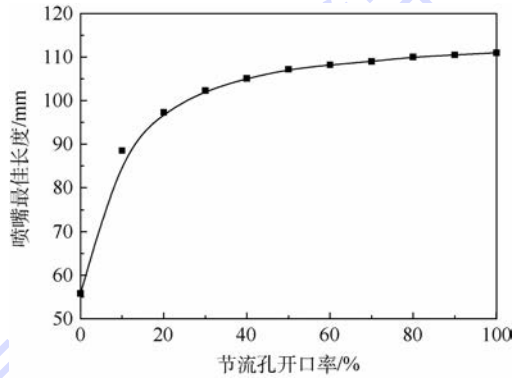


图7 开口率对喷嘴最佳长度的影响

Fig.7 Effect of opening ratio on optimal injector length

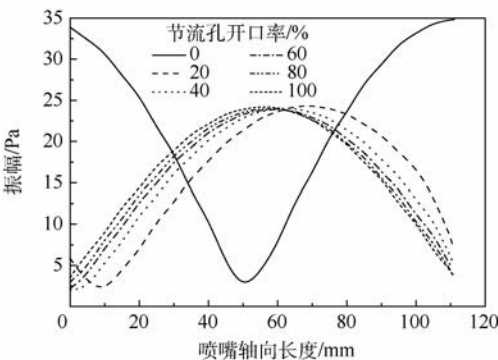


图6 不同开口率喷嘴内轴向声压振幅变化

Fig.6 Acoustic pressure amplitude variations of injector in axial direction at different opening rates

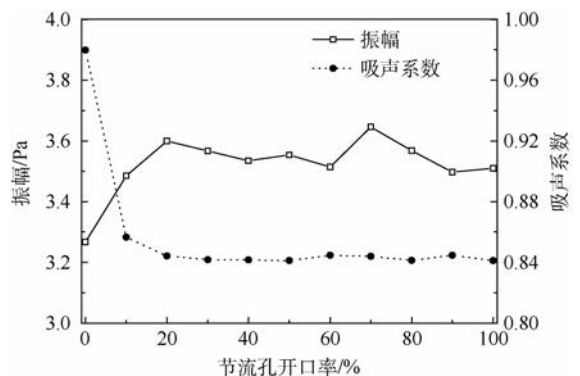


图8 节流孔最佳抑制能力影响

Fig.8 Effect of optimal damping capacity of blockage orifice

声压在喷嘴出口至中间位置间轴向分布振型,在开口率小于 20% 时变化较大,超过 20% 后,振型基本一致,所以导致吸声系数基本不变。说明喷嘴节流孔对喷嘴抑制能力产生的不利影响可以通过调节喷嘴长度来补偿。

开口率由 0 到 100% 的变化过程体现了喷嘴由四分之一闭管到二分之一开管的转化过程。四分之一波长管抑制能力明显优于二分之一波长管,如图 9 所示。从声学角度分析,当喷嘴入口为壅塞状态,喷嘴相当于四分之一波长管,抑制能力最大。当喷嘴入口为非壅塞状态时,开口率小于 20% 时的吸声系数大于开口率超过 20% 后的吸声系数。注意到超过 20% 后,虽然吸声系数略小,但喷嘴抑制能力保持恒定,说明喷嘴适应能力强,能够消除因管路推进剂振荡导致的抑制能力减小而引发的不稳定。在喷嘴设计时,尽量选择壅塞入口。当选择非壅塞入口时,应该使喷嘴开口率超过 20%。

孔开口率对气液同轴式喷嘴抑制能力的影响进行了定量评定,可以得出以下结论:

1) 喷嘴节流孔开口率对喷嘴声学抑制能力影响较大。最佳长度喷嘴抑制能力明显优于标准长度喷嘴,对喷嘴进行长度优化是非常有必要的。

2) 标准长度时,随着开口率增大,抑制能力逐渐增强。喷嘴设计时应该选择非壅塞入口,开口率尽可能大,以保证喷嘴抑制能力最大。喷嘴入口声压振幅可以作为其声抑制能力的一种判定标准。

3) 最佳长度时,节流孔开口率和喷嘴最佳长度一一对应。喷嘴入口为壅塞状态时抑制能力最强。非壅塞入口,开口率小于 20% 时,喷嘴抑制能力逐渐减小;开口率超过 20% 后,喷嘴抑制能力保持不变,对抑制不稳定有利。喷嘴设计时应该尽量选择壅塞入口,选择非壅塞入口时,开口率应超过 20%。喷嘴出口处振幅也可以作为其声抑制能力的一种判定标准。

参考文献 (References)

- [1] 哈杰 D T,里尔登 F H. 液体推进剂火箭发动机不稳定燃烧 [M]. 朱宁昌,张宝炯,译. 北京:国防工业出版社,1981:15-16.
HARRJE D T,REARDON F H. Liquid propellant rocket combustion instability [M]. ZHU N C,ZHANG B J,translated. Beijing:National Defend Industry Press,1981:15-16(in Chinese).
- [2] SOHN C H,KIM S K,KIM Y M. Effects of various baffle designs on acoustic characteristics in combustion chamber of liquid rocket engine [J]. KSME International Journal,2004,18(1):145-152.
- [3] 聂万胜,庄逢辰. 声腔应用于液体火箭发动机不稳定燃烧抑制中的特性研究 [J]. 国防科技大学学报,1998,20(2):12-16.
NIE W S,ZHUANG F C. The study of characteristics of resonators used in liquid rocket engines combustion stabilities suppression [J]. Journal of National University of Defense Technology,1998,20(2):12-16(in Chinese).
- [4] PARK I S,SOHN C H,KIM H J. Acoustic damping enhanced by gaps in baffled injectors in an acoustic chamber [J]. Journal of Sound and Vibration,2011,330(12):2747-2757.
- [5] 杨 V,安德松 W E. 液体火箭发动机燃烧不稳定性 [M]. 张宝炯,洪鑫,陈杰,译. 北京:科学出版社,2001:311-328.
VIGOR Y,ANDERSON W E. Liquid rocket engine combustion instability [M]. ZHANG B J,HONG X,CHEN J,translated. Beijing:Science Press,2001:311-328(in Chinese).
- [6] KIM H;SOHN C H. Experimental study of the role of gas-liquid scheme injector as an acoustic resonator in a combustion chamber [J]. Journal of Mechanical Science and Technology,2006,20(6):896-904.
- [7] SOHN C H,PARK I S,KIM S K,et al. Acoustic tuning of gas-liquid scheme injectors for acoustic damping in a combustion

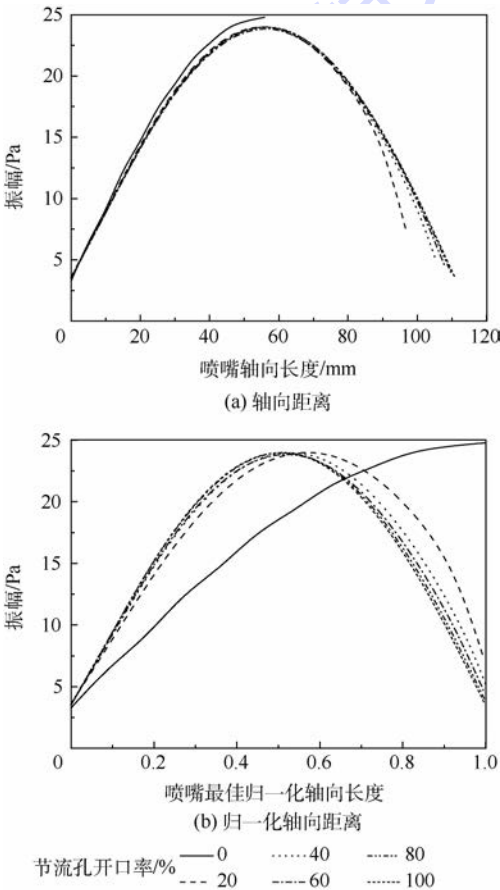


图 9 开口率喷嘴内轴向声压振幅的影响

Fig. 9 Effect of opening rate on acoustic pressure amplitude of injector in axial direction

4 结 论

本文通过运用阻抗管法在热态条件下对节流

- chamber of a liquid rocket engine[J]. Journal of Sound and Vibration, 2007, 304(3-5): 793-810.
- [8] PARK J H, SOHN C H. On optimal design of half-wave resonators for acoustic damping in an enclosure[J]. Journal of Sound and Vibration, 2009, 319(3-5): 807-821.
- [9] PARK I S, SOHN C H. Nonlinear acoustic damping induced by a half-wave resonator in an acoustic chamber[J]. Aerospace Science and Technology, 2010, 14(6): 442-450.
- [10] SOHN C H, PARK J H. A comparative study on acoustic damping induced by half-wave, quarter-wave, and Helmholtz resonators[J]. Aerospace Science and Technology, 2011, 15(8): 606-614.
- [11] IM S H, KIM Y J, SOHN C H. Acoustic damping of gas-liquid scheme injectors with a recess in a subscale combustor[J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2014, 28(9): 3813-3823.
- [12] KIM S K, CHOI H S, KIM H J. Finite Element analysis for acoustic characteristics of combustion stabilization devices[J]. Aerospace Science and Technology, 2015, 42: 229-240.
- [13] WIERMAN M, FELDMAN T, ANDERSON W E. Development of combustion response functions in a subscale high pressure longitudinal combustor; AIAA-2013-3778[R]. Reston: AIAA, 2013.
- [14] 张蒙正, 张志涛, 杨国华. 燃烧室声学特性模拟实验及应用[J]. 实验技术与管理, 2007, 24(8): 39-42.
- ZHANG M Z, ZHANG Z T, YANG G H. Simulation test and application of chamber acoustic characteristics[J]. Experimental Technology and Management, 2007, 24(8): 39-42 (in Chinese).
- [15] 王枫, 李龙飞, 张贵田. 液氧煤油补燃发动机喷注器高频不稳定性的试验研究[J]. 宇航学报, 2012, 33(2): 260-264.
- WANG F, LI L F, ZHANG G T. Experimental study on high frequency combustion instability with coaxial injector of staged combustion LOX/kerosene rocket engine[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(2): 260-264 (in Chinese).
- [16] 周进, 胡小平, 黄玉辉, 等. 液体火箭发动机气液同轴式喷嘴声学特性的实验研究[J]. 推进技术, 1996, 17(4): 37-41.
- ZHOU J, HU X P, HUANG Y H, et al. An experimental study on acoustic characteristics of gas-liquid coaxial injector of liquid rocket engine[J]. Journal of Propulsion Technology, 1996, 17(4): 37-41 (in Chinese).

作者简介:

安红辉 男, 博士研究生。主要研究方向: 液体火箭发动机燃烧不稳定性。

聂万胜 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 液体火箭发动机燃烧不稳定性。

Influence of opening ratio on acoustic damping of orifice injector

AN Honghui¹, NIE Wansheng^{2,*}

(1. Department of Postgraduate, Equipment Academy, Beijing 101416, China;

2. Department of Space Equipment, Equipment Academy, Beijing 101416, China)

Abstract: According to the length and the inlet boundary conditions of injector, the gas-liquid coaxial injectors of liquid rocket engine are simplified into four categories: 1/4 wavelength closed tube, 1/2 wavelength closed tube, 1/4 wavelength open tube and 1/2 wavelength open tube. Linear acoustics is adopted to analyze the influence of the inlet opening ratio on the acoustic damping capability of the injector in order to obtain the law of the acoustic influence of opening ratio. It is found that the inlet opening rate has a very different effect on the damping capability of the injector under the conditions of standard length and optimal length. The damping capability can be greatly improved if the inlet opening rate and the length of the injector are chosen reasonably. The research results can provide reference for the optimum design of the length and inlet jet of the injectors, and acoustic damping of the combustion chamber.

Keywords: gas-liquid coaxial injector; blockage orifice; acoustic damping coefficient; impedance tube; numerical simulation

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0038



弹道中段多目标微多普勒分离方法

王义哲¹, 冯存前^{1,2,*}, 李靖卿¹, 孟凡杰¹

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 信息感知技术协同创新中心, 西安 710077)

摘 要: 针对窄带雷达获取的多目标回波中微多普勒信息相互交叠、难以分离与提取的问题,提出了一种基于拍卖算法和小波分析相结合的多目标微多普勒分离方法。在滑动散射模型的基础上,首先通过对回波信号进行预处理得到时频骨架,再根据弹道目标多普勒的变化规律及估计的进动周期定义路径长度,利用拍卖算法提取出多条多普勒曲线对应的最短路径,最后采用小波分析法消除多普勒曲线中的剩余平动分量,实现了多目标微多普勒的分离。仿真结果表明,该方法能够较好地解决交叉区域的路径选择问题,且抗噪性较好,适用于多种微动形式。

关键词: 多目标分离; 弹道目标; 微多普勒; 拍卖算法; 小波分析

中图分类号: TN957

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0113-08

弹道导弹中段是弹道中时间最长的一段,可以提供较长的识别与拦截窗口,因此被认为是导弹防御的最佳时机^[1]。然而,在中段飞行过程中,所有的弹头、诱饵以及发射碎片只受重力作用,均以相同的速度沿着轨道附近运动^[2],构成了复杂的突防目标群。中段目标识别的关键就在于从目标群中分辨出真弹头,而基于微多普勒特征的应用为其提供了新的突破口^[3]。

目前,国内许多学者针对多目标微多普勒特征分离进行了研究,其中,文献[4]指出,多目标的时频图应该是“多目标多散射点”微多普勒的叠加。文献[5]利用 Viterbi 算法构造时频滤波器,经逆时频变换提取出各信号分量,但该方法只适用于时频交叠程度较弱的多分量微动信号。文献[6]根据对微多普勒点迹不同的相交情况进行关联配对,实现了微多普勒曲线的分离提取,但由于仅利用了斜率和夹角来判断下一时刻点迹,不能很好地解决交叉区域的干扰问题。文献[7]经

自适应视野聚类处理得到目标微多普勒的支撑域,通过对食物浓度序列进行匹配选择实现了两旋转目标的分离,但该方法容易误将弱时频分量随背景噪声去除。

本文以典型的无翼弹头类目标为例,针对窄带雷达信号体制下的中段多目标微多普勒特征分离问题展开研究。根据弹道目标多普勒的变化规律,将多条多普勒曲线的提取问题转化为求多条最短路径问题。首先利用骨架处理方法得到时频节点矩阵,再利用改进的拍卖算法迭代提取出多条最短路径,最后利用小波分析的消趋特性对平动分量进行补偿,实现了多分量微多普勒的分离与提取。

1 进动目标多普勒分析

为了保持在大气层外飞行的稳定性和提高命中精度,弹头在中段一般维持进动姿态,本文采用文献[8]描述的滑动型散射中心模型。进动多目

收稿日期: 2016-01-11; 录用日期: 2016-02-29; 网络出版时间: 2016-04-01 17:07

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160401.1707.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61372166, 61501495); 陕西省自然科学基金基础研究计划(2014JM8308)

* 通讯作者: E-mail: fengcunqian@sina.com

引用格式: 王义哲, 冯存前, 李靖卿, 等. 弹道中段多目标微多普勒分离方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 113-120.
WANG Y Z, FENG C Q, LI J Q, et al. Micro-Doppler resolution of multi-ballistic targets in midcourse[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 113-120 (in Chinese).

标微动模型,如图1所示。图中: $O-wuv$ 为雷达观测坐标系; $O_i-x_iy_iz_i$ 为弹头 i 的滑动坐标系, O_i 为弹头 i 的质心, z_i 轴为弹头 i 对应的进动轴的方向, y_i 轴为 z_i 轴顺时针旋转 90° 的指向, x_i 轴符合右手螺旋准则; θ_i 和 ω_i 分别为弹头 i 的进动角及进动角频率; β_i 为 S_i 与弹头 i 自身的旋转轴之间的夹角; r_i 为弹头 i 的底面半径; h_i 为弹头 i 的质心 O_i 到底面的距离。

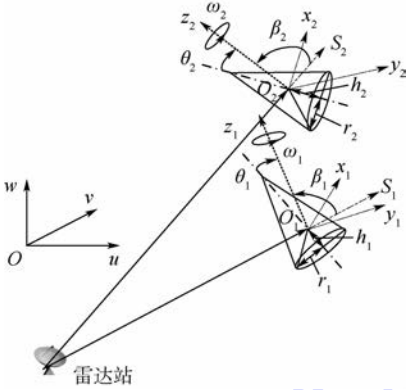


图1 弹道进动多目标微动模型

Fig.1 Ballistic multi-targets precession model

实际情况中必须考虑散射点的遮蔽问题,雷达的入射电磁波与目标 i 底面交于一点 u_i ,另一点已被遮蔽,则目标 i 的顶点 A_i 、底面交点 u_i 在 t 时刻处的微距离分别为^[8]

$$\begin{cases} R_{A_i}(t) = a_{A_i} + b_{A_i} \cos(\omega_i t - \alpha_i) \\ R_{u_i}(t) \approx a_{u_i} + b_{u_i} \sin(\omega_i t - \alpha_i) + c_i \cos(2\omega_i t - 2\alpha_i) \end{cases} \quad (1)$$

式中: (α_i, β_i) 为观测雷达到弹头 i 的视线(S_i)在 $O_i-x_iy_iz_i$ 中的视角, α_i 为在 $O_i-x_iy_iz_i$ 平面的投影与 x_i 轴的夹角; a_{A_i} 、 b_{A_i} 、 a_{u_i} 、 b_{u_i} 和 c_i 均为调制系数,且只与弹道目标尺寸、进动参数有关,不难推导出

$$\begin{cases} a_{A_i} = (H_i - h_i \cos \delta_i) \chi_{1i} \\ b_{A_i} = (H_i - h_i \cos \delta_i) \chi_{2i} \\ a_{u_i} = \chi_{1i} h_i \cos \delta_i + r_i \sqrt{1 - \chi_{1i}^2} \left[1 - \frac{1}{16} \cdot \frac{\chi_{2i}^2 (3 - \chi_{3i})}{1 - \chi_{1i}^2 (1 - \chi_{3i})} \right] \\ b_{u_i} = \chi_{2i} h_i \cos \delta_i - r_i \frac{\chi_{1i} \chi_{2i}}{\sqrt{1 - \chi_{1i}^2}} \\ c_i = \frac{r_i}{16} \cdot \frac{\chi_{2i}^2 (3 - \chi_{3i}) \sqrt{1 - \chi_{1i}^2}}{1 - \chi_{1i}^2 (1 - \chi_{3i})} \end{cases} \quad (2)$$

式中: H_i 为弹头 i 的高;底面半径 χ_{1i} 、 χ_{2i} 、 χ_{3i} 均为与 β_i 、 θ_i 有关的函数,满足 $\chi_{1i}(\beta_i, \theta_i) = \cos \beta_i \cos \theta_i$, $\chi_{2i}(\beta_i, \theta_i) = \sin \beta_i \sin \theta_i$, $\chi_{3i}(\beta_i, \theta_i) = \sin \beta_i \cos \theta_i$;

δ_i 为 h_i 与弹头旋转对称轴的夹角。由于无翼弹头模型为旋转对称目标,可以暂时不考虑弹头的自旋运动对电磁波散射特性的影响^[9]。由式(1)和式(2)可知,顶点 A_i 符合正弦调制规律,而底面交点 u_i 由于受到相位项 $\cos(2\omega_i t)$ 的调制,其对应的微距离近似为多个正弦分量的叠加,且与目标的结构参数以及锥旋频率有关。

由于中段运动只存在地球引力的作用,因此弹道是相对平稳的,可先利用观测时间内某个脉冲测得的速度进行粗补偿^[10],剩余的平动距离分量可近似为3阶多项式:

$$R_{ir}(t) = r_0 + vt + a_1 t^2 / 2 + a_2 t^3 / 6 \quad (3)$$

式中: r_0 、 v 、 a_1 和 a_2 分别为粗补偿后单个雷达波束内包含的目标群在 t 时刻的径向初始距离、速度、加速度和2阶加速度。

假设雷达发射工作频率为 f_c 的单频信号,经目标散射后得到回波 $s(t)$ 。通过基带变换后, $s(t)$ 变换为 $s_b(t)$ 。对 $s_b(t)$ 的相位项进行求导,得到包含 i 个目标的多普勒为

$$f_{Di}(t) = f_{mi}(t) + f_{ir}(t) = \frac{2f_c}{c} \cup_i \left\{ \frac{d}{dt} [R_{ir}(t) + R_{A_i}(t) + R_{u_i}(t)] \right\} \quad (4)$$

式中: $f_{mi}(t)$ 、 $f_{ir}(t)$ 分别为微多普勒和平动多普勒, $i \in \mathbf{N}^+$; $\cup(\cdot)$ 表示包含关系; c 为光速。

在较短脉冲积累时间内可以认为,粗补偿后的弹道目标回波不存在多普勒模糊^[10],且其多普勒带宽小于雷达可探测多普勒带宽,即多普勒曲线在时频面中只出现漂移,不存在折叠现象^[11]。

2 基于拍卖算法的多目标分离

2.1 进动周期估计

观察式(4)可知,多目标的瞬时多普勒特征在时频域中表现为一系列总体服从同一分布趋势的交叠曲线,多目标分离的实质就是将各目标包含的各散射点对应的特征曲线单独分离出来。滑动型散射中心产生的微多普勒并不符合正弦模型,不适宜使用参数化提取方法,而传统的一阶条件矩法和峰值位置法均无法处理存在交叉的多分量信号。

待分离曲线可分为两类:一类对应锥顶散射点 A_i ,另一类对应滑动散射点 u_i 。在相对较短的脉冲积累时间内,同一子目标的 ω_i 近似保持不变,若忽略缓慢变化的平动多普勒,则对于第1类散射点,其单位采样时间间隔内频率的变化可近似表示为

$$\begin{aligned} |df_{A_i}(t)| &\approx \frac{2f_c}{c} |\omega_i^2 b_{A_i} \cos(\omega_i t - \alpha_i)| dt \leq \\ \omega_i \frac{2f_c}{c} \omega_i |b_{A_i}| \frac{T}{N} &\leq \omega_i \frac{B_s T}{2N} \leq \\ \left\lceil \frac{\pi M T}{N T_i} \right\rceil \frac{F_s}{M} & \end{aligned} \quad (5)$$

式中: T 为采样时间; T_i 为目标 i 的进动周期; B_s 为信号多普勒带宽; F_s 为脉冲重复频率; N 和 M 分别为时间采样数和频率采样数; $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。

同理,对于第 2 类散射点,其单位采样时间间隔内频率的变化也近似满足

$$|df_{u_i}(t)| \leq \left\lceil \frac{\pi M T}{N T_i} \right\rceil \frac{F_s}{M} \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知,无论哪类散射点,其单位采样时间间隔内频率的变化都在一个与 T_i 有关的阈值范围之内,这可以作为各曲线上路径选择的依据。本文采用文献[12]中提出的改进自相关法求取多目标回波信号中子目标的个数 I 不同子目标对应的进动周期 T_i ,该方法克服了传统自相关法对先验信息要求较高的缺陷,且计算量增大倍数很小,具体步骤见文献[12]。由于模型中每个弹头目标包含 2 个散射点,时频域中共包含 $2I$ 条多普勒曲线。

2.2 多目标分离的最短路径描述

雷达录取多目标回波信号后,首先进行预处理。对原始回波进行奇异值分解(SVD)去噪,然后利用短时傅里叶变换(STFT)得到目标回波的时频图,记初始时频矩阵为 $S_{M \times N}$ 。对 $S_{M \times N}$ 进行高斯平滑滤波和二值化后,时频信息只包含 0 和 1 的 2 种元素,利用骨架提取^[13]方法进行细化,有效地对多普勒旁瓣进行抑制。最后利用消刺处理对骨架进行修剪,删去伪骨架及孤立点^[14],记预处理后的时频矩阵为 $S'_{M \times N}$ 。

将值为 1 的时频点看作节点,记作 (m, n) , m 和 n 分别为频率位置和时间位置,且满足 $\{m \leq M, n \leq N | m, n \in \mathbf{N}^+\}$,则每个时刻可能有多个节点,其中 $n=1$ 时刻的节点称为起始节点, $n=N$ 时刻的节点称为最终节点。若 $(l, n+1)$ 为 $n+1$ 时刻的某个节点,从 (m, n) 指向 $(l, n+1)$ 的时频轨迹可以看作一条有向路径,记作 $[(m, n), (l, n+1)]$,记 ${}_n^l a_{n+1}^l$ 为该路径对应的长度。若确定了各条多普勒曲线的起始节点和最终节点,则多分量瞬时多普勒提取可描述为在带权图 $D = \langle E, G, A \rangle$ 中求多条最短路径的问题, E, G 和 A 分别为 D 中的节点集合、路径集合及路径长度集合。

2.3 改进的最短路径拍卖算法

最短路径问题是一个常见的组合优化问题,经典方法包括 Dijkstra 算法、Kruskal 算法和拍卖算法等。其中,拍卖算法适用于大规模稀疏网络最短路径问题的求解,并且便于程序化。该算法最早由 Bertsekas 和 Castanon^[15]提出,通过模拟现实中的拍卖过程来解决指派问题。本文将拍卖算法引入有向图 $D = \langle E, G, A \rangle$ 中最短路径的求解问题,首先考虑单起点单终点模型。

设 $P = [(m_1, 1), (m_2, 2), \dots, (m_k, k)]$ 为 D 中的一条路径,若其中包含的节点各不相同,则称 P 为初等路,节点 (m_k, k) 为该路径的终点,路径长度 L 可表示为

$$L = \sum_{i=1}^{k-1} {}_{m_i}^{m_{i+1}} a_{i+1}^{m_{i+1}} \quad (7)$$

该算法在迭代过程中,维护路 P 并通过扩展和收缩 2 种操作来修改 P 。若节点 $(m_{k+1}, k+1)$ 不在 P 上,且存在路径 $[(m_k, k), (m_{k+1}, k+1)]$,通过 $(m_{k+1}, k+1)$ 对 P 的扩展操作将路 P 变为 $P' =$

$$[(m_1, 1), (m_2, 2), \dots, (m_k, k), (m_{k+1}, k+1)] \quad (8)$$

若 P 包含起点之外的节点,则对 P 的收缩操作将路 P 变为

$$P'' = [(m_1, 1), (m_2, 2), \dots, (m_{k-1}, k-1)] \quad (9)$$

对 D 中每个节点 (m, n) 引入变量 p_n^m , 称其为该节点的价格。定义所有节点的价格组成的价格向量为 p 。算法维护价格向量 p 和路 P , 使其满足如下性质:

$$p_{n+1}^l \leq {}_n^l a_{n+1}^l + p_n^m \quad \forall [(m, n), (l, n+1)] \in G \quad (10)$$

$$p_{n+1}^l = {}_n^l a_{n+1}^l + p_n^m \quad \forall [(m, n), (l, n+1)] \in P \quad (11)$$

式(10)和式(11)称为互补松弛(CS)条件。可以证明,若二元组 (P, p) 满足 CS 条件,则路 P 上从节点 $(m_1, 1)$ 到任意节点 (m_k, k) 的部分是从 $(m_1, 1)$ 到 (m_k, k) 的最短路径,而 $p_k^{m_k} - p_1^{m_1}$ 是相应的最短距离。这是因为由式(2)可知, $p_k^{m_k} - p_1^{m_1}$ 是 P 上从 $(m_1, 1)$ 到 (m_k, k) 的部分的长度,且任意连接这 2 个节点的长度至少为 $p_k^{m_k} - p_1^{m_1}$ 。

算法迭代进行,将满足 CS 条件的二元组 (P, p) 变换为另一组满足 CS 条件的二元组。每次迭代时,加入新节点扩展 P 或删除末端节点收缩 P 。在收缩操作时,末端节点的价格是严格增加的。当路仅包含起点时会出现退化的情

况,此时路只能扩展,或者保持不变的同时 p_1^m 严格增加。

传统拍卖算法只能解决单起点单终点的最短路径问题,而多目标多普勒分离属于多起点多终点问题,本文考虑将此类问题转化为若干个单起点多终点问题。解决多条最短路径问题时,可以共用一个价格向量,因为无论选择哪个起点,CS条件总是满足的,具体步骤如下。

步骤 1 为了消除骨架提取处理在两端产生的失真影响,更准确地确定起始节点和最终节点的位置,适当舍弃 $S'_{M \times N}$ 首尾处的部分时频信息,记载取的时频矩阵为 $S''_{M \times N}$ 。操作时应注意,尽量在不同多普勒曲线的起始节点和最终节点处于分散状态的时刻进行截取。

步骤 2 对所有的起始节点,比较其在 $S_{M \times N}$ 中对应位置处的能量强度,选择强度最大的点 $(m_1, 1)$ 为第 1 条路 P_1 的起点,使所有的最终节点都成为该路的末端节点一次。路径长度 a_n^l 定义为

$$a_n^l = \begin{cases} 0 & |l - m| \leq \Delta \\ \lambda(|l - m| - \Delta) & |l - m| > \Delta \end{cases} \quad (12)$$

式中: λ 为比例因子,阈值 Δ 的表达式为

$$\Delta = \left\lceil \frac{\pi MT}{NT_{\max}} \right\rceil \quad (13)$$

式中: T_{\max} 为求出的各子目标进动周期中的最大值,这是为了兼顾频率变化率较低的节点。

初始解设为 $P_1 = [(m_1, 1)]$, $p_n^m = W(m, n)$, W 为 $S_{M \times N}$ 中各时频点的归一化能量强度矩阵。设 (m_k, k) 为 P_1 的末端节点,若满足

$$p_k^{m_k} < \min_{\{(m_{k+1}, k+1) | [(m_k, k), (m_{k+1}, k+1)] \in G\}} (p_{k+1}^{m_{k+1}} + a_k^{m_{k+1}}) \quad (14)$$

转到步骤 3,否则转到步骤 4。

步骤 3 令

$$p_k^{m_k} = \min_{\{(m_{k+1}, k+1) | [(m_k, k), (m_{k+1}, k+1)] \in G\}} (p_{k+1}^{m_{k+1}} + a_k^{m_{k+1}}) \quad (15)$$

同时若 $(m_k, k) \neq (m_1, 1)$,则收缩 P_1 ,进行下一轮迭代。

步骤 4 加入节点 $(m', k+1)$ 来扩展 P_1 ,其中

$$(m', k+1) = \arg \min_{\{(m_{k+1}, k+1) | [(m_k, k), (m_{k+1}, k+1)] \in G\}} (p_{k+1}^{m_{k+1}} + a_k^{m_{k+1}}) \quad (16)$$

若 $(m', k+1)$ 是最终节点之一, P_1 即为第 1 条最短路径,转步骤 5;否则进行下一轮迭代。

步骤 5 将路 P_1 的起始节点和最终节点置零,转步骤 2。当 $S''_{M \times N}$ 中起始节点和最终节点依次

配对完成 $2l$ 次后,算法终止,得到 P_1, P_2, \dots, P_{2l} 。

由上述步骤可以看出,在提取多条最短路径时,预处理可以有效降低噪声干扰,同时大大减少了节点数量,提高了运算效率, Δ 保证了路径的连续性, W 考虑了瞬时多普勒时频点的峰值性。通过以上操作,就可以较为准确地提取出多目标回波信号不同散射点对应的多普勒分量。

3 基于小波分析的平动补偿

小波分析法利用小波基函数来逼近信号,其基函数是一组由有限长或快速衰减的小波函数经缩放和平移而生成的函数序列。基于多分辨率分析理论的 Mallat 算法^[16]是一种最常用的小波基函数构建方法,该算法利用尺度函数和小波函数按照塔式结构对信号实现快速分解和重构,其过程如图 2 所示。

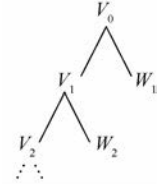


图 2 多尺度小波分析

Fig. 2 Multi-scale wavelet analysis

图 2 中,子空间序列 V_m, W_m 为函数空间 $L^2(R)$ 上的一个多尺度分析,满足

$$V_0 = V_m \oplus \sum_{i=1}^m W_i \quad (17)$$

对于任意函数 $f(t) \in V_0$,可以在下一级尺度空间 V_1 和小波空间 W_1 上进行分解:

$$f(t) = p_1 f(t) + q_1 f(t) \quad (18)$$

式中: $p_1 f(t)$ 为逼近部分; $q_1 f(t)$ 为细节部分。将逼近部分进一步分解,如此重复就可得到任意尺度上的逼近部分和细节部分。经 m 次分解,得到

$$f(t) = p_m f(t) + \sum_{j=1}^m q_j f(t) \quad (19)$$

式中: $p_m f(t)$ 为函数 $f(t)$ 的低频全局信息, $p_m f(t)$ 对应信号 $f(t)$ 在分辨率 m 下的低频趋势项,随着小波分解被单独分离出来; $\sum_{j=1}^m q_j f(t)$ 为逐次分解中分离得到的从 V_0 到 V_{m-1} 各个尺度上 $f(t)$ 的相应局部细节信息。

对提取出的各多普勒分量进行一维多尺度小波分解,得到的趋势项即为平动分量,由于目标群中各目标具有相同的平动参数,因此对得到的趋势项进行平均可提高平动分量的估计精度。因此,对多普勒分量进行消除趋势项处理就是平动

补偿的过程。

小波基函数的选取对使用小波分析法消除趋势项的准确性有很大影响,其数学特性并不能直接反应处理数据的能力,一般通过比较处理信号的实际效果来判定其适用性。文献[17]构造了消趋误差指数并比较了不同小波基函数的消趋能力,指出 sym10 的消趋误差最小。因此,本文采用 sym10 小波基函数实现平动补偿。综上所述,本文方法的流程如图 3 所示。

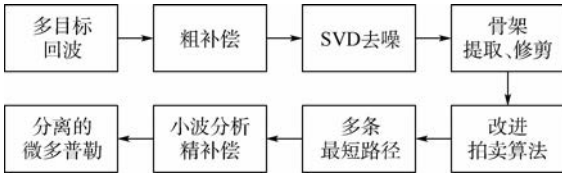


图 3 算法流程图

Fig. 3 Algorithm flowchart

4 仿真分析

设雷达发射工作频率 $f_c = 10 \text{ GHz}$ 的单频信号,脉冲重复频率 $F_s = 1000 \text{ Hz}$,观测时间为 3 s 。空间中存在 2 个进动锥体目标 Target 1 和 Target 2。Target 1 的参数设置为 $H_1 = 2.3 \text{ m}$, $h_1 = 0.7 \text{ m}$, $r_1 = 0.7 \text{ m}$, $(\alpha_1, \beta_1) = (50.6^\circ, 40.9^\circ)$, $\theta_1 = 10^\circ$, $\omega_1 = 2\pi \text{ rad/s}$; Target 2 的参数设置为 $H_2 = 2.1 \text{ m}$, $h_2 = 0.5 \text{ m}$, $r_2 = 0.5 \text{ m}$, $(\alpha_2, \beta_2) = (52.4^\circ, 38.8^\circ)$, $\theta_2 = 12^\circ$, $\omega_2 = 4\pi \text{ rad/s}$ 。根据弹道特性,平动参数设置为 $r_0 = 200 \text{ km}$, $v = -2.5 \text{ m/s}$, $a_1 = 1.5 \text{ m/s}^2$, $a_2 = -0.5 \text{ m/s}^2$ 。

利用 MATLAB 中的 awgn 函数向原始信号中加入白噪声,设信噪比 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$,图 4 为经 SVD 去噪处理后的初始时频图,背景噪声得到了一定地抑制。图 5 为预处理后截取的时频骨架。利用改进自相关法得到 $T_{\max} = 1.08 \text{ s}$ 及 $I = 2$,代入式(13)可得阈值 $\Delta = 3$ 。图 6 为采用本文算法得到的 4 条最短路程,对应 4 个散射点的多普勒曲线。

图 7 为利用 sym10 小波基函数对 4 条曲线进行 10 层分解得到的平均趋势,图 8 为消趋并进行平滑处理后的结果。为了验证本文算法的分离效果,以文献[5]中的 Viterbi 算法作对比分析。图 9 为利用 Viterbi 算法对平动补偿后时频图中微多普勒曲线的提取结果,可以看出该算法易出现频率跳变及错误关联,无法准确地估计各频率分量;而本文方法较好地实现了各微多普勒曲线的分离与提取,克服了交叉区域路径选择易出错的问题。这是由于 Viterbi 算法实质上主要依据能量的强弱来抽取时频信息,不能兼顾变化程度

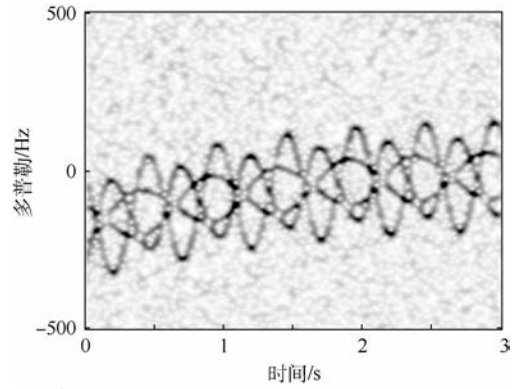


图 4 初始时频图

Fig. 4 Original time-frequency pattern

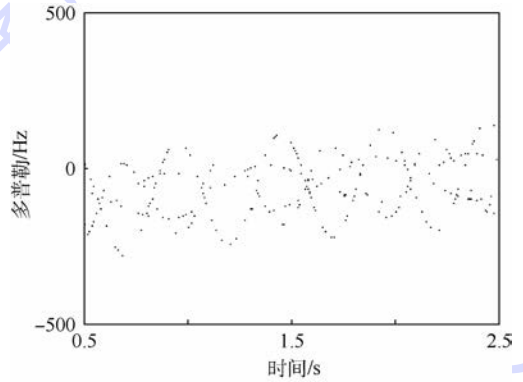


图 5 截取的时频骨架

Fig. 5 Selective time-frequency skeleton

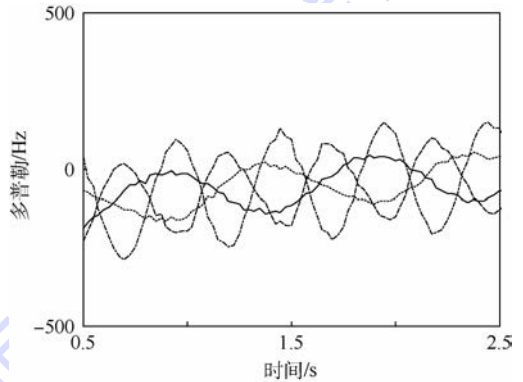


图 6 提取的最短路程

Fig. 6 Extracted shortest paths

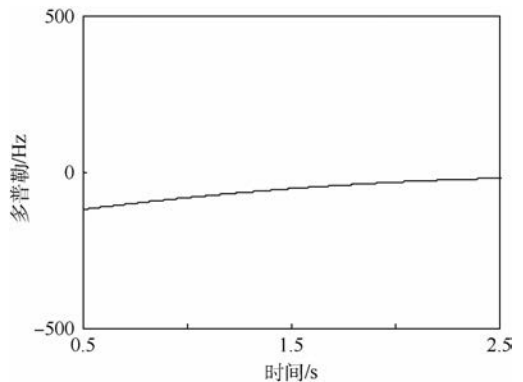


图 7 小波分解得到的平均趋势

Fig. 7 Average trend from wavelet decomposition

不同的微多普勒曲线,本文方法不仅考虑能量强度的因素,更进一步利用了多普勒曲线的变化规律。

进一步分析本文方法的抗噪性能,在不同信噪比条件下进行 100 次蒙特卡罗仿真,用相对误差 (R_E) 来衡量提取曲线与理论曲线之间的偏离程度。相对误差的具体表达式为

$$R_E = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left[\frac{\sum_n (\hat{C}_l(n) - C(n))^2}{\sum_n C(n)^2} \right]} \quad (20)$$

式中: L 为总仿真次数; $\hat{C}_l(n)$ 为第 l 次仿真提取的某条微多普勒曲线; $C(n)$ 为理论计算得到的该微多普勒曲线。对分离提取出的各条微多普勒曲线的相对误差进行平均,不同方法对应的平均相对误差如图 10 所示。可以看出,本方法的平均相对误差明显小于文献[5]方法;随着信噪比的增加,文献[5]方法的平均相对误差下降加快,说明 Viterbi 算法性能受噪声影响较大;当 SNR > 20 dB 时,本文方法的平均相对误差稳定在 0.8 左右,这是由于骨架提取固有缺陷的限制。

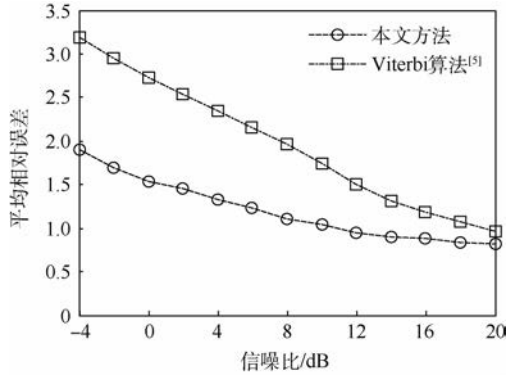


图 10 不同信噪比条件下本文方法与文献[5] Viterbi 算法性能分析

Fig. 10 Performance analysis by proposed method and Viterbi algorithm in Ref. [5] under different SNRs

5 结论

本文通过分析进动目标微多普勒的变化规律,提出了一种基于拍卖算法和小波分析的弹道多目标分离方法。

1) 拍卖算法有效地提取出了各多普勒曲线对应的最短路径,该算法对进动周期的估计精度要求不高,因为 T_{max} 仅作为阈值 Δ 的一个参考参数,路径长度的定义才是影响算法性能的关键;由于构造 Δ 时认为平动多普勒变化缓慢,忽略了平动的影响,因此本文方法要求粗补偿达到一定精度,使得剩余平动参数的取值在合理的范围内。

2) 利用小波分解的消趋特性,可以在缺乏具体平动模型先验信息的情况下,有效对多普勒曲线的平动分量进行补偿,当小波基函数选定时,分解的层数越高,消趋误差越小,但计算量越大。

3) 若散射点不在整个观测时间段内可见,将会导致提取的骨架出现断裂、不连续,从而得到的最短路径容易出现错误关联,这是由于本文方法依赖于多普勒曲线的连续性变化规律,此时可考虑对数据实现分段提取后再进行融合处理。

4) 本文较好地实现了多目标微多普勒的分离与提取,该方法不仅适用于滑动目标,而且适用于振动、旋转等其他微动形式的弹道目标。如何利用获取的微多普勒信息进行目标分辨与识别,是下一步研究工作的重点。

参考文献 (References)

[1] DAVID L R. Ballistic missile defense[J]. Journal of Electronic Defense, 2006, 29(1): 46-52.
[2] 冯德军,徐乐涛,艾小锋. 空间复杂目标群的雷达目标识别技术[J]. 现代防御技术, 2015, 43(4): 1-6.
FENG D J, XU L T, AI X F. Radar recognition technique for

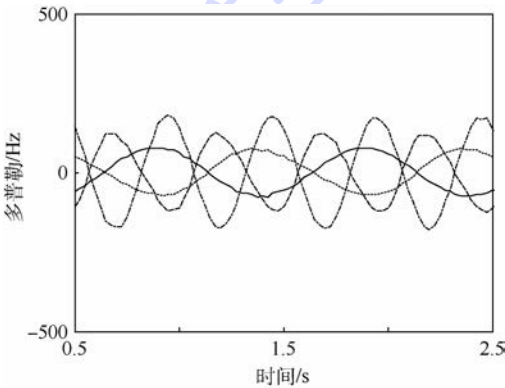


图 8 消趋后平滑结果

Fig. 8 Result after eliminating trend and smoothing

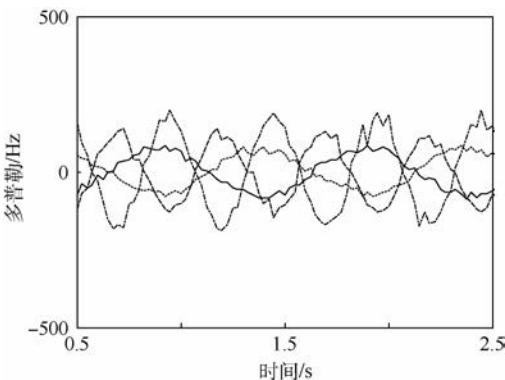


图 9 文献[5] Viterbi 算法提取结果

Fig. 9 Extracted result using Viterbi algorithm in Ref. [5]

- complex target groups in space[J]. *Modern Defence Technology*, 2015, 43(4): 1-6 (in Chinese).
- [3] CHEN V C. Analysis of radar micro-Doppler signature with time-frequency transform[C]// *Proceedings of IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000: 463-466.
- [4] 胡晓伟,童宁宇,胡国平,等. 基于微多普勒的弹道多目标分离方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2015, 37(8): 1734-1740.
HU X W, TONG N N, HU G P, et al. Multi-ballistic targets resolution based on micro-Doppler[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(8): 1734-1740 (in Chinese).
- [5] LI P, WANG D C, WANG L. Separation of micro-Doppler signals based on time frequency filter and Viterbi algorithm[J]. *Signal, Image and Video Processing*, 2013, 7(3): 593-605.
- [6] 赵盟盟,张群,罗迎,等. 点迹-曲线关联算法的旋转对称群目标分辨[J]. *空军工程大学学报(自然科学版)*, 2015, 16(2): 43-48.
ZHAO M M, ZHANG Q, LUO Y, et al. Distinguishing of rotationally symmetric group targets based on plot-curve association algorithm[J]. *Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition)*, 2015, 16(2): 43-48 (in Chinese).
- [7] 李靖卿,冯存前,张栋. 基于自适应视野聚类匹配的多目标分离与提取[J]. *系统工程与电子技术*, 2015, 37(9): 1974-1979.
LI J Q, FENG C Q, ZHANG D. Multi-target separation and extraction based on adaptive vision cluster matching[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(9): 1974-1979 (in Chinese).
- [8] MA L, LIU J, WANG T, et al. Micro-Doppler character of sliding-type scattering center on rotationally symmetric target[J]. *Science China (Information Sciences)*, 2011, 54(9): 1957-1967.
- [9] 雷腾,刘进忙,杨少春,等. 基于三站一维距离像融合的弹道目标特征提取方法研究[J]. *宇航学报*, 2012, 33(2): 228-234.
LEI T, LIU J M, YANG S C, et al. Study on feature extraction method of ballistic target based on three-station range profiles[J]. *Journal of Astronautics*, 2011, 32(2): 228-234 (in Chinese).
- [10] 贺思三,赵会宁,张永顺. 基于延迟共轭相乘的弹道目标平动补偿[J]. *雷达学报*, 2014, 3(5): 505-510.
HE S S, ZHAO H N, ZHANG Y S. Translational motion compensation for ballistic targets based on delayed conjugated multiplication[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(5): 505-510 (in Chinese).
- [11] 胡晓伟,童宁宇,董会旭,等. 弹道中段群目标平动补偿与分离方法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(2): 291-296.
HU X W, TONG N N, DONG H X, et al. Translation compensation and resolution of multi-ballistic targets in midcourse[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(2): 291-296 (in Chinese).
- [12] 肖立,周剑雄,何峻,等. 弹道中段目标进动周期估计的改进自相关法[J]. *航空学报*, 2010, 31(4): 812-818.
XIAO L, ZHOU J X, HE J, et al. Improved autocorrelation method for precession period estimation of ballistic target in midcourse[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2010, 31(4): 812-818 (in Chinese).
- [13] 罗迎,柏又青,张群,等. 弹道目标平动补偿与微多普勒特征提取方法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(3): 602-608.
LUO Y, BAI Y Q, ZHANG Q, et al. Translational motion compensation and micro-Doppler feature extraction of ballistic targets[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(3): 602-608 (in Chinese).
- [14] 赵永嘉,戴树岭. 基于图像骨架和贪婪算法的无人机航路规划[J]. *北京航空航天大学学报*, 2010, 36(4): 474-477.
ZHAO Y J, DAI S L. Unmanned aircraft vehicle path planning based on image skeleton and greedy algorithm[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2010, 36(4): 474-477 (in Chinese).
- [15] BERTSEKAS D P, CASTANON D A. The auction algorithm for the transportation problem[J]. *Annals of Operations Research*, 1989, 20(1): 67-96.
- [16] STEPHANE G M. A theory for multi-resolution signal decomposition: The wavelet representation[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1989, 11(7): 674-693.
- [17] 吴志成,王重阳,任爱君. 消除信号趋势项时小波基优选方法研究[J]. *北京理工大学学报*, 2013, 33(8): 811-814.
WU Z C, WANG C Y, REN A J. Optimal selection of wavelet base functions for eliminating signal trend based on wavelet analysis[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2013, 33(8): 811-814 (in Chinese).

作者简介:

王义哲 男,硕士研究生。主要研究方向:雷达信号处理、雷达电子战新技术。

冯存前 男,博士,教授,硕士生导师。主要研究方向:雷达信号处理、雷达电子战新技术。

李靖卿 男,硕士。主要研究方向:雷达信号处理、雷达电子战新技术。

孟凡杰 男,硕士研究生。主要研究方向:雷达信号处理、雷达电子战新技术。

Micro-Doppler resolution of multi-ballistic targets in midcourse

WANG Yizhe¹, FENG Cunqian^{1,2,*}, LI Jingqing¹, MENG Fanjie¹

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding, Xi'an 710077, China)

Abstract: To solve the problems of overlapping and difficult separation of micro-Doppler information of multi-ballistic target echo in narrow-band radar, a novel method based on auction algorithm and wavelet analysis is proposed to separate micro-Doppler of multi-ballistic targets. First, based on the sliding scattering model, the time-frequency skeleton is obtained by preprocessing. Then, the path length is defined by variation rules of Doppler and estimated precession period. The shortest paths corresponding to Doppler curves are extracted by auction algorithm. Finally, micro-Doppler resolution of multi-ballistic targets is realized after translational motion compensation by wavelet analysis. Simulation results indicate that the method can solve path selection problems well in intersection region, and is suitable for various forms of micro-motion.

Keywords: multi-ballistic targets resolution; ballistic targets; micro-Doppler; auction algorithm; wavelet analysis

Received: 2016-01-11; **Accepted:** 2016-02-29; **Published online:** 2016-04-01 17:07

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160401.1707.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61372166, 61501495); Natural Science Basic Research Plan in Shaanxi Province of China (2014JM8308)

* **Corresponding author.** E-mail: fengcunqian@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0053

基于 GPS 和里程计的快速行进间粗对准方法

塔高明, 宋来亮*, 冉龙俊

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100083)



摘 要: 针对车载捷联惯导系统(SINS), 提出一种快速行进间粗对准方法。将捷联矩阵分解为 3 个矩阵相乘, 利用 GPS 提供的载体在导航坐标系的速度和里程计提供的载体在载体坐标系的速度构建不共线向量, 求解初始载体坐标系相对惯性坐标系的常值转换矩阵, 进而求得初始姿态矩阵。该对准方法对载车的唯一要求是在对准过程中做一个转弯机动。与现有对准方法相比, 该方法没有用到加速度计信息。仿真结果表明, 该方法能在 1 min 之内完成粗对准, 采用零偏为 $0.1(^{\circ})/h$ 的低精度陀螺, 对准误差小于 0.3° 。

关键词: 粗对准; GPS; 里程计; 不共线的向量; 转弯机动

中图分类号: V249.3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0121-07

捷联惯导是一种自主式导航系统, 因其抗干扰性强、隐蔽性好等特点, 被广泛应用于军事和民用领域, 包括潜艇、导弹、航空以及地面的导航与定位系统等^[1]。众所周知, 初始对准是惯导系统开始导航之前必不可少的准备工作, 由于初始对准的精度和对准所需的时间直接影响到后续导航的精度和惯导系统的启动时间, 所以, 初始对准技术成为近年来的研究热点。目前常用的对准方法包括传统的解析式粗对准结合卡尔曼滤波实现的静基座对准方法^[2]、通过提高系统的可观测性进而提高对准精度的多位置对准方法^[3-4]、传递对准方法^[5-7]、摇摆晃动条件下或是行进中实现的动基座条件下的对准方法^[8-17]。其中, 在摇摆晃动基座条件下的一类对准方法是将初始捷联矩阵分解为惯性坐标系相对导航坐标系的转换矩阵、初始载体坐标系相对惯性坐标系的矩阵和载体坐标系相对初始载体坐标系的转换矩阵的乘积的形式, 通过跟踪重力加速度的明显运

动获得其在惯性坐标系和初始载体坐标系的投影来求解初始载体坐标系与惯性坐标系之间的转换矩阵, 进而实现初始对准的惯性坐标系对准方法^[15, 18-19]。

为了提高载车的机动性, 实现在行进间对准, 本文提出一种快速行进间粗对准方法, 受惯性坐标系对准方法的启发, 将捷联矩阵分解为 3 个矩阵乘积的形式, 但初始载体坐标系相对惯性坐标系的转换矩阵是通过 GPS 获得的载体速度在惯性坐标系的投影和里程计获得的速度在初始载体坐标系的投影来求解。与现有的对准方法相比, 本文提出的对准方法没有用到加速度计的测量信息, 这使得该方法是一种完全在行进中实现对准的方法, 同时, 也使得该方法不能在静止或摇摆晃动基座条件下完成对准; 与现有的行进间对准方法^[17, 20-21]相比, 该方法可在较短时间内获得较高的对准精度。该方法的特点是对准精度依赖于载体的运行速度, 对准时间短。

收稿日期: 2016-01-15; 录用日期: 2016-04-01; 网络出版时间: 2016-05-04 14:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160504.1406.003.html

* 通讯作者: E-mail: songlailiang@buaa.edu.cn

引用格式: 塔高明, 宋来亮, 冉龙俊. 基于 GPS 和里程计的快速行进间粗对准方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 121-127. TA G M, SONG L L, RAN L J. Rapid coarse alignment for marching vehicle based on GPS and odometer[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 121-127 (in Chinese).

1 坐标系定义

1) 地球坐标系(e 系): Ox_e 轴在赤道平面内且指向中央子午线, Oz_e 轴沿地球自转轴方向, 3轴构成右手坐标系; e 系与地球固连, 相对惯性空间的旋转角速度为地球的自转角速度 ω_{ie} 。

2) 初始时刻地球坐标系(e_0 系): 在初始对准开始时刻(即 $t = t_0 = 0$ 时) Ox_{e_0} 轴在赤道平面内且指向当地经线, Oz_{e_0} 轴沿地球自转轴方向, 3轴构成右手坐标系; e_0 系也与地球固连, 相对惯性空间的旋转角速度为地球的自转角速度 ω_{ie} 。

3) 初始时刻惯性坐标系(i_0 系): 在对准开始时刻 i_0 系的坐标轴与 e_0 系对应的坐标轴重合, 且 i_0 系相对惯性空间静止, 即 e_0 系相对 i_0 系沿 Oz_{i_0} 轴以角速度 ω_{i_0e} 旋转。

4) 导航坐标系(n 系): 选取“东-北-天”坐标系为导航坐标系。

5) 初始时刻导航坐标系(n_0 系): 把开始对准时刻的导航坐标系定义为 n_0 系, 它相对于地球表面不动。

6) 载体坐标系(b 系): 定义“右-前-上”坐标系为载体坐标系。

7) 初始时刻载体惯性坐标系(i_{b_0} 系): 在对准开始时刻 i_{b_0} 系与 b 系重合, 且 i_{b_0} 系相对惯性空间静止。

2 对准算法

在进行间对准过程中, 捷联矩阵 $C_b^n(t)$ 随时间变化, 为了求得当前时刻的 $C_b^n(t)$, 将 $C_b^n(t)$ 的求解分解成 3 个矩阵乘积的形式^[22], 即

$$C_b^n(t) = C_{i_0}^n(t) C_{i_{b_0}}^{i_0} C_b^{i_{b_0}}(t) \quad (1)$$

$$C_{i_0}^n(t) = \begin{bmatrix} -\sin(+\omega_{ie}t) & \cos[(\lambda_t - \lambda_0) + \omega_{ie}t] & 0 \\ -\sin L_t \cos[(\lambda_t - \lambda_0) + \omega_{ie}t] & -\sin L_t \sin[(\lambda_t - \lambda_0) + \omega_{ie}t] & \cos L_t \\ \cos L_t \cos[(\lambda_t - \lambda_0) + \omega_{ie}t] & \cos L_t \sin[(\lambda_t - \lambda_0) + \omega_{ie}t] & \sin L_t \end{bmatrix} \quad (4)$$

由于 GPS 能够提供实时的经度和纬度信息, 根据式(4)可以得到矩阵 $C_{i_0}^n(t)$ 的实时值, 在求得 $C_{i_0}^n(t)$ 之后, 由式(1)可知, 要想得到 $C_b^n(t)$, 还需要求解 $C_{i_{b_0}}^{i_0}$ 和 $C_b^{i_{b_0}}(t)$, 接下首先来求解 $C_b^{i_{b_0}}(t)$ 。

2.2 求解矩阵 $C_b^{i_{b_0}}(t)$

变换矩阵 $C_b^{i_{b_0}}(t)$ 可通过陀螺仪采样输出, 利用捷联惯导姿态更新算法求得, 设 b 系相对 i_{b_0} 系的转动四元数为

$$Q = q_0 + q_1 i_b + q_2 j_b + q_3 k_b \quad (5)$$

式中: $q_0 \sim q_3$ 为 Q 的元素; i_b , j_b 和 k_b 为相应的矢

式中: $C_{i_0}^n(t)$ 为 i_0 系到 n 系的转换矩阵; $C_{i_{b_0}}^{i_0}$ 为 i_{b_0} 系到 i_0 系的转换矩阵; $C_b^{i_{b_0}}(t)$ 系为 b 系到 i_{b_0} 系的转换矩阵, 下面分别对这 3 个矩阵进行求解; t 为对准时间。

2.1 求解矩阵 $C_{i_0}^n(t)$

转换矩阵 $C_{i_0}^n(t)$ 可以写为

$$C_{i_0}^n(t) = C_{n_0}^n(t) C_{e_0}^{n_0} C_{i_0}^{e_0}(t) = C_e^n(t) C_{n_0}^e C_{e_0}^{n_0} C_{i_0}^{e_0}(t) \quad (2)$$

式中: $C_e^n(t)$ 为 e 系到 n 系的转换矩阵; $C_{n_0}^e$ 为 n_0 系到 e 系的转换矩阵; $C_{e_0}^{n_0}$ 为 e_0 系到 n_0 系的转换矩阵; $C_{i_0}^{e_0}(t)$ 为 i_0 系到 e_0 系的转换矩阵, 并且 $C_e^n(t)$ 、 $C_{n_0}^e$ 和 $C_{e_0}^{n_0}$ 可由载体所在位置的经度和纬度求得, $C_{i_0}^{e_0}(t)$ 可由 e_0 系相对 i_0 系转过的角度确定, 具体关系^[23]为

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e^n(t) = \begin{bmatrix} -\sin \lambda_t & \cos \lambda_t & 0 \\ -\sin L_t \cos \lambda_t & -\sin L_t \sin \lambda_t & \cos L_t \\ \cos L_t \cos \lambda_t & \cos L_t \sin \lambda_t & \sin L_t \end{bmatrix} \\ C_{n_0}^e = \begin{bmatrix} -\sin \lambda_0 & \cos \lambda_0 & 0 \\ -\sin L_0 \cos \lambda_0 & -\sin L_0 \sin \lambda_0 & \cos L_0 \\ \cos L_0 \cos \lambda_0 & \cos L_0 \sin \lambda_0 & \sin L_0 \end{bmatrix}^T \\ C_{e_0}^{n_0} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\sin L_0 & 0 & \cos L_0 \\ \cos L_0 & 0 & \sin L_0 \end{bmatrix} \\ C_{i_0}^{e_0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{ie}t) & \sin(\omega_{ie}t) & 0 \\ -\sin(\omega_{ie}t) & \cos(\omega_{ie}t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3)$$

式中: λ_0 和 L_0 为对准开始时刻捷联惯导所在位置的经度和纬度; λ_t 和 L_t 为 t 时刻的实时经度和纬度。将式(3)代入式(2)经过整理可以得到

$$C_b^{i_{b_0}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{i_{b_0}bx}^b & -\omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bz}^b \\ \omega_{i_{b_0}bx}^b & 0 & \omega_{i_{b_0}bz}^b & -\omega_{i_{b_0}by}^b \\ \omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bz}^b & 0 & \omega_{i_{b_0}bx}^b \\ \omega_{i_{b_0}bz}^b & \omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bx}^b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

量。 Q 的即时修正可通过解下面的四元数微分方程来实现:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{i_{b_0}bx}^b & -\omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bz}^b \\ \omega_{i_{b_0}bx}^b & 0 & \omega_{i_{b_0}bz}^b & -\omega_{i_{b_0}by}^b \\ \omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bz}^b & 0 & \omega_{i_{b_0}bx}^b \\ \omega_{i_{b_0}bz}^b & \omega_{i_{b_0}by}^b & -\omega_{i_{b_0}bx}^b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $\omega_{i_{b_0}b}^b = [\omega_{i_{b_0}bx}^b \ \omega_{i_{b_0}by}^b \ \omega_{i_{b_0}bz}^b]^T$ 为 b 系相对 i_{b_0} 系的旋转角速度在 b 系的投影, 可以由陀螺仪的输出直接获得, 由于在对准的开始时刻 b 系与

i_{b0} 系重合,所以此时 b 系相对 i_{b0} 系的转动四元数为 $\mathbf{Q}_0 = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, 从而根据式(6)可以得

$$\mathbf{C}_b^{i_{b0}} = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1q_2 - q_0q_3) & 2(q_1q_3 + q_0q_2) \\ 2(q_1q_2 + q_0q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \\ 2(q_1q_3 - q_0q_2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.3 求解常值矩阵 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$

常值矩阵 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 表示 i_{b0} 系到 i_0 系的转换矩阵, 只要同时获得某一物理量在 i_{b0} 系和 i_0 系中的投影, 便可求得 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$, 基于这一想法, 寻求满足要求的物理量便成了求解 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 的关键点, 这也是本文的创新之处。

在 GPS 和里程计辅助的惯导系统中, GPS 可以提供载体相对地球在 n 系的实时速度 $\mathbf{V}^n(t) = [V_E^n \ V_N^n \ V_U^n]^T$, V_E^n 、 V_N^n 和 V_U^n 分别为载体沿东向、北向和天向的速度。里程计可以提供载体相对地球在 b 系的实时速度 $\mathbf{V}^b(t) = [0 \ V_y^b \ 0]^T$, 其中 V_y^b 为载体前进方向的速度。不难发现, 可以由 $\mathbf{V}^n(t)$ 获得载体在 i_0 系的速度投影 $\mathbf{V}^{i_0}(t)$ 如式(8)所示, 同理, 可以由 $\mathbf{V}^b(t)$ 获得载体在 i_{b0} 系的速度投影 $\mathbf{V}^{i_{b0}}(t)$ 如式(9)所示。

$$\mathbf{V}^{i_0}(t) = \mathbf{C}_n^{i_0}(t) \mathbf{V}^n(t) \quad (8)$$

$$\mathbf{V}^{i_{b0}}(t) = \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t) \mathbf{V}^b(t) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{C}_n^{i_0}(t) = (\mathbf{C}_{i_0}^n(t))^T$ 可以由式(4)获得, $\mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t)$ 可以由式(7)得到。

在获得 $\mathbf{V}^{i_0}(t)$ 和 $\mathbf{V}^{i_{b0}}(t)$ 之后, 便可用类似解析式粗对准的方法来求解 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$, 很明显存在式(10)的关系, $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} = (\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0})^T$ 。

$$\mathbf{V}^{i_{b0}}(t) = \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \mathbf{V}^{i_0}(t) \quad (10)$$

在对准时, 选取 2 个不同的时刻 t_1 和 t_2 , 可以得到

$$\begin{cases} \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1) = \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \mathbf{V}^{i_0}(t_1) \\ \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2) = \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \mathbf{V}^{i_0}(t_2) \\ \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2) = \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} [\mathbf{V}^{i_0}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_0}(t_2)] \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)写成矩阵的形式可得

$$\begin{bmatrix} [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2)]^T \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \begin{bmatrix} [\mathbf{V}^{i_0}(t_1)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_0}(t_2)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_0}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_0}(t_2)]^T \end{bmatrix} \quad (12)$$

对式(12)作进一步的变形可得到 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 的具体表达为

$$\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} = \begin{bmatrix} [\mathbf{V}^{i_0}(t_1)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_0}(t_2)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_0}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_0}(t_2)]^T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2)]^T \\ [\mathbf{V}^{i_{b0}}(t_1) \times \mathbf{V}^{i_{b0}}(t_2)]^T \end{bmatrix} \quad (13)$$

到实时的 \mathbf{Q} , 在获得 \mathbf{Q} 后, 矩阵 $\mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t)$ 便可以由式(7)求得。

值得注意的是, 为了求得 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$, 要求 $\mathbf{V}^{i_0}(t_1)$ 与 $\mathbf{V}^{i_0}(t_2)$ 不平行, 为了满足这一要求, 在对准时, 载体只需做一转弯运动, 即要求航向角有明显的变化, 将 t_1 和 t_2 分别取为转弯前的某一时刻和转弯后的某一时刻; 同时, 为了减小测量速度误差的影响, 要求载体在 t_1 和 t_2 时刻具有较快的运行速度, 对其他时间段的运行速度不作要求。

综上所述, 行进间初始对准算法中将捷联矩阵 $\mathbf{C}_b^n(t)$ 的求解分解成 $\mathbf{C}_{i_0}^n(t)$ 、 $\mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t)$ 和 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 3 个矩阵乘积的形式, 这 3 个矩阵分别由式(4)、式(7)和式(13)求得, 最后将求得的结果代入式(1), 便可求得初始姿态矩阵 $\mathbf{C}_b^n(t)$, 完成初始对准。

3 误差分析

3.1 误差分析方法 1

对式(1)两端取微分, 可得

$$\delta \mathbf{C}_b^n(t) = \delta \mathbf{C}_{i_0}^n(t) \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t) + \mathbf{C}_{i_0}^n(t) \delta \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t) + \mathbf{C}_{i_0}^n(t) \mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0} \delta \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t) \quad (14)$$

由式(14)可知, 对准算法的误差由 3 部分组成, 由 $\mathbf{C}_{i_0}^n(t)$ 的表达式(4)可知, $\mathbf{C}_{i_0}^n(t)$ 的值由对准开始时刻的经度和纬度、当前时刻的经度和纬度以及对准时间所决定, 而经度由 GPS 实时提供, 认为是准确的, 那么由 $\mathbf{C}_{i_0}^n(t)$ 带来的误差可以被忽略, 即

$$\delta \mathbf{C}_{i_0}^n(t) \approx 0 \quad (15)$$

由 $\delta \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t)$ 引起的误差^[24]为

$$\boldsymbol{\phi}^{i_{b0}}(t) = - \int_0^t \mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t) \boldsymbol{\varepsilon}^b dt \quad (16)$$

式中: $\boldsymbol{\phi}^{i_{b0}}$ 为 i_{b0} 系的失准角 (计算坐标系相对真实坐标系的误差角)。由于 $\boldsymbol{\varepsilon}^b$ 很小, 本文中采用低精度的陀螺, 其常值漂移为 $0.1(^{\circ})/h$, 与转弯时的角速度 (通常在 $10(^{\circ})/s$) 相比, 完全可以忽略, 又因对准时间一般较短, 所以由 $\boldsymbol{\varepsilon}^b$ 引起的误差可以忽略不计, 即

$$\delta \mathbf{C}_b^{i_{b0}} \approx 0 \quad (17)$$

接下来主要分析 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 引起的姿态角误差, 由 $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 的求解过程可知, $\mathbf{C}_{i_{b0}}^{i_0}$ 是由 $\mathbf{V}^n(t)$ 、 $\mathbf{V}^b(t)$ 、 $\mathbf{C}_n^{i_0}(t)$ 和 $\mathbf{C}_b^{i_{b0}}(t)$ 共同决定的, 由式(16)和式(17)

可知 $C_{i_0}^n(t)$ 和 $C_b^{i_0}(t)$ 可以认为是准确的,如果直接分析由 $V^n(t)$ 和 $V^b(t)$ 的误差引起的 $C_{i_0}^{i_0}$ 的误差,进而分析由 $C_{i_0}^{i_0}$ 的误差引起的姿态角误差比较困难,但可以从 $V^n(t)$ 、 $V^b(t)$ 以及姿态角 $\phi = [\theta \ \gamma \ \varphi]^T$ 之间的关系来分析由 $V^n(t)$ 和 $V^b(t)$ 的误差引起的姿态角误差,其中 θ 、 γ 和 φ 分别为俯仰角、横滚角和航向角。 $V^n(t)$ 、 $V^b(t)$ 和姿态角 ϕ 之间的关系为

$$\begin{cases} V_E^n = -V_y^b \cos \theta \sin \varphi \\ V_N^n = V_y^b \cos \theta \cos \varphi \\ V_U^n = V_y^b \sin \theta \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可得

$$\begin{cases} \sin \theta = \frac{V_U^n}{V_y^b} \\ \tan \varphi = -\frac{V_E^n}{V_N^n} \end{cases} \quad (19)$$

对式(19)两端求微分可得式(20)。

$$\begin{cases} \cos \theta \, d\theta = \frac{V_y^b dV_U^n - V_U^n dV_y^b}{(V_y^b)^2} \\ (\sec \varphi)^2 d\varphi = -\frac{V_N^n dV_E^n - V_E^n dV_N^n}{(V_N^n)^2} \end{cases} \quad (20)$$

式中: $d(\cdot)$ 为增量,也就是误差,将式(18)代入式(20)并进行整理,可得

$$\begin{aligned} C_{i_0}^n &= [C_n^{i_0}(t_1) V^n(t_1) \quad C_n^{i_0}(t_2) V^n(t_2) \quad (C_n^{i_0}(t_1) V^n(t_1)) \times (C_n^{i_0}(t_2) V^n(t_2))] \\ C_b^{i_0} &= [C_b^{i_0}(t_1) V^b(t_1) \quad C_b^{i_0}(t_2) V^b(t_2) \quad (C_b^{i_0}(t_1) V^b(t_1)) \times (C_b^{i_0}(t_2) V^b(t_2))]^{-1} \end{aligned}$$

由于对准的时间比较短,因而载车在 t_1 时刻的位置和在 t_2 时刻的位置的经纬度基本相等,所以关系式(25)成立。

$$C_{i_0}^n(t_1) = C_{i_0}^n(t_2) \quad (25)$$

根据式(25),进一步可得

$$C^n = C_{i_0}^n(t_2) C^{i_0} = \begin{bmatrix} V^n(t_2) \\ V^n(t_1) \\ V^n(t_2) \times V^n(t_1) \end{bmatrix} \quad (26)$$

在对准过程中,俯仰角和横滚角可近似为 0° ,假设载车从 t_1 时刻到 t_2 时刻转过的角度为 α ,从而可得

$$C_\alpha = C_b^{i_0}(t_2) C_b^{i_0}(t_1) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

根据式(27)可得

$$C_b = C_{i_0}^n C_b^{i_0}(t_2) = [V^b(t_2) C_\alpha V^b(t_1) V^b(t_2) \times (C_\alpha V^b(t_1))]^{-1} \quad (28)$$

$$\begin{cases} d\theta = \frac{dV_U^n}{V_y^b \cos \theta} - \frac{dV_y^b}{V_y^b} \tan \theta \\ d\varphi = -\frac{\cos \varphi}{V_y^b \cos \theta} dV_E^n - \frac{\sin \varphi}{V_y^b \cos \theta} dV_N^n \end{cases} \quad (21)$$

对于陆用惯导系统,由于对准时间比较短,可认为对准过程中的俯仰角约为 0° 且保持不变,则式(21)可进一步化解为

$$\begin{cases} d\theta = \frac{dV_U^n}{V_y^b} \\ d\varphi = -\frac{\cos \varphi dV_E^n}{V_y^b} - \frac{\sin \varphi dV_N^n}{V_y^b} \end{cases} \quad (22)$$

3.2 误差分析方法 2

为了获得误差方程, $C_{i_0}^{i_0}$ 的表达式需要被改写为另一种形式,根据正交矩阵的性质,由式(13)可得

$$C_{i_0}^{i_0} = \left((C_{i_0}^{i_0})^{-1} \right)^T = C_1 C_2 \quad (23)$$

其中:

$$\begin{aligned} C_1 &= [V^{i_0}(t_1) \quad V^{i_0}(t_2) \quad V^{i_0}(t_1) \times V^{i_0}(t_2)] \\ C_2 &= [V^{i_0}(t_1) \quad V^{i_0}(t_2) \quad V^{i_0}(t_1) \times V^{i_0}(t_2)]^{-1} \end{aligned}$$

取 t_2 时刻为对准结束时刻 t ,将式(23)代入式(1)可得

$$C_b^n(t_2) = C_{i_0}^n(t_2) C^{i_0} C_{i_0}^n C_b^{i_0}(t_2) \quad (24)$$

将式(26)和式(28)代入式(24)可得

$$C_b^n(t_2) = C^n C_b \quad (29)$$

由姿态角和矩阵 $C_b^n(t_2)$ 之间的关系可得

$$\begin{cases} \sin \theta = T_{32} \\ \tan \gamma = -T_{31}/T_{33} \\ \tan \varphi = -T_{12}/T_{22} \end{cases} \quad (30)$$

式中: T_{MN} 为矩阵 $C_b^n(t_2)$ 中第 M 行第 N 列的元素。用式(19)推导式(22)的方法可得姿态角的误差方程为

$$\begin{cases} d\theta = \frac{dV_U^n(t_2)}{V_y^b(t_2)} \\ dy = \frac{dV_U^n(t_2)}{V_y^b(t_2) \tan \alpha} - \frac{dV_U^n(t_1)}{V_y^b(t_1) \sin \alpha} \\ d\varphi = -\frac{\cos \varphi dV_E^n(t_2)}{V_y^b(t_2)} - \frac{\sin \varphi dV_N^n(t_2)}{V_y^b(t_2)} \end{cases} \quad (31)$$

比较式(22)和式(31)可以发现,2种误差分析方法所得到的俯仰角和航向角的误差表达式是相同的,这也相互印证了2种方法的合理性。

根据式(31)还可以明确转弯角度、最小行驶速度及速度误差对姿态角误差的影响,很明显,在 GPS 和里程计的测速误差确定的条件下,行驶速度越快,姿态角误差越小,如果知道允许的最大姿态角误差,便可以求得最小的运行速度;转弯角度不能太小,如果想知道在行驶速度和器件误差确定的条件下,转弯角度为多少度时,横滚角误差最小,可通过对横滚角误差方程求极值的方法获得。

由式(31)可知, GPS 的测速误差、载车的运行速度是引起姿态角误差的主要原因。当载车以 25 m/s 的速度运行, GPS 的测速误差为 0.1 m/s, 对准过程中载车转过 90°的弯,即航向角由 0°变为 90°时,俯仰角的误差为 $d\theta = 0.2292^\circ$, 横滚角的误差为 $d\gamma = -0.2292^\circ$, 航向角的误差为 $d\varphi = -0.2292^\circ$ 。

4 仿真实验与分析

4.1 仿真条件设置

本文提出的对准算法要求载车在对准过程有一次转弯运动,所以设计载车的运行路线为:载车先以 25 m/s 的速度沿北向做直线运动,5 s 之后开始减速为转弯运动做准备,经过 5 s 的减速运动后,以 2 m/s 的速度转弯,经过 20 s 后转过 90°,此时载车的速度方向指向西,然后载车做 5 s 的加速运动,在第 35 s 时载车的速度达到 25 m/s,之后载车以此速度做 45 s 的匀速直线运动。

开始对准时的经度为 $\lambda_0 = 116.3434^\circ$, 纬度为 $L_0 = 39.9778^\circ$, 初始的姿态角为 $\phi_0 = [0 \ 0 \ 0]^T$, 低精度陀螺仪的采样率设为 100 Hz, GPS 和里程计的更新率为 1 Hz, 里程计的测量误差为行驶里程的千分之一,并将其转化为速度误差, GPS、里程计和陀螺仪的误差如表 1 所示,表中的随机误差为白噪声误差。在仿真时,将 t_1 取为 1 s, t_2 取为 $t(t \geq 35 \text{ s})$ 。

表 1 传感器误差设置

Table 1 Sensor errors setting

传感器误差	常值偏移	随机误差
陀螺仪误差/ $(^\circ \cdot \text{h}^{-1})$	0.1	0.01
东向速度 GPS 误差/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	0.1	0.01
北向速度 GPS 误差/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	0.1	0.01
天向速度 GPS 误差/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	0.1	0.01
里程计误差/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	0.05	0.005

4.2 仿真结果与分析

图 1 是俯仰角、横滚角和航向角在第 35 s 到第 80 s 之间的误差曲线,图中的圆点表示解算得

到的姿态角误差,表 2 是相应的误差统计数据。由图可知,经过 35 s 便可完成对准,对准时间比较短而且对准误差小于 0.3° , 满足粗对准的要求。

由表 2 可知,俯仰角和航向角的误差均值分别为 0.2258° 和 -0.2346° , 与由误差方程计算得

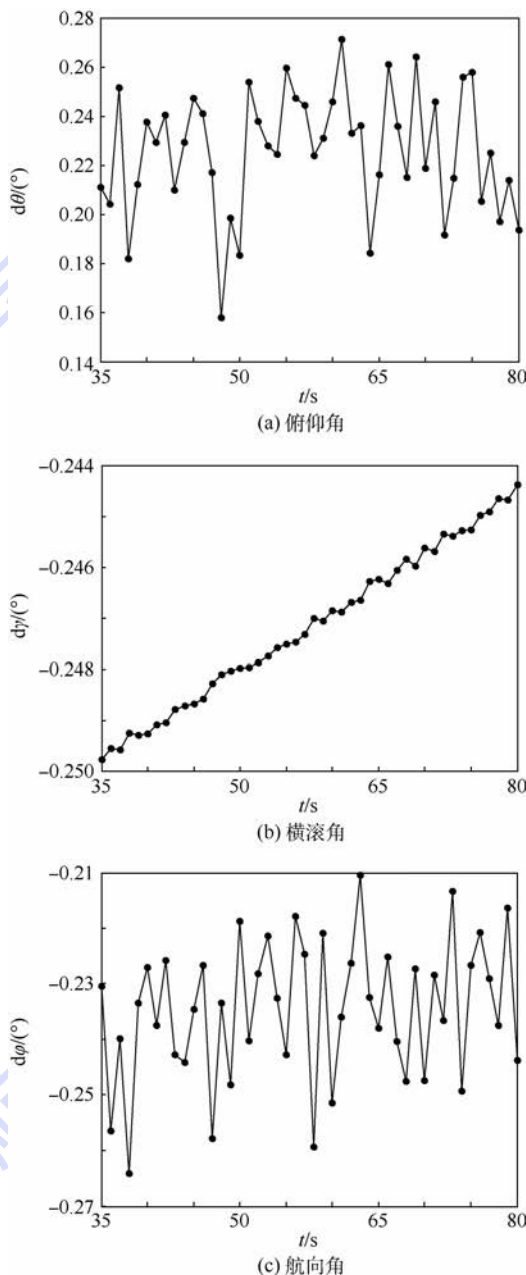


图 1 俯仰角误差、横滚角误差及偏航角误差曲线
Fig. 1 Alignment errors for pitch angle, roll angle and yaw angle

表 2 误差统计数据

Table 2 Statistics of alignment errors

姿态角	误差均值/ $(^\circ)$	误差标准差/ $(^\circ)$
俯仰角	0.225 8	0.025 2
横滚角	-0.247 2	0.001 6
航向角	-0.234 6	0.012 6

到的俯仰角和航向角误差 0.2292° 和 -0.2292°

相比,分别相差 -0.0034° 和 -0.0054° ,说明上面推导的误差方程是合理的。由图 1(a) 和图 1(c) 还可以发现,俯仰角和航向角的误差存在小幅度的波动现象,由式(21)可知,这主要是由表 1 中 GPS 的随机误差引起的,这也是造成解算得到的误差与由误差方程计算得到的误差存在差异的主要原因。由式(31)可知,在转弯角为 90° 时,横滚角的误差主要由 t_1 时刻 GPS 的天向速度误差和运行速度决定,仿真时 t_1 时刻的速度误差为 0.1087m/s (常值误差与随机误差的和),由式(31)计算得到的横滚角误差为 -0.2491° ,与表 2 中的误差均值 -0.2472° 相差 -0.0019° 说明误差方程是可信的。由图 1(b) 横滚角的误差曲线可知,其值由 -0.249° 变到 -0.244° ,变化量为 0.005° ,与误差值相比可以忽略,且其在变化过程中也并非严格的在数值上递减,所以可以认为在转弯角为 90° 时,横滚角误差保持不变。

由图 1(b) 中横滚角的误差变化曲线可知,在转弯角为 90° 时,横滚角的误差几乎没有波动,说明与俯仰角和航向角相比,受随机误差的影响比较小,这一结论同样可由表 2 中的误差标准差说明;另一方面,由式(31)可知,俯仰角和航向角误差主要受 t_2 时刻速度误差的影响,而横滚角误差主要受 t_1 时刻速度误差的影响,由于 t_2 是变化的, t_1 是保持不变的,这也能说明为什么横滚角受随机误差的影响比较小。

尽管在误差方程中没有体现出里程计误差对姿态角误差的影响,但测量得到的载车在 b 系的速度并非载车的真实速度,而是包含了里程计测量误差的速度,所以在对准过程中里程计的测量误差已经对姿态角的误差产生了作用。

2 种误差分析方法中都假定了俯仰角和横滚角为 0° ,同时再考虑计算误差和舍入误差等的影响,必然使得由误差方程计算得到的误差与通过仿真得到的误差之间存在微小的差异。

5 结论

针对车载捷联惯导系统,提出一种快速行进间粗对准方法,根据理论分析和仿真实验可以得出如下结论:

1) 该行进间对准方法能在 1min 之内完成粗对准,采用 $0.1(^\circ)/\text{h}$ 的低精度陀螺,对准误差小于 0.3° 。

2) 姿态角误差主要受 GSP 提供的速度的常值误差的影响,且载车的运行速度越快,姿态角误差越小。

3) 与现有的对准方法相比,该方法没有用到加速度计的测量信息,这使得该方法只能在行进间完成对准;与现有的行进间对准方法相比,该方法对载车的机动方式没有过多的限制,且可以快速完成粗对准。

本文中用 2 种方法给出了姿态角的误差方程,接下来会在此基础上对该算法进行改进,提高对准的精度;同时研究如何将该方法与现有的滤波方法相结合,以期获得一种对准精度高且对准时间短的行进间对准方法。

参考文献 (References)

- [1] YU H, WU W, WU M, et al. Stochastic observability-based analytic optimization of SINS multiposition alignment [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(3): 2181-2192.
- [2] SUN F, SUN W, WU L. Coarse alignment based on IMU rotational motion for surface ship [C] // Position Location and Navigation Symposium (PLANS), IEEE/ION. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 151-156.
- [3] LEE J G, PARK C, PARK H W. Multiposition alignment of strapdown inertial navigation system [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(4): 1323-1328.
- [4] FANG J C, WAN D J. A fast initial alignment method for strapdown inertial navigation system on stationary base [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(4): 1501-1504.
- [5] YU M J, LEE J G, PARK C G. Nonlinear robust observer design for strapdown INS in-flight alignment [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(3): 797-807.
- [6] GAO S, WEI W H, ZHONG Y M, et al. Rapid alignment method based on local observability analysis for strapdown inertial navigation system [J]. Acta Astronautica, 2014, 94(2): 790-798.
- [7] CHEN Y, ZHAO Y. New rapid transfer alignment method for SINS of airborne weapon systems [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(2): 281-287.
- [8] SUN F, SUN W. Mooring alignment for marine SINS using the digital filter [J]. Measurement, 2010, 43(10): 1489-1494.
- [9] LU S, XIE L, CHEN J. New techniques for initial alignment of strapdown inertial navigation system [J]. Journal of the Franklin Institute, 2009, 346(10): 1021-1037.
- [10] EL-SHEIMY N, NASSAR S, NOURELDIN A. Wavelet de-noising for IMU alignment [J]. Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, 2004, 19(10): 32-39.
- [11] LI Z, WANG J, GAO J, et al. A Vondrak low pass filter for IMU sensor initial alignment on a disturbed base [J]. Sensors, 2014, 14(12): 23803-23821.
- [12] LI Q, BEN Y, YANG J. Coarse alignment for fiber optic gyro SINS with external velocity aid [J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2014, 125(16): 4241-4245.
- [13] LIU X, LIU X, SONG Q, et al. A novel self-alignment method for SINS based on three vectors of gravitational apparent motion

- in inertial frame[J]. *Measurement*, 2015, 62:47-62.
- [14] MA L, WANG K, SHAO M. Initial alignment on moving base using GPS measurements to construct new vectors[J]. *Measurement*, 2013, 46(8):2405-2410.
- [15] GU D, EI-SHEIMY N, HASSAN T, et al. Coarse alignment for marine SINS using gravity in the inertial frame as a reference [C] // *Position, Location and Navigation Symposium, IEEE/ION. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:961-965.*
- [16] SILON P M G, JORDAN S. A novel inertial coarse alignment method[C] // *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference. Reston: AIAA, 2010:2-5.*
- [17] 刘飞, 杨功流, 周卫宁. 基于里程计的捷联惯导行进中对准方法研究[J]. *导航与控制*, 2010, 9(4):41-45.
LIU F, YANG G L, ZHOU W N. Research on SINS ODO initial alignment on moving base[J]. *Navigation and Control*, 2010, 9(4):41-45 (in Chinese).
- [18] SILON P M G. Coarse alignment of a ship's strapdown inertial attitude reference system using velocity loci[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(6):1930-1941.
- [19] LI W, TANG K, LU L, et al. Optimization-based INS in-motion alignment approach for underwater vehicles[J]. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 2013, 124(20):4581-4585.
- [20] 练军想, 吴文启, 吴美平, 等. 车载 SINS 行进间初始对准方法[J]. *中国惯性技术学报*, 2007, 15(2):155-159.
LIAN J X, WU W Q, WU M P, et al. SINS initial alignment algorithm for marching vehicles[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2007, 15(2):155-159 (in Chinese).
- [21] 严恭敏, 秦永元, 马建萍. 车载导航系统动态高精度初始对准技术[J]. *系统工程与电子技术*, 2006, 28(9):1404-1407.
YAN G M, QIN Y Y, MA J P. High precision dynamic initial alignment technique for vehicular navigation system[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2006, 28(9):1404-1407 (in Chinese).
- [22] SUN F, LAN H Y, YU C Y, et al. A robust self-alignment method for ship's strapdown INS under mooring conditions[J]. *Sensors*, 2013, 13(7):8103-8139.
- [23] 马建萍. GPS 辅助捷联惯导系统动基座初始对准新方法[J]. *传感技术学报*, 2010, 23(11):1656-1661.
MA J P. A new GPS aided initial alignment algorithm for SINS on moving base [J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2010, 23(11):1656-1661 (in Chinese).
- [24] 孙枫, 曹通. 基于重力信息的惯性系粗对准精度分析[J]. *仪器仪表学报*, 2011, 32(11):2409-2415.
SUN F, CAO T. Accuracy analysis of coarse alignment based on gravity in inertial frame [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2011, 32(11):2409-2415 (in Chinese).

作者简介:

塔高明 男, 硕士研究生。主要研究方向: 惯性导航初始对准技术。

宋来亮 男, 讲师。主要研究方向: 惯性导航与组合导航。

冉龙俊 男, 博士。主要研究方向: 光学捷联惯性导航系统。

Rapid coarse alignment for marching vehicle based on GPS and odometer

TA Gaoming, SONG Lailiang*, RAN Longjun

(School of Instrumentation Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Aimed at vehicle-mounted strap-down inertial navigation system (SINS), a rapid coarse alignment method for marching vehicle is proposed. The matrix between navigation frame and body frame is decomposed into three parts. The problem to solve the matrix between navigation frame and body frame is attributed to solving the matrix between initial body frame and inertial frame, which can be obtained by the non-colinear vectors constructed with the vehicle's velocity from GPS in navigation frame and that from odometer in body frame. The only requirement of this alignment method for marching vehicle is a turning movement in the alignment stage. Compared with the existing alignment methods, this method does not use the measurement information of accelerometers. The simulation results show that the coarse alignment can be fulfilled in 1 minute, and the alignment error is less than 0.3° with low accuracy gyros whose zero bias is $0.1(^\circ)/h$.

Keywords: coarse alignment; GPS; odometer; non-colinear vectors; turning movement

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0058

开缝圆柱缝隙倾斜角对脱落涡的影响



刘志荣¹, 邹赫¹, 刘锦生², 鲍锋¹, 朱睿^{1,*}

(1. 厦门大学 航空航天学院, 厦门 361005; 2. 清华大学 航天航空学院, 北京 100084)

摘 要: 开缝圆柱绕流作为钝体绕流研究的分支, 具备很强的应用前景, 但是对其复杂的流动现象的物理本质的理解仍不完善。本文采用流动显示技术和粒子成像测速技术(PIV), 探究缝隙对开缝圆柱流场结构的影响, 在数据处理方面采用本征正交分解(POD)方法对开缝圆柱流场信息进行了重建。实验研究表明: 在一定雷诺数范围内, 开缝圆柱缝隙的存在从根本上改变了圆柱绕流近区尾流的结构; 开缝圆柱脱落涡的脱落频率对开缝圆柱缝隙倾斜角具有一定的敏感性, 随着缝隙倾斜角的增大其斯特劳哈尔数逐渐变大, 对比发现开缝圆柱狭缝比(缝隙/直径)为0.15时较0.10的斯特劳哈尔数具有更强的稳定性。

关键词: 开缝圆柱; 脱落涡; 粒子成像测速技术(PIV); 本征正交分解(POD); 斯特劳哈尔数

中图分类号: O357

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0128-08

开缝圆柱由于缝隙的存在会对圆柱体前后压力差产生影响, 从而影响圆柱扰流的阻力和漩涡脱落的频率等, 对开缝圆柱的基础研究在流动减阻和流量测量等实际问题中具有广泛的应用前景^[1]。国内外不少学者采用实验测量和仿真计算的方法对开缝圆柱绕流场特性进行了一定的研究, 但是对于开缝圆柱缝隙对边界层的影响的认识理解仍不完善。

在实验研究方面日本横须贺国防研究院 Igarashi 教授在风洞中对开缝圆柱流场进行了系统的测量, 总结了开缝圆柱在不同工况下的流场特征^[2-3]; 纽卡斯尔大学的 Olsen 教授和 Rajagopalan 则重点研究了缝隙大小和圆柱外轮廓形状对斯特劳哈尔数和阻力系数的影响^[4]; 台湾成功大学 Miao 教授等^[5]在 Igarashi^[2-3]的研究基础之上, 在水洞和风洞里对不同缝隙比的开缝圆柱流场进行了更为细致测量工作。国内北航的王晋军教授等

的实验研究也表明开缝圆柱缝隙倾角在一定范围内可以减小流动阻力^[6]; 中国计量学院的王慧和黄咏梅教授通过实验的方法对带狭缝圆柱钝体流量测量仪器进行了研究, 表明带狭缝圆柱的涡街信号强度和信噪比高, 斯特劳哈尔数线性关系较好^[7]; 厦门大学的鲍锋教授等在循环水洞中对开缝圆柱缝隙内部流场进行了细致的测量工作, 对开缝圆柱的流态进行了补充^[1]。

在数值计算方面, 针对圆柱扰流学术界普遍认为采用大涡模拟(large eddy simulation)的方式进行三维数值模拟具有较高的准确性^[8-11], 但直接对开缝圆柱绕流特性直接数值计算研究的相对较少^[1]。国内厦门大学的鲍锋教授等采用大涡模拟的方式对不同雷诺数下不同缝隙宽的开缝圆柱仿真发现开缝圆柱尾流场具有一定的三维性, 其仿真结果与实验数据能较好地吻合^[1]; 中国计量学院的王慧和黄咏梅也用数值模拟方法发现了

收稿日期: 2016-01-18; 录用日期: 2016-01-27; 网络出版时间: 2016-04-13 15:38

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160413.1538.008.html

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(11072206); 福建省科学基金(2012J01023)

* 通讯作者: E-mail: zhurui@xmu.edu.cn

引用格式: 刘志荣, 邹赫, 刘锦生, 等. 开缝圆柱缝隙倾斜角对脱落涡的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 128-135.
LIU Z R, ZOU H, LIU J S, et al. Effect of angle of slit on shedding vortex of slotted circular cylinder[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 128-135 (in Chinese).

带狭缝圆柱产生的涡街信号强度高,旋涡尺寸较大,斯特劳哈尔数线性度好^[7];但值得注意的是也存在一些学者从其他领域侧面对开缝圆柱流场特性进行了分析,如对开缝旋转圆筒固定小翼构成的飞机颤振激励器的气动特性^[12]和开缝圆柱强化对流换热^[13-15]的仿真结果都从侧面对开缝圆柱绕流流场特性进行了分析。

本文主要工作是基于厦门大学流体 & 粒子成像测速(PIV)系统实验室的精密循环水洞,采用非介入式流场测试技术,对不同狭缝比的开缝圆柱在不同缝隙倾斜角下的流场特性进行了细致的测量,本文的工作进一步对开缝圆柱绕流流场特性进行了补充。

1 实验模型与研究方法

本文所涉及的实验测量工作均在开放式循环水槽中进行,该型多功能精密循环卧式水槽结构示意图如图 1 所示,水槽试验段上方设置有光学平板和六分量测力天平,天平下端开设有直径 10 mm 的模型安装孔,可垂直悬挂模型并实现攻角调节;水槽动力配套有调节转速的数字变频器,频率调节范围为 0 ~ 70 Hz,对应实验段水位高度为 500 mm 的水流速度为 0 ~ 0.3 m/s,水流速度连续可调,在工作范围内湍流度被控制 1% 以内;实验段水体截面尺寸为 500 mm × 500 mm,长度 3 000 mm,采用高透光率的光学玻璃搭建而成,实现四面良好的光学可达性。

本文需对开缝圆柱绕流的瞬态流场进行分析,因此建立了时序 PIV 系统,系统参数如表 1 所示。该 PIV 系统包括主要包括了高分辨率相机、激光器、同步器、PIV 图像处理分析软件和示踪粒子等。其中 PIV 相机选用高速 CMOS 相机,分辨率 200 万像素,最大触发频率为 1 kHz。本文实验图像采集和数据后处理软件采用 Dynamic Studio 软件,系统误差在 1% 以内。

为保证 PIV 实验测量的精度,模型外径公差控制在 $\pm 0.2 \mu\text{m}$,并进行黑色阳极氧化处理,减少激光的发射,实验模型如图 2 所示。

实验时,模型垂直吊装在拖曳台车上方的天平上,通过控制天平内部伺服电机旋转角度达到改变开缝圆柱与来流方向夹角的目的。测量时激光切面从水槽侧面玻璃垂直入射,切面与水流流向平行,并照射在模型中部。实验模型安装与激光切面位置如图 3 所示,实验堵塞比低于 8%。

实验模型选用直径 $d = 40 \text{ mm}$,缝隙宽度 $s = 4, 6 \text{ mm}$ 轴向有效长度 $l = 440 \text{ mm}$ 的开缝圆柱, β 为开缝圆柱缝隙中心线与来流方向的夹角,具体参数见表 2。



图 1 实验水槽

Fig. 1 Experiment water channel

表 1 PIV 系统参数

Table 1 PIV system parameters

组件	型号	参数及数值
激光		最大输出功率 15 W, 波长 532 nm
相机	SpeedSense 9040	1 632 像素 × 1 200 像素
镜头	Micro-Nikkor	焦距 55 mm
处理软件	Dynamic Studio V3.40	
示踪粒子		PSP 粒子直径 20 μm



图 2 实验模型

Fig. 2 Experimental model

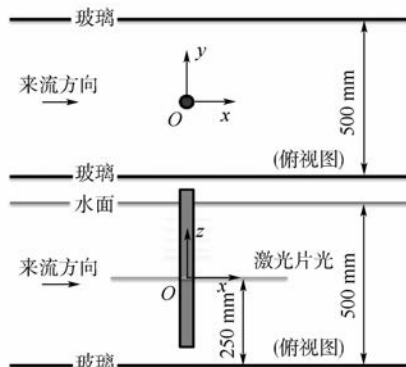
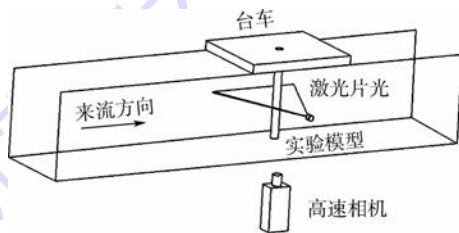


图 3 实验模型及激光切面安装位置

Fig. 3 Mounting position of experimental model and laser section

表2 开缝圆柱尺寸参数

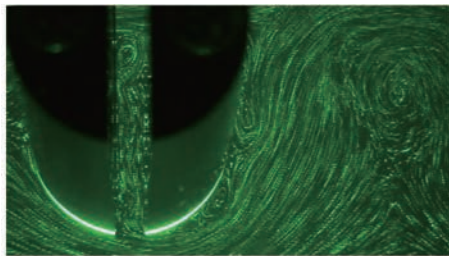
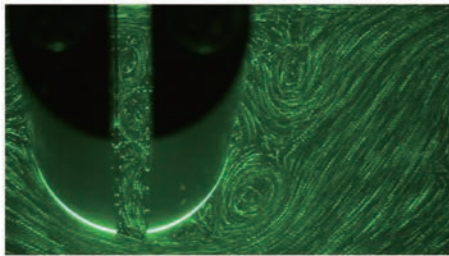
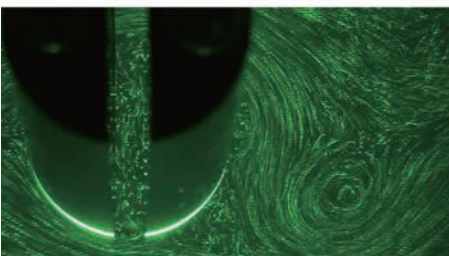
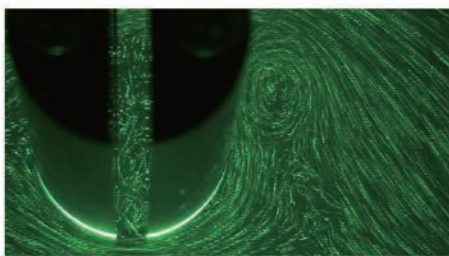
Table 2 Geometrical parameters of slotted cylinder

参数	数值
d/mm	40
l/mm	440
d/l	11
s/mm	4, 6
s/d	0.10, 0.15
$\alpha/(\text{°})$	8.63

注: d/l 为长宽比; $\alpha = \arcsin(s/d)$ 为开缝角度。

2 开缝圆柱流场特性的流动显示

首先进行了开缝圆柱近场区流场特性流动显示实验。为了更加细腻地显示流场信息,选用激光粒子,采用波长为 532 nm 的绿色激光片光照明,摄像机拍摄图像。图4为来流速度 $u =$

(a) $t_0=0$ (b) $t_1=(1/4)T$ (c) $t_2=(2/4)T$ (d) $t_3=(3/4)T$ 图4 $Re_d = 5837$ 时缝隙内部流动Fig. 4 Fluid flow in slit-vent at $Re_d = 5837$

$0.15 \text{ m/s}, \beta = 90^\circ$ (基于圆柱直径的雷诺数 $Re_d = 5837$,下同)工况下开缝圆柱缝隙内部及近壁面的流体流动一个完整周期 T 的演化过程。

t_0 时刻,开缝圆柱上侧边界层被“吸进”缝隙,缝隙下方的流体被“吹出”,此时在圆柱下表面附着逆时针旋转的小旋涡。

t_1 时刻,缝隙上端生成 2 个旋转方向相反的协动小旋涡, t_0 时刻在圆柱下表面形成的旋涡涡核发展变大,逐渐从圆柱表面开始脱落。

t_2 时刻,缝隙内的流体短暂静止,该时刻缝隙内部无旋涡存在。

t_3 时刻,缝隙内部经历短暂静止后,缝隙上下两端流向进入逆转,缝隙下端口吸入边界层,并在缝隙内部形成 2 个旋向相反的协动小旋涡,而缝隙下端口吹出边界层。

总结边界层吹吸与旋涡演化过程之间的演化关系可概述为当缝隙下端口发生边界层吸入效应,则缝隙入口处依上而下形成顺时针和逆时针方向旋涡,同时在圆柱的上表面后方生成顺时针旋涡;当下方由边界层吸入效应转变为边界层吹出效应时,圆柱后方旋涡逐渐发展至脱落;而当缝隙下方处于边界层吹出的状态时,流体沿缝隙右表面底部向外“溢出”,同时圆柱下表面后方生成逆时针旋涡,当下方由边界层吹出向边界层吸入过渡时,旋涡逐渐发展至脱落。在整个周期内缝隙内部形成近似于“活塞”的流动现象,即流体上下周期性地振荡,并会形成一系列的协动小旋涡。

3 PIV 实验结果及分析

3.1 不同来流速度对其脱落涡的影响

在 PIV 实验过程中,激光切面从水槽侧面玻璃垂直入射,切面与水流流向平行,相机在水槽底部拍摄,记录开缝圆柱尾缘的流场信息,根据实验设备的性能和流场测量需求,在实验过程中设置高频相机的工作频率为 100 Hz,在一定的相机的存储空间下尽可能捕捉较长时域的流场状态,相机捕捉的图幅大小和相应的坐标说明如图 5 所示。

本文对开缝圆柱脱落频率 f 的统计采用环量

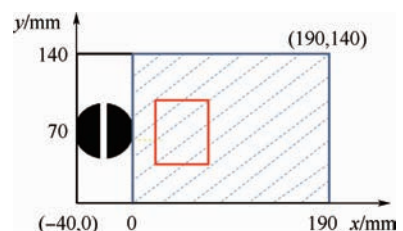


图5 PIV 数据坐标系

Fig. 5 Coordinate system of PIV data

监控的方式,在原始采集图片划定区域作为脱落涡周期监控窗口(图 5 红色框内),对于速度场解算,采用自适应相关(adaptive correlation)算法,查问区域(interrogation areas)32 像素 × 32 像素,水平和垂直方向的重叠度(overlap)为 50%,窗口监控指标取其顺时针旋涡环量 Γ 变化,采用这种方式可以在一定程度上避免由于 PIV 分辨率问题带来的相关统计信息的误差。环量是流场中速度在某一封闭周线切线上的分量 \vec{V} 沿封闭曲线 \vec{S} 的积分,环量 Γ 的计算可以根据斯托克斯公式表述为式(1),即可以根据对涡量的面积分 A 求得环量,二维情况下,涡量 ω 的计算的如式(2)所示, u 与 v 分别为 x 与 y 方向的速度分量, L 为封闭曲线。

$$\Gamma = \oint_L \vec{V} \cdot d\vec{S} = 2 \iint_A \omega dA \quad (1)$$

$$\omega = \frac{\partial v}{\partial x} - \frac{\partial u}{\partial y} \quad (2)$$

下面以狭缝比 $s/d = 0.15$, $\beta = 90^\circ$ 的开缝圆柱周期统计进行分析,实验来流速度 u 设置在 0.035、0.070、0.100、0.145 和 0.180 m/s 时,截取监控窗口环量 Γ 在 12 s 内的变化,如图 6 所示。

在本文设置的雷诺数范围内,随着雷诺数的提高,监控区内脱落涡整体环量增强,每个周期内的环量 Γ 变化存在差异。

在环量统计的基础上运用 FFT 变换,得到不同雷诺数下环量变化频谱图,见图 7。图中 P 为能量。

从不同来流速度下的频谱图可以看出,随着流场速度的提高,开缝圆柱的脱落涡脱落频率增大,特征频率信号也逐渐增强。

斯特劳哈尔数 St 是当地惯性力与迁移力的比值,反映了流动非定常运动的相似性,对于周期性的非定常运动就反映周期性相似,所以和周期性相关的非定常流动由 St 决定^[1],在频率统计 f 的基础上,这里采用式(3)计算斯特劳哈尔数。

$$St = \frac{fd}{u} \quad (3)$$

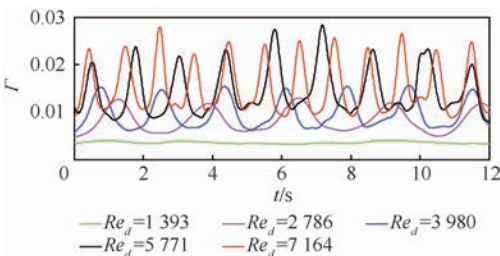


图 6 $\beta = 90^\circ$ 时不同 Re_d 下环量发展变化曲线

Fig. 6 Circulation development curves at different Re_d when $\beta = 90^\circ$

不同 u 下的 Re_d 、 f 和 St 如表 3 所示,通过统计数据,可以发现本文测量计算的结果与文献[5]结论吻合,开缝圆柱的斯特劳哈尔数 St 具有很好的线性关系,其实验值在 0.22 ~ 0.23 之间。

本节采用了本征正交分解(POD)方法对开缝圆柱流场做更为细致的分析。POD 方法是基于主元分析思想,依据 Karhunen-Loève 展开,将流场进行分解,并按照能量比计算出各阶模态,识别出流动中大尺度的拟序结构^[16]。本节中采用的 POD 方法是 Dynamic Studio 软件自带的快照 POD(Snapshot POD)算法。该算法将瞬时流场分解为时均速度场和脉动速度场,然后对脉动速度场进行 POD 分解,这样流场的全部信息可分解为时均流场和脉动流场,任意瞬时流场可视为各阶模态一定的线性组合。在实际运用中 POD 方法对于流场大尺度结构解算具有明显的优势^[16-17]。

本节取能量占比 90% 以上(0 ~ 5 阶)的模态,对来流速度 $u = 0.10$ m/s ($Re_d = 3980$) 下基准圆柱、狭缝比 $s/d = 0.10$ 和 $s/d = 0.15$ 的开缝圆柱

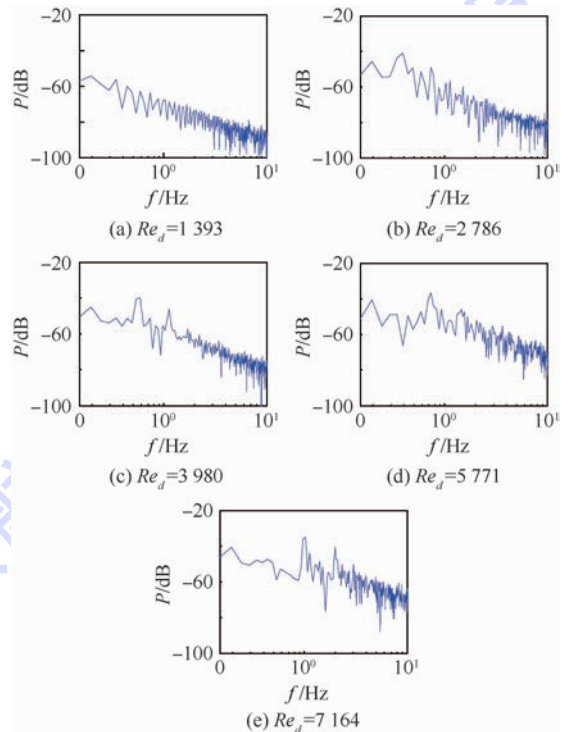


图 7 $\beta = 90^\circ$ 时不同 Re_d 下的频谱图

Fig. 7 Spectrogram at different Re_d when $\beta = 90^\circ$

表 3 不同 u 下的 Re_d 、 f 和 St

Table 3 Re_d , f and St at different u

$u/(m \cdot s^{-1})$	0.035	0.070	0.100	0.145	0.180
Re_d	1393	2786	3980	5771	7164
f/Hz	0.196	0.393	0.566	0.822	1.020
St	0.224	0.225	0.226	0.227	0.227

流场进行流场重构,得到一个周期内的速度矢量图(取图5蓝色实线框区域),如图8~图10所示。

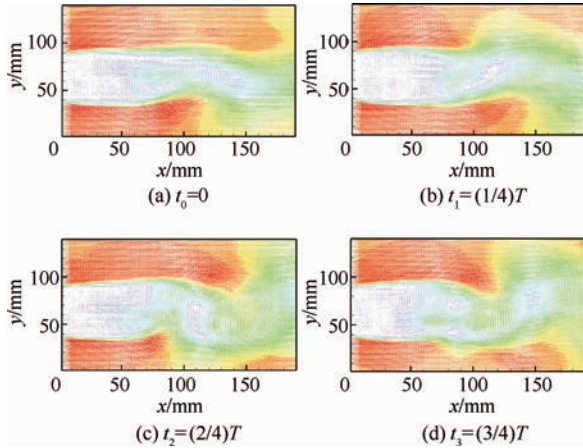


图8 基准圆柱一个周期内的流态

Fig. 8 Fluid flow of a base cylinder in a period

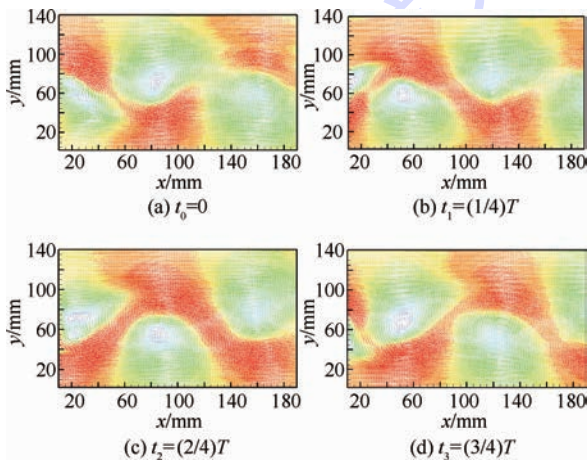


图9 s/d=0.10 的开缝圆柱一个周期内的流态

Fig. 9 Fluid flow of a slotted cylinder with s/d=0.10 in a period

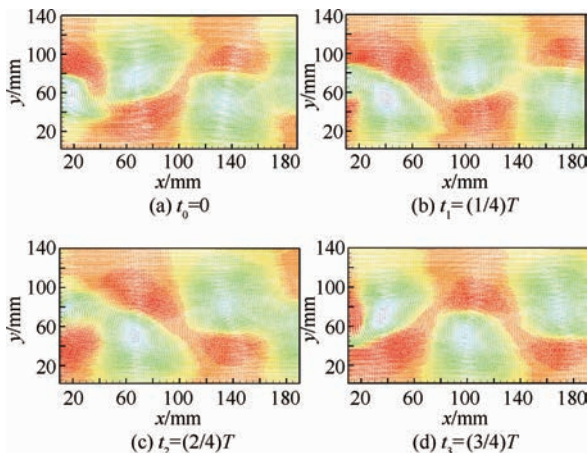


图10 s/d=0.15 的开缝圆柱一个周期内的流态

Fig. 10 Fluid flow of a slotted cylinder with s/d=0.15 in a period

通过对比以上不同实验模型在一个周期内的流态结构,在相同雷诺数下,缝隙的存在对圆柱尾流结构产生明显的影响,其卡门涡街特征更为明显,漩涡脱落周期缩短;狭缝比 $s/d = 0.10$ 和 $s/d = 0.15$ 的开缝圆柱在脱落周期的差异不大。

3.2 缝隙倾斜角对脱落涡的影响

为进一步探究开缝圆柱的流场特性,本节在 $u = 0.10 \text{ m/s}$ ($Re_d = 3980$) 下通过改变开缝圆柱缝隙与来流方向的夹角 β ,探究开缝圆柱 St 对缝隙倾斜角 β 的敏感性,如图11所示。

根据文献[2-3],开缝圆柱缝隙倾斜角在 $60^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$,开缝圆柱缝隙对边界层的抽吸现象主导尾流流动,故本节设置了从 $70^\circ \sim 90^\circ$ 共计21组不同倾斜角 β 工况,统计得到在不同倾斜角下,开缝圆柱的斯特劳哈尔数 St 的变化见图12,可以看出随着缝隙倾斜角 β 的变大,其 St 逐渐变大,相比狭缝比 $s/d = 0.15$ 和 $s/d = 0.10$ 的斯特劳哈尔数, $s/d = 0.15$ 的开缝圆柱 St 稳定性更强。

本节还选取了狭缝比 $s/d = 0.15$ 开缝圆柱在 β 为 90° 、 85° 和 80° 条件下一个周期内的速度云图变化,如图13所示。

对比可以发现,在实验参数范围内,随着缝隙倾斜 β 的减小,整体流态变化不大,但其脱落涡尾迹会出现轻微的上扬,对缝隙倾斜角存在一定的敏感性。

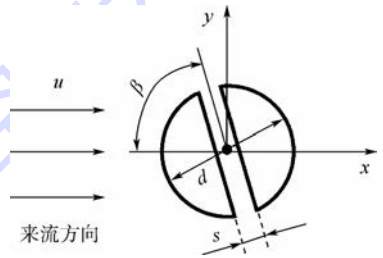


图11 开缝圆柱示意图

Fig. 11 Sketch of circular cylinder with a slit

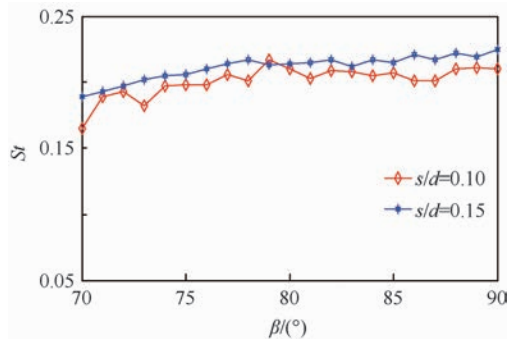


图12 St 变化曲线在 $\beta = 70^\circ \sim 90^\circ$

Fig. 12 St development curves at $\beta = 70^\circ - 90^\circ$

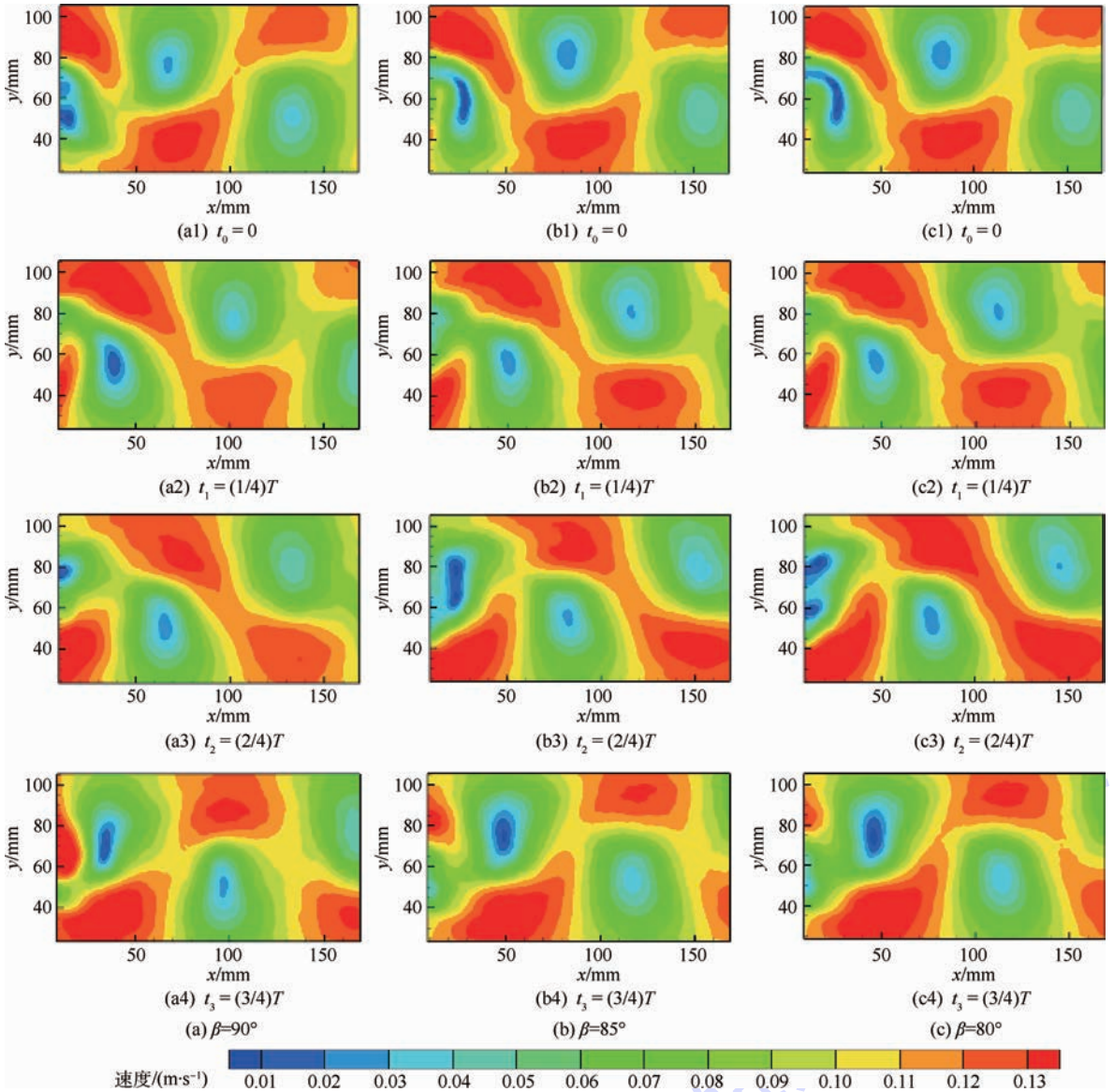


图 13 $\beta = 90^\circ, 85^\circ, 80^\circ$ 一个周期内的流态

Fig. 13 Fluid flow of a slotted cylinder in a period at $\beta = 90^\circ, 85^\circ, 80^\circ$

4 结 论

本文采用流动显示技术,观察了开缝圆柱的近场区流场特性,探究缝隙对其流场的影响,并采用 PIV 测量技术测量了开缝圆柱的缝隙倾斜角对其脱落涡的影响,得到以下结论:

- 1) 缝隙垂直于来流的开缝圆柱在实验雷诺数范围内,当流体流经开缝圆柱时,在圆柱缝隙内部形成了类似于“活塞”的流动现象,并导致了近壁面区边界层出现的“吹吸”效应,缝隙内部会形成一定数量的协动小漩涡。
- 2) 当缝隙倾斜角 $\beta = 90^\circ$ 时,实验雷诺数范围内,随着雷诺数的增大,其脱落涡频率也明显增大,涡街特征更加显著,开缝圆柱的 St 与雷诺数具有很强的线性关系。

3) 开缝圆柱缝隙在不同倾斜角下,随着缝隙倾斜角 β 的变大,其脱落涡的频率对开缝圆柱缝隙倾斜角存在一定的敏感性,且缝隙倾斜角对尾流形态也产生了一定的影响,相比狭缝比 $s/d = 0.15$ 与 $s/d = 0.10$ 的开缝圆柱, $s/d = 0.15$ 开缝圆柱的 St 稳定性更佳。

参考文献 (References)

[1] 杨锦文,何意,鲍锋. 开缝圆柱近场尾流的大涡模拟和实验测量[J]. 空气动力学报,2014,32(3):308-314.
YANG J W, HE Y, BAO F. Large eddy stimulation and experimental measurement of near wake structures of a slotted circular cylinder[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2014, 32(3):308-314 (in Chinese).

[2] IGARASHI T. Flow characteristics around a circular cylinder with a slit; 1st report, flow control and flow patterns[J]. Bulletin of the Japanese Society of Mechanical Engineers, 1981, 15(91): 1005-1012.

- tin of the JSME, 1978, 21(154):656-664.
- [3] IGARASHI T. Flow characteristics around a circular cylinder with a slit; 2nd report, effect of boundary layer flow [J]. Bulletin of the JSME, 1982, 25(207):1389-1397.
- [4] OLSEN J F, RAJAGOPALAN S. Vortex shedding behind modified circular cylinders [J]. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 2000, 86(1):55-63.
- [5] PENG B H, MIAU J J, BAO F, et al. Performance of vortex shedding from a circular cylinder with a slit normal to the stream [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2012, 25:54-62.
- [6] 谭广琨, 王晋军, 李秋胜. 圆柱体减阻技术及其机理初步研究 [J]. 北京航空航天大学学报, 2001, 27(6):658-661.
TAN G K, WANG J J, LI Q S. Drag reduction technique of cylinder and mechanism research [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2001, 27(6):658-661 (in Chinese).
- [7] 王慧, 黄咏梅. 带狭缝圆柱钝体流量测量特性研究 [J]. 传感技术学报, 2013, 26(12):1661-1665.
WANG H, HUANG Y M. Study of flowrate measurement characteristics of a circular cylinder with a slit [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2013, 26(12):1661-1665 (in Chinese).
- [8] 郝鹏, 李国栋, 杨兰, 等. 圆柱绕流流场结构的大涡模拟研究 [J]. 应用力学学报, 2012, 29(4):437-443.
HAO P, LI G D, YANG L, et al. Large eddy simulation of the circular cylinder flow in different regimes [J]. Chinese Journal of Applied Mechanics, 2012, 29(4):437-443 (in Chinese).
- [9] BREUER M. A challenging test case for large eddy simulation: High Reynolds number circular cylinder flow [J]. International Journal of Heat and Fluid Flow, 2000, 21(5):648-654.
- [10] SARKAR S, SARKAR S. Large-eddy simulation of wake and boundary layer interactions behind a circular cylinder [J]. Journal of Fluid Engineering, 2009, 131(9):091201-14.
- [11] SARKAR S, SARKAR S. Vortex dynamics of a cylinder wake in proximity to a wall [J]. Journal of Fluids and Structures, 2010, 26(1):19-40.
- [12] 杨智春, 党会学, 孙勇军, 等. 带开缝旋转圆筒固定小翼气动特性的数值模拟 [J]. 工程力学, 2009, 29(11):222-227.
YANG Z C, DANG H X, SUN Y J, et al. Numerical simulation of the aerodynamic characteristics of a fixed wing with trailing edge rotating slotted cylinder [J]. Engineering Mechanics, 2009, 29(11):222-227 (in Chinese).
- [13] 申春赞, 杨尧, 王津, 等. 圆内开缝圆不同开缝方向自然对流换热 [J]. 上海理工大学学报, 2013, 35(5):425-429.
SHEN C Y, YANG M, WANG J, et al. Natural convection heat transfer characteristics of a circle with an internal concentric round slotted in different direction [J]. Journal of University of Shanghai for Science and Technology, 2013, 35(5):425-429 (in Chinese).
- [14] 汪健生, 刘志毅, 张金凤, 等. 斜截椭圆柱式涡流发生器强化传热的大涡模拟 [J]. 机械工程学报, 2007, 43(10):55-61.
WANG J S, LIU Z Y, ZHANG J F, et al. Large eddy simulation on heat transfer enhancement of inclined-cut ellipsoidal vortex generator [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2007, 43(10):55-61 (in Chinese).
- [15] 汪健生, 王晓, 朱强, 等. 湍流边界层内钝体扰流的流动与传热特性 [J]. 机械工程学报, 2015, 51(24):168-176.
WANG J S, WANG X, ZHU Q, et al. Flow and heat transfer characteristics of flow past the bluff body in turbulent boundary layer [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2015, 51(24):168-176 (in Chinese).
- [16] MA L Q, FENG L H, PAN C, et al. Fourier mode decomposition of PIV data [J]. Science China Technological Sciences, 2015, 58(11):1935-1948.
- [17] 王汉封, 徐胜金. 用 POD 方法研究有限长方形棱柱尾流的双稳态现象 [J]. 空气动力学学报, 2014, 32(6):827-833.
WANG H F, XU S J. On the bistable phenomenon of a finite length square cylinder wake with POD method [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2014, 32(6):827-833 (in Chinese).

作者简介:

刘志荣 男, 硕士, 工程师。主要研究方向: 实验流体力学、流动控制。

朱睿 男, 博士, 讲师, 硕士生导师。主要研究方向: 实验流体力学、流动控制、民航安全。

Effect of angle of slit on shedding vortex of slotted circular cylinder

LIU Zhirong¹, ZOU He¹, LIU Jinsheng², BAO Feng¹, ZHU Rui^{1,*}

(1. School of Aeronautics and Astronautics, Xiamen University, Xiamen 361005, China;

2. School of Aeronautics Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Vortex shedding from a circular cylinder with a slit which belongs to the unsteady flow of bluff bodies has very strong application prospects. However, it is still difficult to fully understand the complex flow phenomenon. Using flow visualization and particle image velocimetry (PIV) measurement, we explored the influence of a slit on the flow field structure. Adopting the method of proper orthogonal decomposition (POD), we reconstructed the flow field in the series of operations on PIV data. The experimental results show that the flow in the slit demonstrates periodic motion, and this oscillating vent-flow greatly alters the near wake flow features within a certain range of Reynolds number. Shedding vortex frequency of slotted cylinder has certain sensitivity with the angle of slit. The Strouhal number increases gradually with the increase of the angle, and the Strouhal number of slit ratio (slit/diameter) equals to 0.15 is more stable than that of slit ratio equals to 0.10.

Keywords: slotted circular cylinder; shedding vortex; particle image velocimetry (PIV); proper orthogonal decomposition (POD); Strouhal number

Received: 2016-01-18; **Accepted:** 2016-01-27; **Published online:** 2016-04-13 15:38

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160413.1538.008.html

Foundation items: The General Program of National Natural Science Foundation of China (11072206); Science Foundation of the Fujian Province, China (2012J01023)

* **Corresponding author.** E-mail: zhurui@xmu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0708



多轴车辆动力传动系统建模与仿真

白锦洋^{1,2}, 吴学雷^{2,*}, 高峰¹, 李洪彪², 岳会军²

(1. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083; 2. 北京航天发射技术研究所, 北京 100076)

摘 要: 为了研究多轴车辆动力传动系统动态载荷特性, 开发了多轴车辆动力传动系统动力学仿真模型。根据柴油发动机负荷特性试验数据构建循环供油量-转速-扭矩 MAP 图, 通过模糊 PI 控制器对发动机循环供油量进行调节, 建立了发动机动态特性模型; 建立了液力变矩器模型、换挡离合器模型以及分动箱、过桥齿轮箱、主减速器、轮边减速器等传动部件模型。利用 MATLAB/Simulink 建立了多轴车辆动力传动系统动力学仿真模型, 并进行了仿真分析, 实车试验结果表明, 仿真模型可有效模拟车辆动力传动系统的速度特性和动态载荷特性。

关键词: 多轴车辆; 动力传动系统; 建模与仿真; 柴油发动机模型; 动态载荷

中图分类号: U461.7

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0136-08

车辆行驶过程中传动系统承受的载荷受加速、减速、换挡等工况影响在不断变化, 传动系统零部件设计优化、疲劳耐久性分析等研究工作中需要模拟多种工况下车辆传动系统的动态载荷特性。因此, 需要建立能够模拟发动机及传动部件实时工作状态、具有较高精度的动力传动系统仿真模型。

与普通车辆相比, 多轴车辆具有系统复杂、传动环节多等特点。建立多轴车辆动力传动系统仿真模型涉及 3 个关键问题: ①发动机动态模型的建立。目前发动机动态模型常用的建模方式有 3 种: 基于物理模型的建模方法、基于中值模型的建模方法以及基于发动机稳态特性的建模方法^[1]。发动机物理模型及中值模型建模方法要求提供较为详细的发动机结构信息, 限制了此类方法在车辆建模与仿真中的应用^[2-5]; 基于稳态特性的建模方法一般根据发动机稳态试验数据, 采用动态修正模型、指数曲线拟合模型、一阶惯性环节模型、神经网络模型等不同的方法进行拟

合^[6-9], 常用于车辆整车性仿真分析, 建模精度与试验数据量、经验等关系较大。②变速器换挡及液力变矩器、换挡离合器不同状态切换过程的仿真。文献[10-11]中对离合器结合/分离与液力变矩器闭锁/解锁状态切换产生的多种相的组合以及离合器建模方法进行了研究。③多级传动的扭矩分配。多轴车辆传动系统建模涉及多桥间/轮间扭矩分配问题, 文献[12-13]考虑了分动器和差速器的作用建立了 2 轴全轮驱动车辆模型, 文献[14]建立了包含轮间差速器、轴间差速器和分动器的 3 轴全轮驱动车辆模型, 讨论了轮间差速器对车辆在对开路面行驶稳定性的影响和轴间差速器对车辆陡坡行驶能力的影响。

本文利用发动机负荷特性台架试验数据, 采用多元线性回归理论构建循环供油量-转速-扭矩 MAP 图, 基于模糊 PI 控制建立了柴油发动机循环供油量控制模型, 同时简化了换挡离合器、变速器模型, 将换挡过程连续化, 保证仿真过程的稳定运行。在 MATLAB/Simulink 软件平台中集成各

收稿日期: 2016-09-05; 录用日期: 2016-09-21; 网络出版时间: 2016-10-18 14:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161018.1456.004.html

* 通讯作者: E-mail: xlwut@126.com

引用格式: 白锦洋, 吴学雷, 高峰, 等. 多轴车辆动力传动系统建模与仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 136-143.
BAI J Y, WU X L, GAO F, et al. Modeling and simulation of multi-axle vehicle powertrain system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 136-143 (in Chinese).

总成模型,开发出多轴车辆动力传动系统动力学仿真模型,通过实车试验对比分析,验证了多轴车辆动力传动系统动力学建模和仿真方法的有效性。

1 动力传动系统模型

1.1 柴油发动机模型

柴油发动机是一个复杂系统,所建模型需要进行大量假设和简化。本文根据负荷特性台架试验数据,利用发动机实时循环供油量和发动机实际转速计算发动机输出特性,仿真模拟柴油发动机动态过程。采用 PI 控制器对柴油发动机进行循环供油量调节,以油门开度为输入量,发动机转速为被控制参数,循环喷油量为控制量,通过执行器对发动机进行控制,系统框图如图 1 所示。

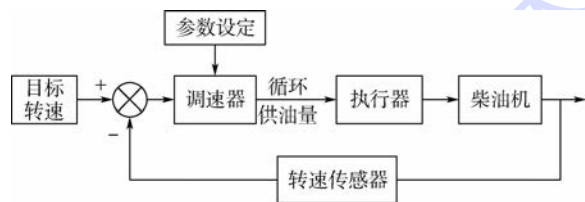


图 1 柴油发动机系统框图

Fig. 1 Diesel engine system diagram

1.1.1 发动机循环供油量-转速-扭矩 MAP 图

通过发动机负荷特性台架试验可以测量不同转速下扭矩、功率和燃油消耗率,则发动机循环供油量可按式(1)计算。

$$q_r = \frac{b_e P_e}{60 N_e} \quad (1)$$

式中: q_r 为发动机循环供油量, g/r ; b_e 为燃油消耗率, $g/(kW \cdot h)$; P_e 为发动机有效功率, kW ; N_e 为发动机转速, r/min 。

将 $P_e = T_e N_e / 9550$ 代入式(1)可得

$$q_r = \frac{b_e T_e}{5.73 \times 10^5} \quad (2)$$

式中: T_e 为发动机扭矩, $N \cdot m$ 。

建立发动机扭矩 T_e 与转速 N_e 、循环供油量 q_r 的函数,根据多元线性回归理论进行曲面拟合,回归模型为

$$T_e = \sum_{i=0}^P \sum_{j=0}^S p_{ij} q_{ri} N_{ej} \quad (3)$$

式中: p_{ij} 为待定系数; P 和 S 分别为多项式中 q_{ri} 和 N_{ej} 的最高次幂。

利用 MATLAB/ Curve fitting 工具箱,通过计算,获得 $P=2$ 、 $S=2$ 时的拟合结果,见表 1,调整复相关系数 $R=0.9945$ 。

将拟合参数代入式(3),得到的发动机循环供油量-转速-扭矩 MAP 如图 2 所示。

表 1 回归方程系数拟合结果

Table 1 Fitting results of regression equation coefficient

系数	P_{00}	P_{10}	P_{01}	P_{20}	P_{11}	P_{02}
拟合结果	586.8	0.8146	2497	-2.976×10^{-4}	-0.1177	389.8

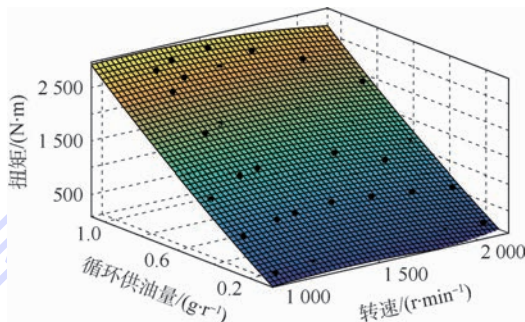


图 2 发动机输出特性拟合曲面

Fig. 2 Engine output characteristics fitting surface

1.1.2 柴油发动机循环供油量控制模型

本文采用 PI 控制对柴油发动机循环供油量 $q_r(t)$ 进行控制,根据发动机实际转速与目标转速差 $e(t)$ 调节循环供油量,控制规律为

$$q_r(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (4)$$

式中: k_p 为比例系数; k_i 为积分作用系数。

实际转速由整车动力学计算获得。目标转速计算方法为

$$N_{ig} = N_{min} + \alpha_{th} (N_{max} - N_{min}) \quad (5)$$

式中: N_{ig} 为发动机目标转速; N_{max} 和 N_{min} 分别为发动机最高、最低转速; α_{th} 为油门开度,其变化范围为 $0 \sim 100\%$ 。

单一参数设定无法满足控制精度要求,本文采用模糊规则调节实现 PI 参数整定。模糊规则以转速差 $e(t)$ 和转速差变化量 $e_c(t)$ 为输入,控制参数的增量 Δk_p 、 Δk_i 作为输出。变量的模糊语言值为 {正大,正中,正小,零,负小,负中,负大},对应的英文为 {PB, PM, PS, ZO, NS, NM, NB},根据试验数据观测和分析总结控制信息,制定模糊规则如表 2 所示。

表 2 模糊控制规则

Table 2 Fuzzy control rules

$e(t)$	$e_c(t)$		
	PB/PM/PS	ZO	NS/NM/NB
PB	PS/ZO	PS/ZO	PS/ZO
PM	PM/ZO	PM/ZO	PM/ZO
PS	PB/PS	PB/PS	PB/PS
ZO	NB/PB	PB/PB	PB/PB
NS	NB/NS	NB/ZO	NB/ZO
NM	NM/ZO	NM/ZO	NM/ZO
NB	NS/ZO	NS/ZO	NS/ZO

首先确定参数的初值 k_{p0} 、 k_{i0} ，然后根据模糊规则表查出 $\Delta k_p/\Delta k_i$ 修正参数代入式(6)得到 PI 控制参数：

$$\begin{cases} k_p = k_{p0} + \Delta k_p \\ k_i = k_{i0} + \Delta k_i \end{cases} \quad (6)$$

1.1.3 柴油发动机动态扭矩

控制器送来的循环供油量控制信号 $q_r(t)$ ，经执行器传送给扭矩 MAP 图进行查表，获得当前时刻发动机输出扭矩 M_e 。执行器简化为一阶惯性系统^[15]，定义时间常数为 T_a ，传递函数为

$$G(s) = 1/(T_a s + 1) \quad (7)$$

式中： s 为拉氏变换参数。

1.1.4 发动机负载模型

柴油发动机转速的变化由发动机扭矩和负载扭

矩的差值决定，由达朗贝尔原理，其动力学方程为

$$M_d = M_e - J_e \frac{d\omega_e}{dt} \quad (8)$$

式中： J_e 为等效转动惯量，即发动机飞轮、传动轴及液力变矩器泵轮转动惯量（液力变矩器解锁状态）/发动机飞轮、传动轴、液力变矩器及换挡离合器输入盘转动惯量（液力变矩器闭锁状态）； ω_e 为发动机角速度； M_d 为负载扭矩，即液力变矩器泵轮输入扭矩（液力变矩器解锁状态）/换挡离合器输入扭矩（液力变矩器闭锁状态）。

1.1.5 发动机动态仿真模型

在 Simulink 中建立发动机循环供油量-转速-扭矩 MAP 图、模糊 PI 控制器和负载模型，得到的柴油发动机动态仿真模型如图 3 所示。

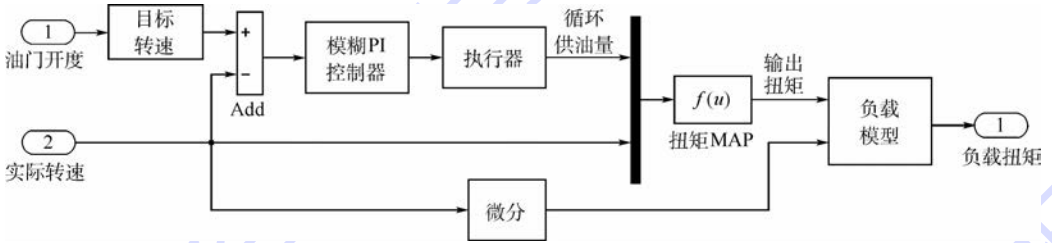


图 3 柴油发动机动态仿真模型

Fig. 3 Diesel engine dynamic simulation model

1.2 液力变矩器模型

液力变矩器模型分为稳态模型和动态模型 2 种，稳态模型可由试验数据获得，基于流体力学理论的动态模型建模相对复杂。当液力变矩器非稳态工况下的泵轮转速变化不超过 $\pm 52 \text{ rad/s}$ 时，可以用稳态特性代替动态特性^[16]。本文采用基于稳态试验数据的方法进行建模。

液力变矩器无因次特性为^[17]

$$\begin{cases} M_p = \lambda_p \rho g D^5 N_p^2 \\ M_T = K M_p \end{cases} \quad (9)$$

式中： M_p 和 M_T 分别为泵轮和涡轮的扭矩，其中 M_p 与式(8)中 M_d 相同； N_p 为泵轮转速； λ_p 为泵轮转矩系数； ρ 为工作油密度； D 为液力变矩器有效直径； K 为变矩比。

通过台架试验测得变矩比 K 、基准扭矩 M_{p1000} （泵轮在 1000 r/min 基准转速下的扭矩）和效率 η 随不同转速比 i （涡轮转速与泵轮转速之比）的变化曲线，即可获得液力变矩器的原始特性曲线，如图 4 所示。

一定转速比 i 之下有一 λ_p 值，已知 1000 r/min 基准转速下的泵轮扭矩，则可按式(10)计算任意转速下的泵轮扭矩。

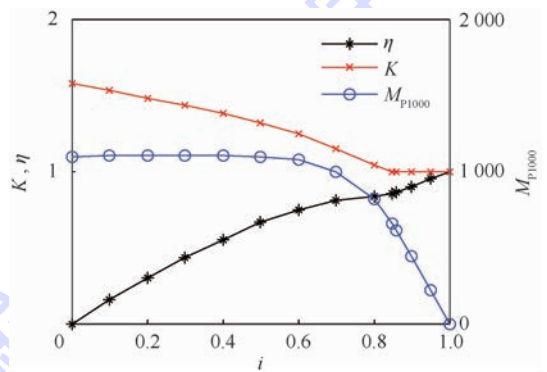


图 4 液力变矩器的原始特性曲线

Fig. 4 Original characteristic curves of torque converter

$$M_p = M_{p1000} \cdot \frac{N_p^2}{1000^2} \quad (10)$$

为了提高液力变矩器在高速下的传动效率，设置了闭锁离合器，在满足一定条件时闭锁离合器将变矩器锁止，功率直接传送给传动轴。闭锁条件为： $N_p > N_1, i > i_1$ ；解锁条件为： $N_T < N_2$ 。其中： N_1 和 i_1 分别为闭锁时泵轮转速门限值、转速比门限值； N_T 为涡轮转速； N_2 为解锁时涡轮转速门限值。

闭锁离合器结合过程中发动机与液力变矩器联合工作的动力学方程为

$$J_e \frac{d\omega_e}{dt} = M_e - M_p - M_f \quad (11)$$

式中: M_f 为闭锁离合器摩擦阻力矩。

1.3 换挡离合器模型

换挡离合器为膜片弹簧离合器,可传递的最大静摩擦扭矩为

$$M_s = fFZR_c \quad (12)$$

式中: f 为摩擦系数; F 为压盘施加在摩擦面上的工作压力; Z 为摩擦面数; R_c 为摩擦片的平均摩擦半径。

离合器踏板位移 D_{CL} 与离合器所传递的最大静摩擦扭矩 $M_{s,x}$ 关系如图 5 所示。图中, $M_{s,max}$ 为最大静摩擦扭矩极大值。 $D_{CL} = 0$ 时,离合器踏板位于原始位置; $D_{CL} = x_1$ 时,离合器位于空程消失位置; $D_{CL} = x_2$ 时,离合器位于完全分离位置。

忽略摩擦片的滑磨过程,离合器所传递的扭矩为

$$M_{CL} = \min(M_T, M_{s,x}) \quad (13)$$

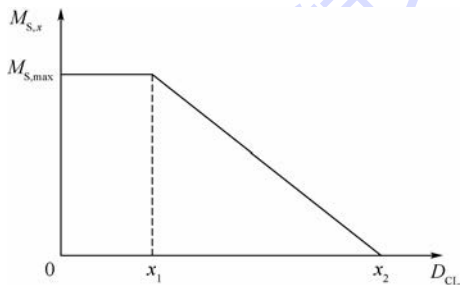


图 5 离合器踏板位移与最大静摩擦扭矩的关系

Fig. 5 Clutch pedal displacement versus maximum static friction torque

1.4 变速器模型

变速器由主、副箱组成,主变速器由输入轴、中间轴和输出轴组成,副变速器为行星齿轮变速器。变速器换挡过程涉及传动比变化和同步过程,精确进行建模比较复杂。本文将变速器简化为两级传动部件。

如图 6 所示,两级传动部件 J_1 和 J_2 分别代表变速器换挡齿轮前、后等效集中惯量; ω_1 和 ω_2 分别代表两级传动部件角速度; M_{CL} 为输入力矩;

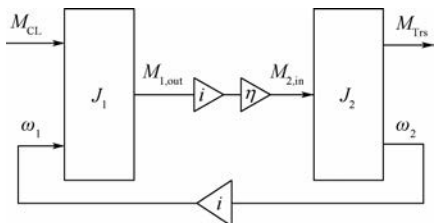


图 6 两级传动部件动力学模型

Fig. 6 Dynamic model of two-stage transmission component

$M_{1,out}$ 为 J_1 输出扭矩; $M_{2,in}$ 为 J_2 输入扭矩; M_{Trs} 为变速器输出扭矩。其动力学方程为

$$M_{1,out} = M_{CL} - \left(i_{Trs} J_1 \frac{d\omega_2}{dt} + J_1 \omega_2 \frac{di_{Trs}}{dt} \right) \quad (14)$$

$$M_{Trs} = i_{Trs} \eta_{Trs} M_{1,out} - J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \quad (15)$$

式中: $i_{Trs} J_1 \frac{d\omega_2}{dt}$ 代表加速惯量所需要的扭矩, i_{Trs}

为变速器的传动比; $J_1 \omega_2 \frac{di_{Trs}}{dt}$ 代表由于传动比变

化带来的附加扭矩; η_{Trs} 为变速器的传动效率。传动比改变时,两级传动比间考虑为线性变化,由此可以解决传动比改变带来的转速与扭矩突变,简化了系统中同步环作用过程的建模。

1.5 分动箱、过桥齿轮箱模型

分动箱和过桥齿轮箱将扭矩按比例分配到各驱动桥上,以提高车辆的驱动能力。假设分动箱前后车轴所分配的扭矩比为 $k_{Tr-C} : 1$ (过桥齿轮箱可表示为 $k_{Ia-D} : 1$), 速比为 i_{Tr-C} (过桥齿轮箱速比为 1), 则其动力学特性可表示为

$$\begin{cases} M_{To1} = \eta_T \frac{k_{Tr-C} i_{Tr-C}}{k_{Tr-C} + 1} \left(M_{Ti} - \hat{J}_T \frac{d\omega_T}{dt} \right) \\ M_{To2} = \eta_T \frac{i_{Tr-C}}{k_{Tr-C} + 1} \left(M_{Ti} - \hat{J}_T \frac{d\omega_T}{dt} \right) \\ \omega_{Ti} = i_{Tr-C} \omega_{To} \end{cases} \quad (16)$$

式中: ω_{Ti} 、 ω_{To} 分别为分动箱或过桥齿轮箱输入、输出角速度; M_{To1} 和 M_{To2} 分别为前、后输出轴扭矩; \hat{J}_T 为等效到输入轴的转动惯量; η_T 为传动效率。

1.6 主减速器、轮间差速器、轮边减速器模型

主减速器、轮边减速器均为固定速比传动部件,其动力学模型统一表示为

$$\begin{cases} M_{Ao} = i_A \eta_A \left(M_{Ai} - i_A \hat{J}_A \frac{d\omega_{Ai}}{dt} \right) \\ \omega_{Ai} = i_A \omega_{Ao} \end{cases} \quad (17)$$

式中: \hat{J}_A 为部件等效到输入端的转动惯量; M_{Ai} 、 M_{Ao} 分别为其输入、输出扭矩; ω_{Ai} 、 ω_{Ao} 分别为其输入、输出角速度; i_A 为其传动速比; η_A 为其传动效率。

轮间差速器模型为

$$\begin{cases} M_1 = (M_0 - M_r) / 2 \\ M_2 = (M_0 + M_r) / 2 \\ \omega_{1d} + \omega_{2d} = 2\omega_0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: M_0 、 ω_0 分别为差速器壳扭矩、角速度; M_1 、 ω_{1d} 和 M_2 、 ω_{2d} 分别为左右传动轴扭矩、角速度; M_r 为差速器内摩擦扭矩。

2 整车仿真模型

将整车考虑为单质量模型,则整车纵向动力学方程为

$$\frac{\sum_i (M_{WL,i} + M_{WR,i})}{r} = Gf_k \cos \alpha + \frac{C_D A}{21.15} u_k^2 + G \sin \alpha + \delta m \frac{du}{dt} \quad (19)$$

式中: $M_{WL,i}$ 、 $M_{WR,i}$ 分别为第 i 驱动桥左右车轮的驱动扭矩; G 为整车重量; f_k 为滚动阻力系数; α 为坡度角; C_D 为空气阻力系数; A 为迎风面积; u_k 为车速,km/h; u 表示车速,m/s; r 为车轮滚动半径; δ 为考虑车轮转动惯量的汽车旋转质量换算

系数, $\delta = 1 + \frac{\sum J_w}{mr^2}$, J_w 为单个车轮的转动惯量; m 为汽车质量。

以某5轴驱动车辆为研究对象,其动力传动系统结构如图7所示。动力由发动机(Engine)发出,经过液力变矩器(TC)、换挡离合器(CL)、变速器(Trs),由分动箱(Tr-C)将动力分配给前后过桥齿轮箱(IA-D),再由过桥齿轮箱(IA-D)、主减速器(M-D)及轮间差速器(D-F)分配到各桥驱动轴,最终经轮边减速器(W-R)传递到车轮,轴间

差速器包含在分动器和过桥齿轮箱中。

建立各总成模型,再将各总成模型有效集成。整车仿真原理如图8所示,在 Simulink 中,将上述各总成集成建立多轴车辆动力传动系统前向仿真模型,即根据驾驶员操作(油门踏板位置、离合器踏板位置及挡位设置),计算得到传动系统运行状态。

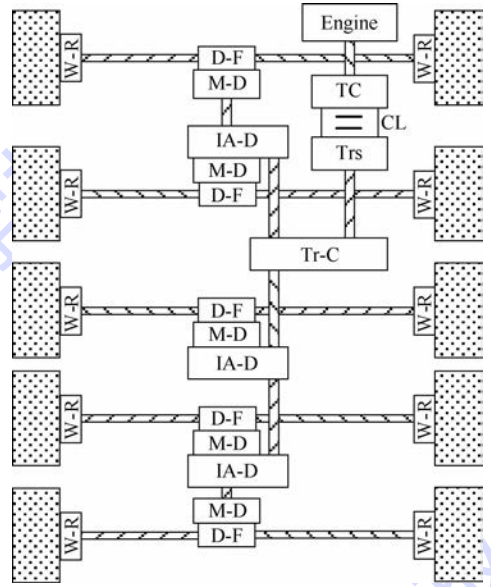


图7 多轴车辆动力传动系统结构框图
Fig.7 Structure diagram of multi-axle vehicle powertrain system

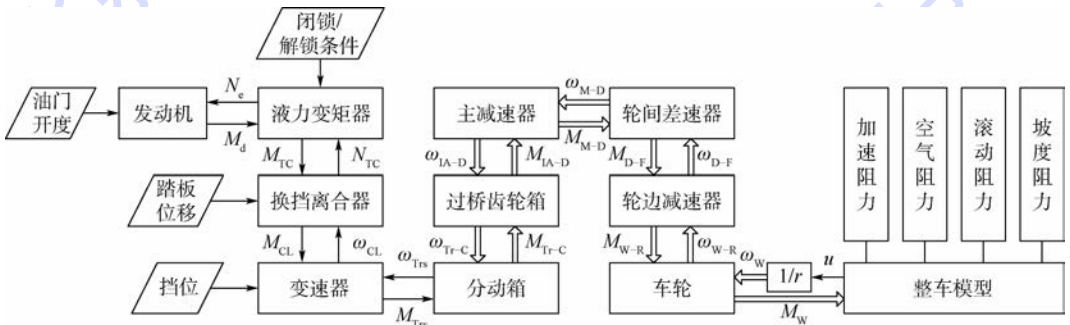


图8 多轴车辆动力传动系统仿真原理图
Fig.8 Schematic diagram of multi-axle vehicle powertrain system simulation

3 仿真结果验证及分析

以前述多轴车辆为研究对象建立仿真模型,进行多工况仿真。仿真以实车试验采集的油门开度、离合器踏板行程、挡位信息作为输入参数,以仿真车速、发动机输出扭矩/转速、变速器输出扭矩/转速为输出结果,选取2种工况的仿真结果与实车试验数据进行对比分析。

3.1 行驶加速工况

此工况包含3个匀速段及加速过程。在匀速段,油门维持相对固定,车辆匀速行驶。车辆在一个匀速段加速进入更高车速时,油门踏板踩至最

大,达到目标车速后回落到稳态值。

图9给出了变速器6挡时仿真与试验数据对比曲线图。试验中记录了车辆在3种车速下的试验数据,图9(a)为油门采集信号作为输入参数。匀速段主要表征了发动机及传动系统的稳态特性,图9(d)、图9(e)、图9(f)表明,仿真结果与试验数据吻合度较高。驾驶过程中,油门抖动造成了发动机及传动系统扭矩波动较大,且随车速升高波动更加剧烈,试验及仿真均反映了这个特点。

图9中还反映了突踩油门时发动机及传动系统的动态转速响应。当车辆由当前车速提升到更高车速时,驾驶员突加油门,带来发动机输出转速

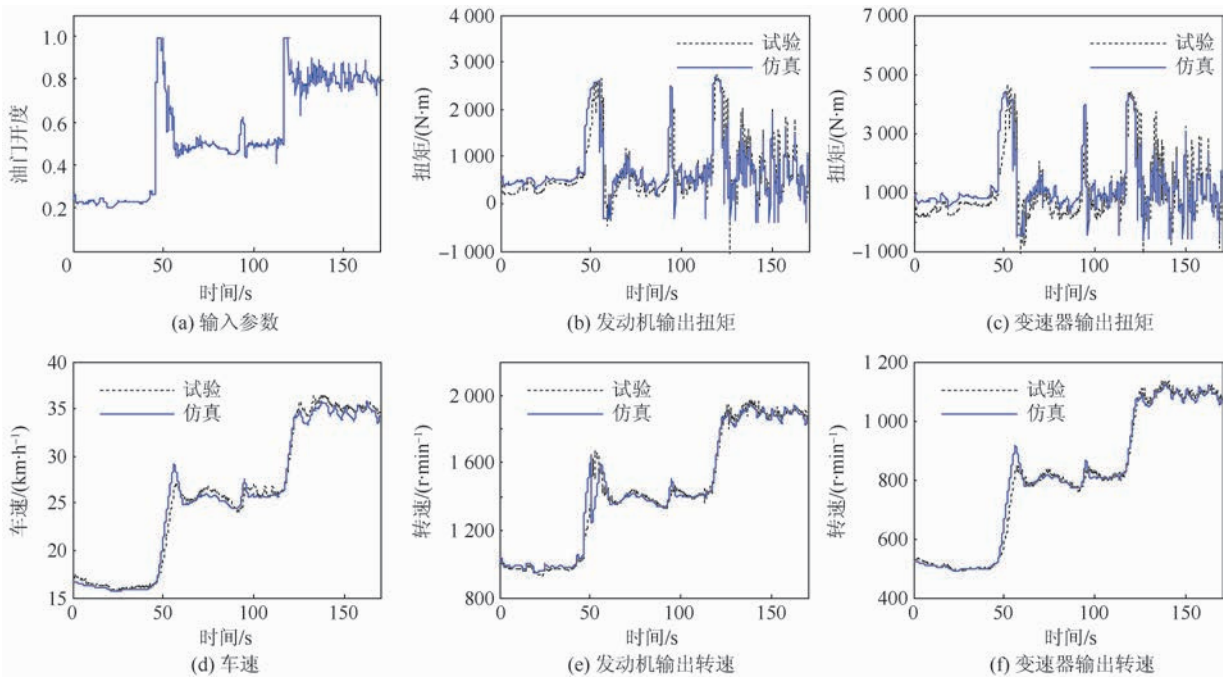


图 9 6 挡行驶时仿真结果与试验对比

Fig. 9 Comparison between simulation results and test data of 6-gear driving

及变速器输出转速的急剧变化,车速达到目标值时转速回落到稳态值附近。

3.2 连续换挡加速工况

在此工况下,油门开度全开,在每个挡位下,发动机转速由当前转速加速到换挡车速后进入换挡过程,油门开度下降到 0,离合器踏板位移至最大,换挡后油门开度上升,离合器踏板位移至 0。车辆由 3 挡起步,连续换挡加速到 8 挡。

图 10 为连续换挡加速过程仿真与试验数据对比曲线图,给出了车辆在不同挡位下动力传

动系统动态特性曲线。试验车辆由 3 挡起步,发动机加速至换挡转速后,降低油门同时离合器断开进行换挡,然后重新连接离合器并增加油门开度至 100%。图 10(b)~图 10(f)表明,仿真结果有效模拟了换挡过程发动机及传动系统扭矩和转速的动态变化,表 3 给出了连续换挡加速过程中仿真与试验结果对比分析,仿真结果与试验数据吻合度较高。

综上所述,仿真结果符合测试数据,较好地反映了车辆在不同工况下的动态载荷特性和速度特性。

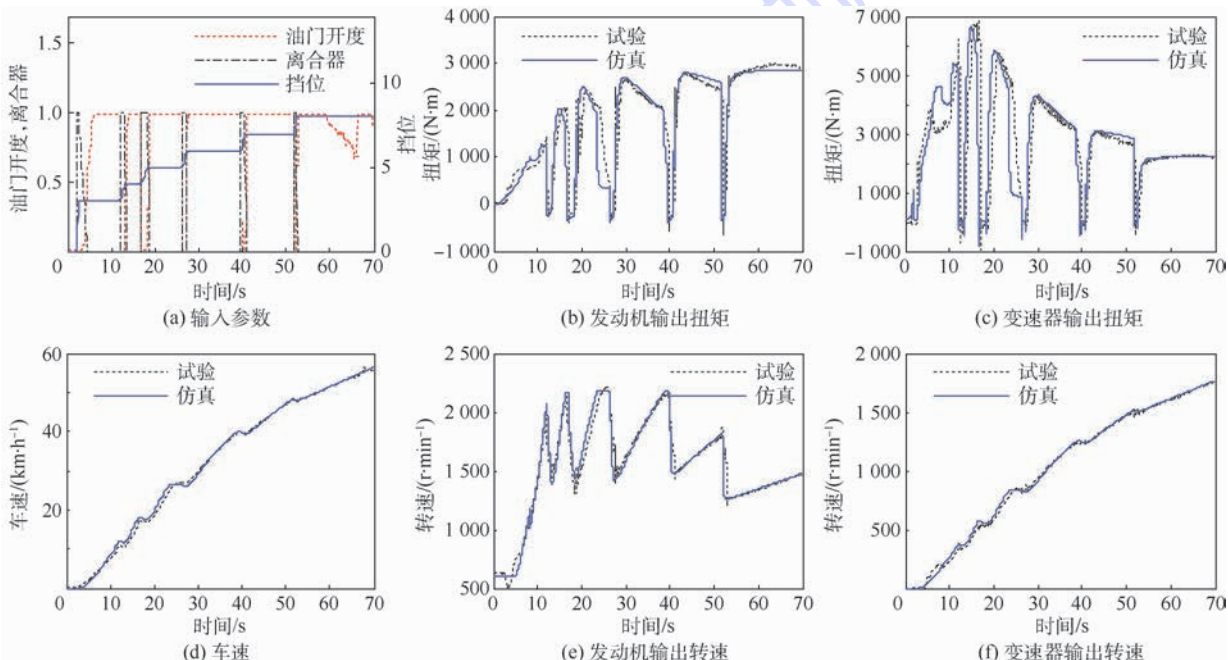


图 10 连续换挡加速仿真结果与试验对比

Fig. 10 Comparison between simulation results and test data of acceleration with continuous shift

表3 仿真与试验结果对比

Table 3 Simulation results versus test data

挡位	最高车速/ ($\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$)			发动机最高输出 转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)			发动机最大输出 扭矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)			变速器输出 转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)			变速器最大输出 扭矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)		
	试验	仿真	误差/%	试验	仿真	误差/%	试验	仿真	误差/%	试验	仿真	误差/%	试验	仿真	误差/%
3	11.0	12.2	9.8	2007	2070	3.1	1450	1270	-16.7	355	381	7.3	6243	5416	-13.2
4	17.4	18.2	4.6	2131	2180	2.3	2070	2054	-0.8	566	572	1.1	6880	6634	-3.6
5	27.2	26.5	-2.6	2210	2181	-1.3	2490	2437	-2.1	845	832	1.5	5785	5828	0.7
6	40.0	39.9	-0.3	2168	2175	0.3	2694	2663	-1.2	1250	1253	0.2	4315	4278	-1.0
7	48.4	48.1	-0.6	1795	1810	0.3	2802	2798	-0.1	1525	1520	-0.3	3090	3080	-0.3
8	56.5	56.3	-0.4	1794	1794	0	3008	2867	-4.7	1765	1765	0	2305	2222	-3.6

4 结论

本文建立了多轴车辆动力传动系统动力学仿真模型,分析了多工况下的速度特性和动态载荷特性,对比仿真与车辆实测结果可以看出:

1) 利用发动机负荷特性试验数据,建立的基于模糊 PI 控制和循环供油量-转速-扭矩 MAP 图的柴油发动机模型,有效地模拟了发动机动态特性。

2) 仿真模型较为精确模拟了车辆行驶过程中动力传动系统的动态特性,并能反映车辆行驶时油门抖动对传动系统动态载荷的影响。

参考文献 (References)

- [1] OSBORNE R P, WEAVER N. Optimum engine models for diesel automotive powertrain development processes[C]//IPDS 2006: Integrated Powertrain and Driveline Systems 2006. New Delhi: Woodhead Publishing Ltd., 2006: 67-76.
- [2] 周龙保. 内燃机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 37-41.
- ZHOU L B. Internal combustion engine theory[M]. Beijing: China Machine Press, 2005: 37-41 (in Chinese).
- [3] DENNIS A, WALTER B, NABIL C. Integration and use of diesel engine, driveline and vehicle dynamics models for heavy duty truck simulation: 1999-01-0970 [R]. Warrendale, PA: SAE International, 1999.
- [4] BROOMHEAD T, MANZIE C, BREAR M, et al. Model reduction of diesel mean value engine models: 2015-01-1248 [R]. Warrendale, PA: SAE International, 2015.
- [5] WU Z H, PEI R. Torque based spark ignition engine and powertrain modeling[C]//Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA08. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 4767-4772.
- [6] YIN H B, LI H W, LV Q J. Integrated modeling and simulation on torsional loads of tracked vehicle's power train and propulsion system[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(19): 5171-5175.
- [7] 周云波, 常思勤, 魏巍. 基于 MATLAB/SimDriveline 的某型军用车辆起步过程仿真研究[J]. 南京理工大学学报, 2011, 35(4): 507-512.
- ZHOU Y B, CHANG S Q, WEI W. Military vehicle starting process simulation and analysis based on MATLAB/SimDriveline[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2011, 35(4): 507-512 (in Chinese).
- [8] BARAK A, KLIR V, CERVENKA L. Powertrain simulation tool: 2011-37-0027 [R]. Detroit: SAE Technical Paper, 2011.
- [9] 杨得军, 林柏忠, 郭学立, 等. 汽车传动系实时动力学仿真模型[J]. 汽车工程, 2006, 28(5): 430-432.
- YANG D J, LIN B Z, GUO X L, et al. A real-time dynamics simulation model for vehicle powertrain[J]. Automotive Engineering, 2006, 28(5): 430-432 (in Chinese).
- [10] 戴振坤, 刘艳芳, 徐向阳, 等. 液力自动变速器传动系统建模与换挡特性仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(8): 1027-1031.
- DAI Z K, LIU Y F, XU X Y, et al. Drive line modeling and shift characteristic simulation of automatic transmission powertrain system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(8): 1027-1031 (in Chinese).
- [11] 逢淑一, 管欣, 杨得军. 基于总成特性的动力传动系统建模研究[J]. 汽车工程, 2013, 35(10): 873-877.
- PANG S Y, GUAN X, YANG D J. A research on powertrain modeling based on subsystem characteristics[J]. Automotive Engineering, 2013, 35(10): 873-877 (in Chinese).
- [12] SALAANI M K, GUENTHER D A, HEYDINGER G J. Vehicle dynamics modeling for the national advanced driving simulator of a 1997 jeep cherokee: 1999-01-0121 [R]. Warrendale, PA: SAE International, 1999.
- [13] SALAANI M K, GUENTHER D A. Powertrain and brake modeling of the 1994 ford taurus for the national advanced driving simulator: 981190 [R]. Warrendale, PA: SAE International, 1998.
- [14] 管欣, 卢萍萍, 詹军, 等. 多轴全轮驱动车辆动力传动系模型的建立与应用[J]. 汽车工程, 2011, 33(3): 183-187.
- GUAN X, LU P P, ZHAN J, et al. Modeling and application of powertrain model for multi-axle all-wheel-drive vehicle[J]. Automotive Engineering, 2011, 33(3): 183-187 (in Chinese).
- [15] 袁银南, 朱磊, 陈笃红, 等. 基于准线性模型的柴油机电子调速仿真和实验研究[J]. 内燃机学报, 2006, 24(3): 263-269.
- YUAN Y N, ZHU L, CHEN D H, et al. Simulation and experi-

ment study of electronic governor of diesel engine based on quasi-linear model[J]. Transactions of CSICE, 2006, 24(3): 263-269 (in Chinese).

[16] 项昌乐. 车辆传动系轴类零件疲劳设计与变矩器动态特性研究[D]. 北京:北京理工大学, 2001:34.

XIANG C L. Fatigue design of shaft parts in vehicle transmission and research of the torque converter dynamic characteristics[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2001: 34 (in Chinese).

[17] 余志生. 汽车理论[M]. 北京:机械工业出版社, 2009:15.

YU Z S. Auto theory[M]. Beijing: China Machine Press, 2009: 15 (in Chinese).

作者简介:

白锦洋 男, 博士研究生。主要研究方向: 动力传动系统载荷谱。

吴学雷 男, 硕士, 研究员。主要研究方向: 特种车底盘总体技术。

Modeling and simulation of multi-axle vehicle powertrain system

BAI Jinyang^{1,2}, WU Xuelei^{2,*}, GAO Feng¹, LI Hongbiao², YUE Huijun²

(1. School of Transportation Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Beijing Institute of Space Launch Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: In order to study the dynamic load characteristics, the multi-axle vehicle powertrain system dynamics simulation model was developed. First, the engine dynamic characteristic model was built by obtaining the cycle fuel injection quantity-rotate speed-torque MAP according to the load characteristic test data and establishing a fuzzy PI controller to adjust the cycle fuel injection quantity. Second, the transmission system was built with modeling of the torque converter, the simplified clutch model, the transfer case, the interaxle differential, the main reducer, the wheel-side reducer, etc. Finally, the multi-axle vehicle powertrain system dynamics simulation model was established in Simulink. The comparison results between simulation and test data show that the model effectively simulates the dynamic load characteristics and the speed characteristics.

Keywords: multi-axle vehicle; powertrain system; modeling and simulation; diesel engine model; dynamic load

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0081

基于 Work-Conserving 的 CICQ 结构中 单组播分组调度算法



梁佳诚, 熊庆旭*, 闫付龙, 萧翰, 张元昊

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 基于联合输入交叉队列(CICQ)结构提出了一种新的均衡交叉节点缓存单组播混合调度算法,即单组播交叉缓存均衡(MUCB)算法,该算法不同于现有的基于业务状态如队长和/或等待时间的调度算法,而是尽力使交换机最大程度地工作于工作保持(Work-Conserving)状态,其方法是尽量均衡CICQ交叉节点的缓存占用。同时,算法充分考虑单组播业务差异性及其CICQ结构下输入输出调度间的影响关系。仿真结果显示,在不同组播业务比例条件下,与现有CICQ结构中主流的单组播混合调度算法相比,MUCB算法显著提高了单组播业务总体的通过率及分组平均时延性能。

关键词: 分组交换; 调度算法; 组播; 单播; 联合输入交叉队列(CICQ); 工作保持

中图分类号: TP393

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0144-07

当前通信网络业务呈现多元化的发展趋势,视频会议、远程教学、网络电视等组播业务快速增长。作为构建网络通信重要设施的交换机,其能否有效支持单播、组播混合调度将直接影响着整个网络通信的传输效率和通过量。

就交换结构而言,输出排队(Output Queuing, OQ)结构有 N (输入输出端口数目)倍加速比的需求,在构建高速大容量网络中,可扩展性较差。而输入排队(Input Queuing, IQ)结构加速比为1,具有良好的可扩展性^[1]。IQ结构研究最多的是虚拟输出排队(Virtual Output Queuing, VOQ)结构,但其输入输出竞争紧密耦合的集中式调度特性使得控制过程较为复杂^[2]。而IQ结构中最新研究的联合输入交叉队列(Combined Input and Crossbar Queued, CICQ)结构通过在交换矩阵的每个交

叉节点配置一定容量的缓存,很大程度解耦了输入输出竞争的裁决,简化了整个调度过程,使得分布式调度成为可能。

在CICQ结构的研究中,早期主要研究单播业务的调度^[3-5],文献[4]提出的SBF-GWF(the Shortest Buffer First and the Greatest Weigh buffer First)性能较为突出。随着组播应用的需求,研究提出了一系列的组播调度算法^[6-9],主要分为基于轮询(Round Robin, RR)的算法^[6-7]和以队长或排队时间为权重的最大权重匹配法^[8-9],文献[9]中提出的MF-MRSF(Maxfanout First and Maximum Ratio of Service First)是目前性能较好的组播算法。另外,部分研究讨论了单组播混合业务^[10-15]的调度,但大部分是通过在交换结构上隔离单组播业务,使单组播业务在调度中仍然按照

收稿日期: 2016-01-22; 录用日期: 2016-04-15; 网络出版时间: 2016-05-04 14:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160504.1406.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61271196)

* 通讯作者: E-mail: qxxiong@buaa.edu.cn

引用格式: 梁佳诚, 熊庆旭, 闫付龙, 等. 基于 Work-Conserving 的 CICQ 结构中单组播分组调度算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 144-150. LIANG J C, XIONG Q X, YAN F L, et al. Packet scheduling algorithm for mixed unicast and multicast traffic in CICQ switches based on Work-Conserving[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 144-150 (in Chinese).

各自相对独立的算法进行处理^[11-13]。

Mhamdi 和 Vassiliadis 首次提出一种 CICQ 结构中单组播业务统一调度的算法——MURS (Multicast and Unicast Round robin Scheduling)^[14],该算法基于轮询策略,虽然复杂度低,但性能较差。文献[15]通过分析单组播业务差别,提出一种最大权重匹配算法——LCMS (Low-Cost Multicast Scheduling)。该算法的性能比 MURS 算法有所提升,但与 OQ 结构中先入先出(First In First Out, FIFO)算法相比,仍有巨大的差距。其主要原因是 OQ 结构中交换机始终处于工作保持(Work-Conserving)状态,保证了 100% 的通过率,进而降低了分组时延。另一方面,LCMS 算法未充分考虑组播业务在调度过程中的状态及 CICQ 输入输出调度之间的关系。

因此,本文首次在单组播混合调度中,以使交换机尽量工作于 Work-Conserving 状态为目标,结合组播业务在调度过程中的状态特征及 CICQ 结构中输入输出调度之间的相互影响关系,提出一种新的单组播混合调度算法,即单组播交叉缓存均衡(Multicast and Unicast Crossbuffer Balance, MUCB)算法,仿真显示其性能明显优于现有主流算法。

本文结构安排如下:第 1 节对 CICQ 结构中单组播混合调度中的主要问题进行了分析;第 2 节具体给出了 MUCB 算法;第 3 节对 MUCB 算法和当前主流的单组播混合调度算法进行了仿真比较和分析;最后对本文进行了总结并指出今后研究工作的方向。

1 问题分析

图 1 为 CICQ 交换结构示意图。假定当前时隙输入调度后进入交叉缓存的分组,最早在下个时隙进行输出调度,故一次调度指当前时隙的输入调度和其下一个时隙的输出调度。基于 CICQ 结构和调度过程,单组播混合业务调度需要考虑到以下问题。

1) 组播队头阻塞问题:克服组播队头阻塞需要在每个输入端口设置 $2^N - 1$ 个虚拟组播队列,这在实际应用中难以实现,尤其是对大规模交换机而言。目前研究中普遍采用的方法是设置 $k(1 < k \ll 2^N - 1)$ 个虚拟组播队列,这虽然可以缓解组播队头阻塞,但无法彻底解决该问题。

2) 组播分组入队机制问题: k 个组播队列无法包含所有组播分组可能的目的端口类型,到达的组播分组要按照一定算法进入虚拟组播队列。

3) 单播、组播竞争裁决问题:每个输入端口

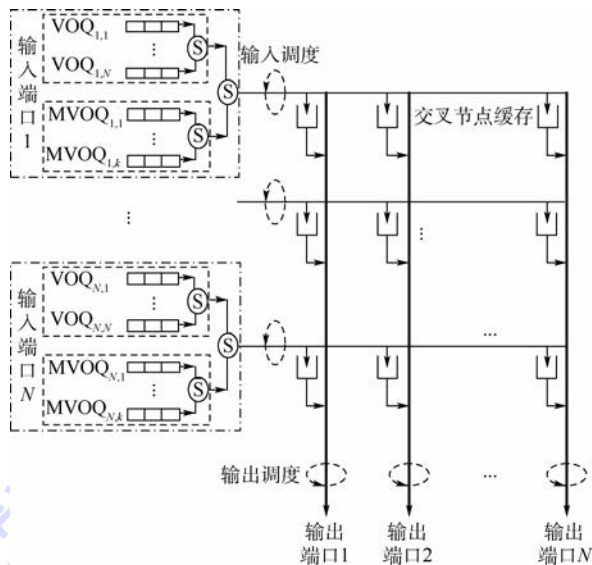


图 1 CICQ 交换结构

Fig. 1 CICQ switch architecture

分别配置虚拟单播队列和虚拟组播队列,当该输入端口要传输分组到交叉缓存时,需要通过一定的裁决机制选取合适的头分组。

4) 交换机的 Work-Conserving 逼近问题: CICQ 结构中单组播混合调度的 Work-Conserving 状态是指任意一次调度中,若所有输入端口队列中有分组去往某个输出端口,那么该次调度的输出调度中此输出端口必须有分组被调度离开交换机。

CICQ 结构中输出调度与输入调度并非完全解耦,输出调度决定交叉缓存中的分组在当前时隙是否离开交换机,其影响输入调度时分组能否进入该交叉缓存,进而影响组播队头阻塞的程度。所以,降低头分组阻塞的一个有效手段是在输出调度中,尽量使可能出现队头阻塞的组播头分组的目的端口所对应交叉缓存中的分组优先被调度。

Modulo 算法通过简单地到达组播分组的扇出数求模^[14],结果为该组播分组要进入的虚拟组播队列的编号。这种算法实现简单,是目前普遍采用的相对有效的组播入队方法。

单播分组若被选中,在一个时隙内就可完成输入调度或输出调度,组播分组若在一个时隙内其所有目的端口不能完全被匹配,则无法在该时隙内完全完成输入调度或输出调度。同时,组播队列机制没有克服头分组阻塞问题。因此在单组播混合调度中,组播业务的性能容易下降,对整体性能影响较大。但若在调度中完全优先组播调度,将导致单播、组播之间公平性下降,也会使单播性能严重下降进而影响总体性能。故而单播、组播竞争裁决时,需考虑单播、组播共有的参数及

组播相较于单播特有的参数来权衡二者优先级进而提升调度总体性能。

由 CICQ 结构中 Work-Conserving 状态的定义可知,当输入端口中有去往每个输出端口的分组时,若输入调度后每列交叉缓存不为空,则在输出调度中,每个输出端口都有分组可被调度离开交换机,交换机便工作于 Work-Conserving 状态。在输入调度中,通过使得每列交叉缓存中分组的数目尽量相同,是一种有效的使交换机的工作状态逼近于 Work-Conserving 的方式。

$$\begin{cases} \mathbf{D} = (D_{ij})_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{X} = (X_{ij})_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

式中:矩阵 \mathbf{D} 表示输入端头分组中去往输出端口的数目,如 $\mathbf{D}(1,1) = 2$ 表示输入端口 1 所有单组播队列的头分组中,有 2 个去往输出端口 1;矩阵 \mathbf{X} 表示交叉缓存状态,如 $\mathbf{X}(1,1) = 0$ 表示交叉缓存(1,1)为空。

输入调度中,要使矩阵 \mathbf{X} 所有列方向上 1 的数目相同,可优先让 \mathbf{X} 矩阵中 1 的数目最少的列向量(矩阵 \mathbf{D} 中与该列向量列坐标相同的列向量的模不为 0)对应交叉缓存有分组进入。分析式(1)情形,当先选中第 1 列交叉缓存后,应选择目的端口数较少的输入端口 2 传输分组,则第 2 列交叉缓存仍可有输入端口 1 的分组进入,根据前述 Work-Conserving 定义,交换机达到 Work-Conserving 状态。若选择输入端口 1,其在本时隙将传输去往第 1 列交叉缓存的分组,使第 2 列交叉缓存在本时隙无分组进入,交换机不能达到 Work-Conserving 状态。

2 MUCB 算法

为使 CICQ 结构每列交叉缓存中分组数目均衡,输入调度中需优先考虑分组数目最少的列交叉缓存对应的输出端口调度。选择输出端口后,根据对式(1)的分析,在可去往该输出端口的所有输入端口中,选择目的端口数最少的输入端口传输分组,以尽量使交换机达到 Work-Conserving 状态。

选择输入输出端口后,对于单组播队列间裁决问题,考虑组播到达时扇出数,通过设置权重来同时顾及到组播与单播、组播之间竞争。对于到达扇出数相同的组播之间的竞争,可在组播权重设置中加入其当前扇出数因素。最后,在单组播分组权重中加入各自等待时间来均衡二者竞争时

的公平性。

输出调度中,交叉缓存权重考虑其对应输入端口头分组的状态可减弱组播队头阻塞带来的影响。与输入调度类似,可根据单组播头分组等待时间、组播到达扇出数及组播当前扇出数来设置对应交叉缓存分组的权重。

为叙述的方便,下面给出相关符号含义: O 为输出端口的集合,且按端口号升序排列; I 为输入端口的集合,且按端口号升序排列; V_{ij} 为输入端口 i 中去往输出端口 j 的队列; M_{ik} 为输入端口 i 的第 k 个组播队列; X_{ij} 为输入端口 i 和输出端口 j 对应交叉节点缓存; B_j 为输出端口 j 的列方向交叉缓存中分组数目; M_i 为输入端口 i 的所有虚拟组播队列; U_j 为对于输出端口 j 满足以下条件的所有输入端口的集合: X_{ij} 为空,同时 V_{ij} 不为空或 M_i 中所有非空头分组中有去往输出端口 j ; T_j 为 U_j 与 I 的交集,且按端口号升序排列; D_i 为输入端口 i 所有非空头分组目的端口种类数; W_{ij}^V 为 V_{ij} 头分组的等待时间; w 为组播权重因子; A_{ik} 为 M_{ik} 头分组到达时扇出; C_{ik} 为 M_{ik} 头分组当前扇出; D_{ik}^M 为 M_{ik} 头分组的等待时间; $W_{ik}^M = w \times A_{ik} \times C_{ik} / C_{ik} \times D_{ik}^M$,考虑组播最小扇出为 2,为使等待时间相同的单播分组与组播扇出为 2 的组播分组在刚成为头分组时权重相同,设 $w = 0.5$; $W_{ij}^X = W_{ij}^V + W_{ik}^M$,其中 M_{ik} 目的端口包含 j ; X_j 为输出端口 j 对应的列方向交叉缓存的集合。

下面给出 MUCB 算法的具体步骤。

第 1 步 Modulo

对于输入端口 i ,假设有 k 个虚拟组播队列。当组播分组到达时,该组播分组扇出数为 Φ ,则该组播分组进入组播队列 M_{ij} ,其中 $j = \Phi \bmod k$ 。

第 2 步 输入调度

1) 令 O 包含全部输出端口, I 包含全部输入端口。

2) 若 O 为空,该时隙结束输入调度。

3) 从 O 集合的第 1 个元素开始,选择 B_j 最小的输出端口 j 。

4) 若 T_j 为空,从 O 中剔除端口 j ,回到第 2) 步。

5) 从 T_j 集合的第 1 个元素开始,选择 D_i 最小的输入端口 i 。

6) 在 V_{ij} 与 M_i 中选择 W_{ij}^V 或 W_{ik}^M 中最大的队列,其中 M_{ik} 的头分组目的端口包含 j 。传输选中队列的头分组到交叉缓存,其中组播分组按照其目的端口与输入端口 i 对应交叉缓存状态的最大匹配传输。

7) 从 I 中剔除端口 i , 更新 U 、 T 、 B_j 状态, 回到第 3) 步。

以上每步抉择, 若在比较中遇到相同的情形, 则奇数时隙时, 不再变更被选中的目标 (如端口号); 偶数时隙时, 选择新的目标。

第 3 步 输出调度

对于每个输出端口 j , 在 X_j 中选择 X_{ij} 非空且 W_{ij}^x 最大分组调度离开交换机, 遇到权重相同的情形时, 按照与输入调度相同方式进行选择。

3 仿真结果

单组播混合调度中, 输入输出负载间的关系为

$$\mu = \lambda (f_u + |\phi| f_m) \quad (2)$$

式中: μ 为输出负载; λ 为输入负载; f_u 为单播业务比例; $|\phi|$ 为组播平均扇出; f_m 为组播业务比例, 仿真结果中的负载均为输出负载。

MF-MRSF 算法和 SBF 算法分别是目前性能较好的组播和单播调度算法。MF-MRSF 算法以可匹配端口数和全部目的端口数的比率为权重来裁决组播之间竞争, 同时输出调度算法考虑了输入调度需求。仿照 MURS 算法思路, 将 MF-MRSF 算法和 SBF 算法结合得到一种单组播混合调度算法, 仍称为 MF-MRSF 算法。

LCMS 算法为单组播分组设置了统一的权重, 其中组播权重设置时考虑了其到达时扇出数大于单播的因素, 并依此提升组播优先级。同时以单组播分组各自等待时间来均衡二者权重关系。

MF-MRSF 算法与 LCMS 算法在不同业务条件下性能互有优势, 但均优于 MURS 算法。本节将以 OQ 结构中的 FIFO 算法性能数据作参照, 给出

MUCB 算法与这 2 种算法之间性能仿真对比数据。

现有研究中对单组播混合非均匀业务的仿真很少, 对组播非均匀业务尚未有比较统一的说明和分析, 故本节给出的数据都以均匀业务为对象。

仿真时间为 100 万个时隙, 交换机端口数为 16×16 , 每个输入端口设有 4 个虚拟组播队列, 各算法组播入队均采用 Modulo 算法。ON-OFF 业务的平均突发长度 (mean burst length) 等于 16。

3.1 均匀 Bernoulli 业务

均匀 Bernoulli 业务下, 在低负载时各算法通过率、时延性能良好且几乎相同, 以下将给出负载较高时各算法之间的性能差异。

表 1 给出了不同组播业务比例下通过率, 图 2(a) ~ 图 2(c) 分别给出不同组播业务比例下时延性能对比。可以看出在均匀 Bernoulli 业务下, 组播业务比例为 0.2 时, MUCB 算法时延性能略优于 MF-MRSF 算法, 但明显优于 LCMS 算法。但当组播业务比例为 0.5 和 0.8 时, 相较于 MF-MRSF、LCMS 算法, MUCB 算法时延性能有极大地提升。

3.2 均匀 ON-OFF 业务

均匀 ON-OFF 业务下, 各算法在负载较高时通过率、时延性能恶化严重, 没有比较意义, 以下将给出负载较低时各算法之间的性能差异。

表 2 给出了不同组播业务比例下通过率数据对比, 图 3(a) ~ 图 3(c) 分别给出不同业务组播比例下平均时延性能对比。可以看出在均匀 ON-OFF 业务下, MUCB 算法相较于 MF-MRSF 与 LCMS 算法的时延性能优势的变化趋势与均匀 Bernoulli 业务相似, 都随着组播业务比例增加而增大。

表 1 均匀 Bernoulli 业务通过率

Table 1 Throughput under uniform Bernoulli traffic

算法	归一化负载 ($f_m = 0.2$)			归一化负载 ($f_m = 0.5$)			归一化负载 ($f_m = 0.8$)		
	0.90	0.95	0.99	0.90	0.95	0.99	0.90	0.95	0.99
MF-MRSF	0.999993	0.999988	0.999935	0.999974	0.999968	0.992779	0.999976	0.999971	0.986823
LCMS	0.999991	0.999985	0.999586	0.999973	0.999977	0.995416	0.999977	0.999977	0.986048
MUCB	0.999994	0.999989	0.999945	0.999977	0.999989	0.999902	0.999972	0.999980	0.999917
OQ	0.999995	0.999991	0.999957	0.999984	0.999993	0.999939	0.999983	0.999985	0.999937

表 2 均匀 ON-OFF 业务通过率

Table 2 Throughput under uniform ON-OFF traffic

算法	归一化负载 ($f_m = 0.2$)			归一化负载 ($f_m = 0.5$)			归一化负载 ($f_m = 0.8$)		
	0.30	0.60	0.90	0.30	0.60	0.90	0.30	0.60	0.90
MF-MRSF	0.999999	0.999997	0.999758	1	0.999956	0.995684	0.999994	0.999952	0.985620
LCMS	0.999998	0.999992	0.999696	1	0.999969	0.998816	0.999992	0.999968	0.985124
MUCB	0.999999	0.999997	0.999701	1	0.999973	0.999674	0.999993	0.999983	0.999583
OQ	1	0.999999	0.999762	1	0.999977	0.999878	0.999997	0.999989	0.999859

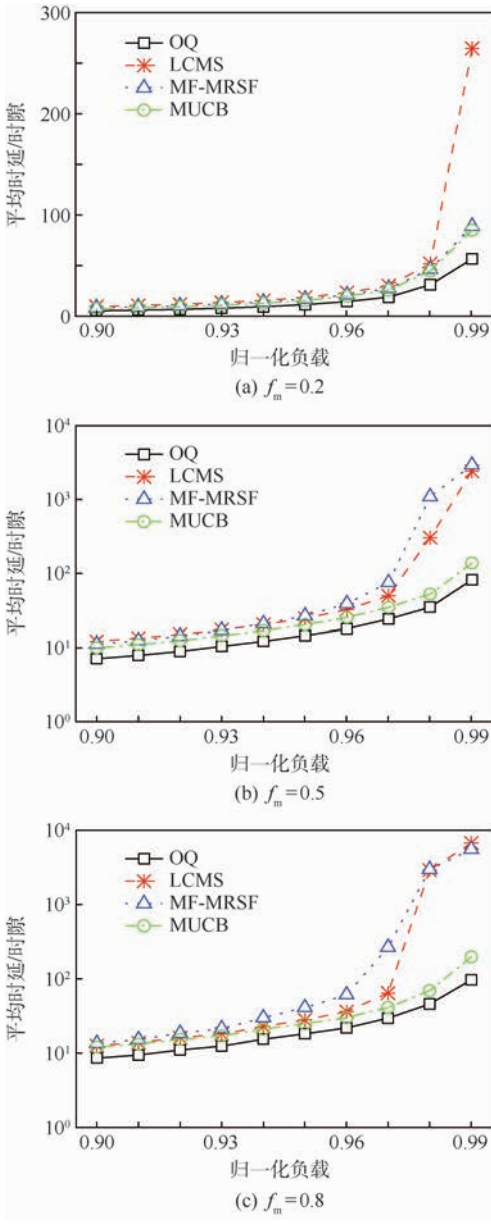


图 2 均匀 Bernoulli 业务平均时延

Fig. 2 Average delay under uniform Bernoulli traffic

通过仿真结果对比可以看出,在均匀 Bernoulli 和均匀 ON-OFF 业务下,与 LCMS、MF-MRSF 算法相比, MUCB 算法均表现出更好的性能,且在组播业务比例较高时,这种优势更加明显。总体而言, MUCB 算法的性能更加接近于 OQ 结构中的 FIFO 调度。

4 结论

1) 分析了 CICQ 结构中单播、组播混合调度面临的组播头分组阻塞、单组播间竞争裁决、使交换机尽量工作于 Work-Conserving 状态 3 个问题及三者之间关系。

2) 以上述分析为基础,提出一种单组播混合调度算法——MUCB 算法。仿真显示,与现有研

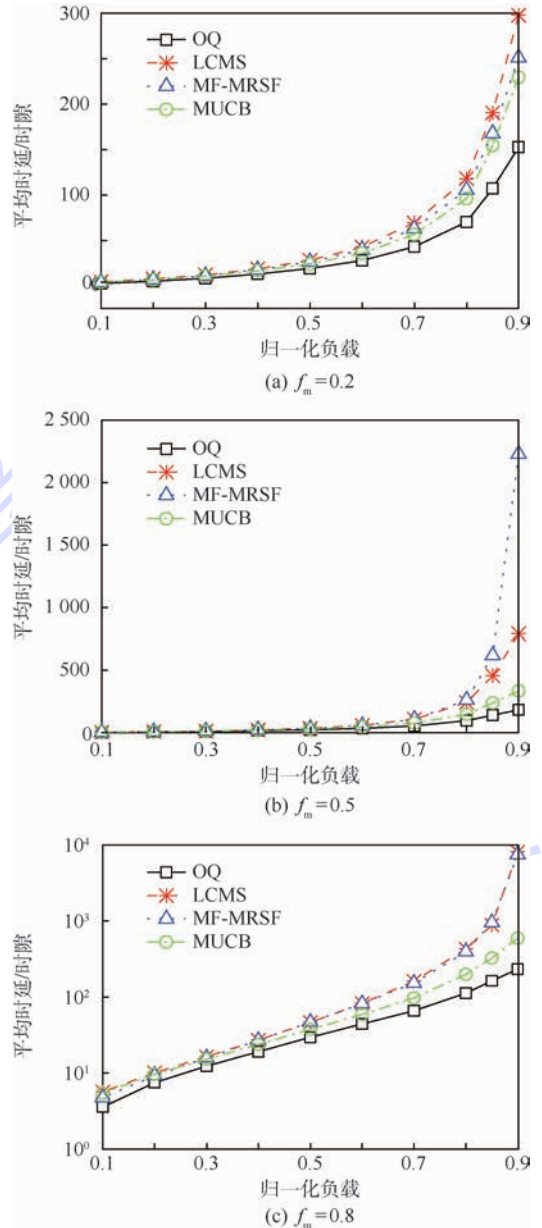


图 3 均匀 ON-OFF 业务通过率

Fig. 3 Throughput under uniform ON-OFF traffic

究中性能相对较好的 LCMS 算法及 MF-MRSF 算法相比,在均匀 ON-OFF 业务和均匀 Bernoulli 业务下, MUCB 算法的性能均表现最好。

研究中并未考虑组播分组的入队算法问题,而 Modulo 算法虽然简单,但也有很大缺陷。未来研究中,可考虑结合输入、输出调度需求设计性能更加优良的组播分组入队算法。

参考文献 (References)

[1] 熊庆旭. 输入排队结构交换机分组调度研究 [J]. 通信学报, 2005, 26(6): 118-129.
XIONG Q X. Research on packet scheduling in input-queued switches [J]. Journal on Communications, 2005, 26(6): 118-129 (in Chinese).
[2] NABESHIMA M. Performance evaluation of a combined input-

- and crosspoint-queued switch[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2000, 83(3):737-741.
- [3] WANG X T, WANG Y W, LI S C, et al. A novel high performance scheduling algorithm for crosspoint buffered crossbar switches[C] // *International Conference on Computer Information Systems and Industrial Applications*. London: Atlantis Press, 2015:2105-2115.
- [4] GAO Z, ZENG H, XIA Y, et al. SBF-GWF scheduling for combined input-crosspoint-queued (CICQ) switches[C] // *2011 6th International Conference on Computer Sciences and Convergence Information Technology (ICCIT)*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:404-408.
- [5] YUN Z, PENG L, ZHAO W, et al. RR-LQD: A novel scheduling algorithm for CICQ switching fabrics[C] // *15th Asia-Pacific Conference on Communications, 2009. APCC 2009*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009:846-849.
- [6] MHAMDI L, HAMDI M. Scheduling multicast traffic in internally buffered crossbar switches[C] // *2004 IEEE International Conference on Communications*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004, 2:1103-1107.
- [7] DONG Z Q, ROJAS-CESSA R. Packet switching and replication of multicast traffic by crosspoint buffered packet switches[C] // *2007 IEEE Workshop on High Performance Switching and Routing, HPSR 2007*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:160-165.
- [8] SUN S T, HE S M, ZHENG Y F, et al. Multicast scheduling in buffered crossbar switches with multiple input queues[C] // *2005 Workshop on High Performance Switching and Routing, HPSR 2005*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005:73-77.
- [9] 董林林. 基于 CICQ 结构的多播交换技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013:25-30.
DONG L L. Research on multicast switching technology based on CICQ[D]. Xi'an: Xidian University, 2013:25-30 (in Chinese).
- [10] WANG W F, HUNG L C, LU C S. Design of partially buffered crossbar switches for supporting mixed traffic[C] // *9th International Conference on Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing, IHH-MSP 2013*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:76-79.
- [11] LEE F C, WANG W F, LIU M D. An efficient buffered crossbar switching architecture with multiple multicast virtual output queues for mixed uni- and multicast traffic[C] // *2008 14th Asia-Pacific Conference on Communications, APCC 2008*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:1-5.
- [12] HU H C, PANG L, YI P, et al. Integrated uni- and multicast traffic scheduling in buffered crossbar switches[C] // *3rd International Conference on Communications and Networking in China, ChinaCom 2008*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:66-72.
- [13] WANG W F, LEE F C, LU G L. A shared-memory design for crosspoint buffered switches under mixed uni- and multicast traffic[C] // *24th IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops, WAINA 2010*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010:133-138.
- [14] MHAMDI L, VASSILIADIS S. Integrating uni- and multicast scheduling in buffered crossbar switches[C] // *2006 Workshop on High Performance Switching and Routing, HPSR 2006*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006:99-104.
- [15] YI P, LI H, YU J, et al. Scheduling multicast and unicast traffic in buffered crossbar switches[C] // *IET International Conference on Wireless Mobile and Multimedia Networks Proceedings, ICWMMN 2006*. Stevenage: IET, 2006:1-4.

作者简介:

梁佳诚 男, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星交换机。

熊庆旭 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 通信网络、无线通信等。

Packet scheduling algorithm for mixed unicast and multicast traffic in CICQ switches based on Work-Conserving

LIANG Jiacheng, XIONG Qingxu^{*}, YAN Fulong, XIAO Han, ZHANG Yuanhao

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

Abstract: A new crossbar buffer balanced scheduling algorithm called multicast and unicast crossbuffer balance (MUCB) is proposed for combined input and crossbar queued (CICQ) architecture switches, which accommodates mixed unicast and multicast traffic. Different from the popular algorithms mainly based on traffic state such as queue length and/or waiting time, the proposed algorithm aims to make the switch operate in Work-Conserving state to the largest extent by balancing the occupancy of crosspoint buffers. In addition, to achieve high throughput and the scheduling fairness at the same time, the proposed algorithm considers enough the difference between unicast traffic and multicast traffic as well as the mutual influence relations of input scheduling and output scheduling in a CICQ switch. Simulation results demonstrate that under different proportions of multicast traffic, compared with the existing popular algorithms for a CICQ switch, MUCB algorithm can significantly improve the total performance in terms of throughput and average packet delay for the mixed unicast and multicast traffic.

Keywords: packet switching; scheduling algorithm; multicast; unicast; combined input and crossbar queued (CICQ); Work-Conserving

Received: 2016-01-22; **Accepted:** 2016-04-15; **Published online:** 2016-05-04 14:06

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160504.1406.004.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61271196)

*** Corresponding author.** E-mail: qxxiong@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0021

基于随机与区间分析的状态方程不确定性比较

邱净博, 任章, 李清东*, 董希旺

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

摘 要: 基于现代控制理论中状态方程的求解算法, 对具有参数不确定性的控制系统采用非概率区间分析方法与随机控制理论进行研究。首先明确实际工程应用中不确定性的概念和影响, 分别建立了区间值和随机过程 2 种描述方法, 求解系统的响应区间, 并分为与初始条件和输入相关的零输入和零状态两部分不确定量。根据区间数学中的区间函数扩张原理和概率统计理论中的切比雪夫不等式, 从数学证明和数值计算 2 个方面, 分别用非概率区间分析和概率统计方法求解不确定系统的响应, 并对二者进行比较, 分析其相容性。结果表明, 在由概率统计信息得到不确定性变量的区间向量为系统输入的情况下, 非概率区间分析方法得到的响应区间包含由随机控制理论得到的响应区间。

关键词: 状态空间分析; 不确定性; 随机过程; 切比雪夫不等式; 区间分析; 区间函数扩张原理

中图分类号: TP13

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0151-08

自动控制理论源自于力学, 经过长期的发展已经形成了一门独立的学科。20 世纪 60 年代, 随着计算机的发展, 控制理论从经典的控制方法向以状态空间为标志的现代控制理论发展, 状态空间分析成为研究最优控制、滤波问题和系统辨识的基础。在实际应用中, 闭环控制系统的性能, 也就是系统动力学响应输出, 是工程界关注的重点。不管是飞行力学、结构动力学、振动主动控制还是飞行控制等研究领域都需要研究系统的动力响应输出问题^[1-2]。Taghipour 等^[3]利用状态空间模型方法研究了时域与频域混合情况下的系统动力学响应问题。Johansson^[4]基于状态空间模型研究了含不确定时变参数的模型确认问题。

由于系统的复杂性和手段的限制性, 实际应用中建立的模型都不同程度存在着不确定性, 并因此对系统的整体特征和表现产生影响^[5]。工

程实际中遇到的不确定性主要指不定性、不可靠性、不可预知性、随机性、易变性、不完全性、不规则性等^[6]。在大多数情况下, 单一不确定性因素可能很小, 但多种不确定性因素结合后产生的影响可能使系统性能和响应产生可观的偏差和不可预知性。随着科学技术的不断发展, 对控制系统的分析和设计的精度要求不断提高, 不确定性的研究因而具有重要的理论与实际意义。

不确定性分析的方法依赖于不确定性信息的描述方式, 不确定性信息的描述方式取决于已知信息的数量和类型。目前, 随机过程、模糊方法和非概率集合理论是不确定性建模的 3 种主要方法^[7-8]。其中, 针对引用最为广泛的随机不确定性问题, 目前的研究已较为完善, 解决了很多自动控制的理论与工程问题。Wiener^[9]发展起来的滤波和预测理论, 使从信号加噪声的观测中抽取有

收稿日期: 2016-01-06; 录用日期: 2016-04-29; 网络出版时间: 2016-05-23 09:00

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160523.0900.002.html

基金项目: 中航工业创新基金 (cxy2012BH01)

* 通讯作者: E-mail: liqingdong@buaa.edu.cn

引用格式: 邱净博, 任章, 李清东, 等. 基于随机与区间分析的状态方程不确定性比较[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 151-158. QIU J B, REN Z, LI Q D, et al. Comparison of uncertainty in state equation based on probabilistic approach and interval analysis method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 151-158 (in Chinese).

用信号成为可能,奠定随机控制理论的重要基础; Kalman^[10]于1960年提出滤波和预测理论,并与 Bucy 提出求解此问题的递推算法^[11]。

与此同时,当只知道工程问题原始数据包含在给定范围内或已知近似描述这一过程的方程时,可应用非概率集合理论,用区间值表示不确定量^[12]。作为一种较新的理论分析和计算方法,非概率集合理论的有效性已在许多科学与工程领域的成功应用中得到证实,主要解决非线性问题和不确定性问题。其中,对不确定问题的非概率集合理论的处理,是首先在控制论中开始的。Chen 等^[13]将区间运算应用于卡尔曼滤波算法,提出了区间卡尔曼滤波算法,用来修正系统状态模型误差;吴杰和陈塑寰^[14]提出了区间参数结构的动态响应问题的区间优化方法;非概率集合理论的应用在现代控制理论中的集员辨识算法中也有重要发展^[15]。

从工程应用角度,非概率区间的描述方式在信息不够充分的条件下更符合工程习惯,减小实时计算负担,越来越多地被应用到涡轮发电、振动控制、飞行器控制等实际工程领域。例如人造地球卫星或发射导弹的轨道重构问题可归结为固定区间卡尔曼平滑问题^[16];曾开春和向锦武^[17]应用多项式逼近的区间分析方法对高超声速飞行器飞行动力学不确定性进行了研究,给出了更为准确安全的边界。

由此可见,对于带扰动的状态方程,存在随机过程和区间分析2种具有代表性的解法。然而,目前控制理论的研究对这2种解法的比较还鲜有涉足,仅停留在单一方法的理论分析与实际应用。针对同一个研究对象,随机系统和区间系统状态方程的解算过程与结果必定存在某种程度的联系^[18]。通过比较随机过程与区间数学2种解析方法,可对二者的精确度和有效性进行比较,明确2种描述方式的各自优势和适用范围,为实际工程应用提供理论参考。

1 问题的描述

考虑如下具有 n 个自由度的线性系统状态方程组的矩阵形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1)$$

式中: \mathbf{x} 为 n 维状态变量; \mathbf{u} 为 r 维输入变量; $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 为系统矩阵; $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n \times r}$ 为输入矩阵。

考虑到离散系统与连续系统可通过离散化方法和对时间极限化方法相互转换,且对于线性控制系统,定常连续系统状态方程是时变系统的特

殊情况,故本文研究在不确定性干扰下的非定常连续线性系统状态方程,并加入扰动量:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{w}(t) \in \mathbf{R}^{s \times 1}$ 为外部环境对系统造成的扰动量; $\mathbf{G}(t) \in \mathbf{R}^{n \times s}$ 为噪声驱动矩阵; s 为干扰变量的状态数。

为了更进一步地研究不确定性干扰的特性及影响,可将其分解为不确定性输入的标称值 $\mathbf{w}_0(t)$ 和扰动值 $\delta\mathbf{w}(t)$,以及不确定性初始条件的标称值 $\mathbf{x}_0(t_0)$ 和扰动值 $\delta\mathbf{x}(t_0)$,即

$$\begin{cases} \mathbf{w}(t) = \mathbf{w}_0(t) + \delta\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0(t_0) + \delta\mathbf{x}(t_0) \end{cases} \quad (3)$$

于是,用状态转移矩阵表示的扰动形式的状态方程解为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \Phi(t, t_0)(\mathbf{x}_0(t_0) + \delta\mathbf{x}(t_0)) + \\ & \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) [\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \\ & \mathbf{G}(\tau)(\mathbf{w}_0(\tau) + \delta\mathbf{w}(\tau))] d\tau \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\Phi(t, t_0) = \Phi(t - t_0) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)}$ 。其中解的标称值和扰动值分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0(t) = & \Phi(t, t_0)\mathbf{x}(t_0) + \\ & \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)(\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \mathbf{G}(\tau)\mathbf{w}_0(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

$$\delta\mathbf{x}(t) = \Phi(t, t_0)\delta\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)\delta\mathbf{w}(\tau) d\tau \quad (6)$$

2 区间分析和随机过程求解方程

2.1 区间系统中求解状态方程

非概率集合理论是分析和计算非线性、误差和不确定性问题的新的求解体系。在区间分析的理论中,一般用一集合对不确定性变量进行定量化。然后通过优化方法,如区间的四则运算和区间扩张原理等确定系统响应所在的集合界限,包括界限近似值和误差界限。通过区间数学得出的解的集合是上下界严格确定的区间解。

针对本文研究的具有不确定性的非定常连续控制系统,根据式(2)和自然区间扩张定义,考虑区间系统状态方程:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}^1(t) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{w}^1(t)$ 为区间形式表示的不确定然而有界的外部干扰,称为区间数,即

$$\mathbf{w}^1(t) = [\underline{\mathbf{w}}(t), \overline{\mathbf{w}}(t)] \quad (8)$$

对于实际工程应用中的多维控制系统,需要考虑 n 维区间向量,故考虑外部干扰的分量形式:

$$\mathbf{w}_i^1(t) = ([\underline{\mathbf{w}}_i(t), \overline{\mathbf{w}}_i(t)]) \quad i=1,2,\dots,n \quad (9)$$

由于扰动是有界的,根据函数的区间扩张定理,系统状态方程的响应也是有界的,并可以表示成如下的区间形式:

$$\mathbf{x}^1(t) = [\underline{\mathbf{x}}(t), \overline{\mathbf{x}}(t)] \quad (10)$$

根据式(4)得到用状态转移矩阵表示的区间解:

$$\mathbf{x}^1(t) = \Phi(t, t_0)(\mathbf{x}_c(t_0) + \Delta\mathbf{x}^1(t_0)) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) [\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \mathbf{G}(\tau)(\mathbf{w}_c(t) + \Delta\mathbf{w}^1(\tau))] d\tau \quad (11)$$

式中:

$$\begin{cases} \mathbf{w}_c(t) = \frac{\underline{\mathbf{w}}(t) + \overline{\mathbf{w}}(t)}{2} \\ \Delta\mathbf{w}^1(t) = [-\Delta\mathbf{w}(t), \Delta\mathbf{w}(t)] \\ \Delta\mathbf{w}(t) = \frac{\overline{\mathbf{w}}(t) - \underline{\mathbf{w}}(t)}{2} \end{cases} \quad (12)$$

$\mathbf{w}_c(t)$ 为与输入相关的区间中值; $\Delta\mathbf{w}^1(t)$ 为其扰动区间; $\Delta\mathbf{w}(t)$ 为区间半径。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_c(t_0) = \frac{\underline{\mathbf{x}}(t_0) + \overline{\mathbf{x}}(t_0)}{2} \\ \Delta\mathbf{x}^1(t_0) = [-\Delta\mathbf{x}(t_0), \Delta\mathbf{x}(t_0)] \\ \Delta\mathbf{x}(t_0) = \frac{\overline{\mathbf{x}}(t_0) - \underline{\mathbf{x}}(t_0)}{2} \end{cases} \quad (13)$$

$\mathbf{x}_c(t_0)$ 为与初始值相关的区间中值; $\Delta\mathbf{x}^1(t_0)$ 为其扰动区间; $\Delta\mathbf{x}(t_0)$ 为区间半径。

对状态方程的响应进行同样的区间分解可得

$$\mathbf{x}^1(t) = [\underline{\mathbf{x}}(t), \overline{\mathbf{x}}(t)] = [\mathbf{x}_c(t) - \Delta\mathbf{x}(t), \mathbf{x}_c(t) + \Delta\mathbf{x}(t)] = \mathbf{x}_c(t) + \Delta\mathbf{x}^1(t) \quad (14)$$

通过区间数学的区间扩张和区间数学运算得

$$\mathbf{x}^1(t) = \mathbf{x}_c(t) + \Delta\mathbf{x}^1(t) = \Phi(t, t_0)\mathbf{x}_c(t_0) + \int_{t_0}^t (\Phi(t, \tau)\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)\mathbf{w}_c(t)) d\tau + [-|\Phi(t, t_0)|\Delta\mathbf{x}(t_0), |\Phi(t, t_0)|\Delta\mathbf{x}(t_0)] + \left[-\int_{t_0}^t |\Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)|\Delta\mathbf{w}(\tau) d\tau, \int_{t_0}^t |\Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)|\Delta\mathbf{w}(\tau) d\tau \right] \quad (15)$$

经整理得

$$\mathbf{x}_c(t) = \Phi(t, t_0)\mathbf{x}_c(t_0) + \int_{t_0}^t (\Phi(t, \tau)\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)\mathbf{w}_c(t)) d\tau \quad (16)$$

$$\Delta\mathbf{x}^1(t) = \left[-|\Phi(t, t_0)|\Delta\mathbf{x}(t_0) - \int_{t_0}^t |\Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)|\Delta\mathbf{w}(\tau) d\tau, \right.$$

$$\left. \int_{t_0}^t |\Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)|\Delta\mathbf{w}(\tau) d\tau, |\Phi(t, t_0)|\Delta\mathbf{x}(t_0) + \right]$$

$$\int_{t_0}^t |\Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)|\Delta\mathbf{w}(\tau) d\tau \quad (17)$$

其分量形式为

$$\Delta x_i(t) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)|\Delta x_j(t_0) + \int_{t_0}^t \sum_{j=1}^n |\Phi_{ik}(t, \tau)G_{kj}(\tau)|\Delta w_j(\tau) d\tau \quad (18)$$

为研究的方便,下面将区间的解进行分解,即

$$\mathbf{x}^1(t) = \mathbf{x}_T^1(t) + \mathbf{x}_S^1(t) = \Phi(t, t_0)\mathbf{x}^1(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)(\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \mathbf{G}(\tau)\mathbf{w}^1(\tau)) d\tau \quad (19)$$

式中: $\mathbf{x}_T^1(t)$ 为与初始条件相关的零输入响应; $\mathbf{x}_S^1(t)$ 为与输入相关的零状态响应。于是,区间解的中值的分解为

$$\mathbf{x}_c(t) = \mathbf{x}_{cT}(t) + \mathbf{x}_{cS}(t) = \Phi(t, t_0)\mathbf{x}_c(t_0) + \int_{t_0}^t (\Phi(t, \tau)\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + \Phi(t, \tau)\mathbf{G}(\tau)\mathbf{w}_c(t)) d\tau \quad (20)$$

分量形式为

$$\mathbf{x}_{cTi}(t) = \sum_{j=1}^n \Phi_{ij}(t, t_0)x_{cj}(t_0) \quad (21)$$

$$\mathbf{x}_{cSi}(t) = \int_{t_0}^t \left[\sum_{j=1}^n \Phi_{ik}(t, \tau)(B_{kj}(\tau)\mathbf{u}(\tau) + G_{kj}(\tau)\mathbf{w}_c(\tau)) \right] d\tau \quad (22)$$

与之相似,将区间解的半径分解为

$$\Delta x_{Ti}(t) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)|\Delta x_j(t_0) \quad (23)$$

$$\Delta x_{Si}(t) = \int_{t_0}^t \sum_{j=1}^n |\Phi_{ik}(t, \tau)G_{kj}(\tau)|\Delta w_j(\tau) d\tau \quad (24)$$

综上所述,在不确定性变量范围已知的前提下,应用非概率集合理论将其量化为区间形式。通过区间函数的扩张原理,可求得系统状态方程的解,其形式同样为用区间所表示的确定范围。

2.2 随机系统中求解状态方程

为了全面了解一个随机过程,假设其满足某种概率分布,可通过计算数学期望、方差函数和自协方差函数等一、二阶矩,同时应用概率统计理论,得出系统的统计学特性。根据连续时间随机状态模型的数学模型理论,可做出如下假设:

1) 假设随机扰动 $\delta\mathbf{w}(\tau)$ 为连续时间高斯白噪声,则其功率密度为常数。为简化分析,也符合大多数实际情况,一般假设其均值为零,即

$$E\{\delta\mathbf{w}(\tau)\} = 0 \quad (25)$$

2) 假设状态初值 $\delta\mathbf{x}(t_0)$ 为高斯随机向量,即

$$E\{\delta\mathbf{x}(t_0)\} = 0 \quad (26)$$

3) 假设 $\delta \mathbf{w}(\tau)$ 与 $\delta \mathbf{x}(t_0)$ 互相独立, 即满足:

$$E\{\delta \mathbf{w}(\tau) \delta \mathbf{x}(t_0)\} = 0 \quad (27)$$

针对本文研究的具有不确定性的非正常连续线性系统, 对其扰动形式状态方程的解, 即式(4)取均值, 得

$$E\{\mathbf{x}(t)\} = \Phi(t, t_0) E\{\mathbf{x}_0(t_0) + \delta \mathbf{x}(t_0)\} + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) E\{\mathbf{B}(\tau) \mathbf{u}(\tau) + \mathbf{G}(\tau) (\mathbf{w}_0(t) + \delta \mathbf{w}(t))\} d\tau \quad (28)$$

由于扰动 $\mathbf{w}_0(t)$ 和 $\mathbf{x}_0(t_0)$ 均为标称值, 即

$$\begin{cases} E\{\mathbf{w}_0(t)\} = \mathbf{w}_0(t) \\ E\{\mathbf{x}_0(t_0)\} = \mathbf{x}_0(t_0) \end{cases} \quad (29)$$

且根据式(25)和式(26), 得

$$E\{\mathbf{x}(t)\} = \Phi(t, t_0) \mathbf{x}_0(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{B}(\tau) \mathbf{u}(\tau) d\tau + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \mathbf{w}_0(\tau) d\tau \quad (30)$$

利用2个随机变量均值之和等于均值之和的性质, 状态方程解的均值可以分解零输入响应和零状态响应的均值:

$$E\{\mathbf{x}_T(t)\} = \Phi(t, t_0) \mathbf{x}_0(t_0) \quad (31)$$

$$E\{\mathbf{x}_S(t)\} = \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{B}(\tau) \mathbf{u}(\tau) d\tau + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \mathbf{w}_0(\tau) d\tau \quad (32)$$

接下来讨论解的方差和标准差公式, 考虑:

$$\delta \mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_0(t) = \Phi(t, t_0) \delta \mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \delta \mathbf{w}(\tau) d\tau \quad (33)$$

则其转置为

$$\delta \mathbf{x}^T(t) = \delta \mathbf{x}^T(t_0) \Phi^T(t, t_0) + \int_{t_0}^t \delta \mathbf{w}^T(\tau) \mathbf{G}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \quad (34)$$

将二者相乘, 得

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{x}(t) \delta \mathbf{x}^T(t) &= (\mathbf{x}(t) - E\{\mathbf{x}(t)\}) (\mathbf{x}(t) - E\{\mathbf{x}(t)\})^T = \Phi(t, t_0) \delta \mathbf{x}(t_0) \delta \mathbf{x}^T(t_0) \Phi^T(t, t_0) + \\ &\left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \delta \mathbf{w}(\tau) d\tau \right) \left(\int_{t_0}^t \delta \mathbf{w}^T(\tau) \mathbf{G}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \right) + \\ &(\Phi(t, t_0) \delta \mathbf{x}(t_0)) \left(\int_{t_0}^t \delta \mathbf{w}^T(\tau) \mathbf{G}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \right) + \\ &\left(\int_{t_0}^t \Phi(t, \tau) \mathbf{G}(\tau) \delta \mathbf{w}(\tau) d\tau \right) \cdot \\ &\left(\int_{t_0}^t \delta \mathbf{w}^T(\tau) \mathbf{G}^T(\tau) \Phi^T(t, \tau) d\tau \right) \end{aligned} \quad (35)$$

方差公式:

$$\sigma^2 = E\{(\mathbf{x}(t) - E\{\mathbf{x}(t)\})^2\} = E\{\delta \mathbf{x}(t) \delta \mathbf{x}^T(t)\} \quad (36)$$

根据式(36)和式(27), 可得

$$\begin{aligned} E\{\delta \mathbf{x}(t) \delta \mathbf{x}^T(t)\} &= \\ &\Phi(t, t_0) E\{\delta \mathbf{x}(t_0) \delta \mathbf{x}^T(t_0)\} \Phi^T(t, t_0) + \\ &\int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau_1) \mathbf{G}(\tau_1) E\{\delta \mathbf{w}(\tau_1) \delta \mathbf{w}^T(\tau_2)\} \cdot \\ &\mathbf{G}^T(\tau_2) \Phi^T(t, \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \end{aligned} \quad (37)$$

考虑到实际工程应用中研究的控制系统模型多为高维度数学模型, 需要讨论方差的分量表达式:

$$\begin{aligned} \delta x_i(t) &= \sum_{j=1}^n \Phi_{ij}(t, t_0) \delta x_j(t_0) + \\ &\sum_{p=1}^n \sum_{k=1}^n \int_{t_0}^t \Phi_{ip}(t, \tau) G_{pk}(\tau) \delta w_k(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (38)$$

其中: $i=1, 2, \dots, n_0$. 对 $\delta x_i(t)$ 求平方并取均值后得

$$\begin{aligned} E\{\delta x_i^2(t)\} &= \\ &\left(\sum_{k,l=1}^n \Phi_{ik}(t, t_0) \Phi_{il}(t, t_0) E\{\delta x_k(t_0) \delta x_l(t_0)\} \right) + \\ &\left(\sum_{p,g,k,l=1}^n \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \Phi_{ip}(t, \tau) G_{pk}(\tau) \Phi_{iq}(t, \tau) \cdot \right. \\ &\left. G_{ql}(\tau) E\{\delta w_k(\tau) \delta w_l(\tau)\} d\tau d\tau \right) \end{aligned} \quad (39)$$

将方差项和协方差相分离, 整理得

$$\begin{aligned} E\{\delta x_i^2(t)\} &= \sum_{k=1}^n \Phi_{ik}^2(t, t_0) E\{\delta x_k^2(t_0)\} + \\ &\sum_{k,l=1, k \neq l}^n \Phi_{ik}(t, t_0) \Phi_{il}(t, t_0) E\{\delta x_k(t_0) \delta x_l(t_0)\} + \\ &\sum_{p,k=1}^n \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \Phi_{ip}^2(t, \tau) G_{pk}^2(\tau) E\{\delta w_k^2(\tau)\} d\tau d\tau + \\ &\sum_{p,q,k,l=1, k \neq l}^n \int_{t_0}^t \int_{t_0}^t \Phi_{ip}(t, \tau) G_{pk}(\tau) \Phi_{iq}(t, \tau) \cdot \\ &G_{ql}(\tau) E\{\delta w_k(\tau) \delta w_l(\tau)\} d\tau d\tau \end{aligned} \quad (40)$$

根据干扰的独立性, 注意到当 $k \neq l$ 和 $p \neq q$

时, 有

$$\begin{cases} E\{\delta x_k(t_0) \delta x_l(t_0)\} = 0 \\ E\{\delta w_k(\tau_1) \delta w_l(\tau_2)\} = 0 \end{cases} \quad (41)$$

于是, 经进一步简化, 整理得

$$\begin{aligned} D_{\Delta x_i} = \sigma_{\Delta x_i}^2 &= E\{\delta x_i^2(t)\} = \sum_{k=1}^n \Phi_{ik}^2(t, t_0) \sigma_{x_{0k}}^2 + \\ &\sum_{p,k=1}^n \left(\int_{t_0}^t \Phi_{ip}(t, \tau) G_{pk}(\tau) \sigma_{w_k} d\tau \right)^2 \end{aligned} \quad (42)$$

其中和零输入响应和零状态响应有关的方差分别为

$$\sigma_{Ti}^2 = \sum_{k=1}^n \Phi_{ik}^2(t, t_0) \sigma_{x_{0k}}^2 \quad (43)$$

$$\sigma_{Si}^2 = \sum_{p,k=1}^n \left(\int_{t_0}^t \Phi_{ip}(t, \tau) G_{pk}(\tau) \sigma_{w_k} d\tau \right)^2 \quad (44)$$

概率统计理论中的极限定理可揭示各种统计规律, 考虑利用切比雪夫定理对状态方程解的上

下界进行估计。

根据切比雪夫概率不等式,可以得到系统状态输出的概率区间为

$$\mathbf{y}^1(t) = [\underline{\mathbf{y}}(t), \bar{\mathbf{y}}(t)] = [E\{\mathbf{x}(t)\} - k\sigma\{\mathbf{x}(t)\}, E\{\mathbf{x}(t)\} + k\sigma\{\mathbf{x}(t)\}] \quad (45)$$

式中: k 为正整数; $\sigma\{\mathbf{x}(t)\}$ 为标准差。

为研究的方便,同样对概率区间的解进行分解,即

$$\mathbf{y}^1(t) = \mathbf{y}_T^1(t) + \mathbf{y}_S^1(t)$$

式中:

$$\mathbf{y}_T^1(t) = [\underline{\mathbf{y}}_T(t), \bar{\mathbf{y}}_T(t)] = [E\{\mathbf{x}_T(t)\} - k\sigma\{\mathbf{x}_T(t)\}, E\{\mathbf{x}_T(t)\} + k\sigma\{\mathbf{x}_T(t)\}] \quad (46)$$

式(46)是和初始条件有关的概率区间解。

$$\mathbf{y}_S^1(t) = [\underline{\mathbf{y}}_S(t), \bar{\mathbf{y}}_S(t)] = [E\{\mathbf{x}_S(t)\} - k\sigma\{\mathbf{x}_S(t)\}, E\{\mathbf{x}_S(t)\} + k\sigma\{\mathbf{x}_S(t)\}] \quad (47)$$

式(47)是和输入有关的概率区间解。

综上所述,应用随机控制理论中的概率统计和随机过程的理论和方法,只要系统的不确定性变量满足某种概率分布假设,即统计学特性已知,期望和方差可计算,就可以求解状态方程的概率区间解。

2.3 随机系统和区间系统状态方程解的相容性

为了讨论随机控制理论和区间分析方法求解状态方程的相容性,需要对不确定性变量的描述进行统一,即假设系统的初始条件和外部干扰所在的区间均是由概率统计信息所确定的。在此情况下,区间中心值等于随机均值,区间的不确定量等于随机标准差的 k 倍,此处的 k 为切比雪夫不等式中的 k ,即一正整数。具体的表达式如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_e(t_0) = E\{\mathbf{x}(t_0)\} \\ \mathbf{w}_e(t) = E\{\mathbf{w}_0(t)\} \\ \Delta\mathbf{x}(t_0) = k\sigma\{\mathbf{x}(t_0)\} \\ \Delta\mathbf{w}(t) = k\sigma\{\mathbf{w}(t)\} \end{cases} \quad (48)$$

以及分量形式:

$$\begin{cases} x_{ei}(t_0) = E\{x_i(t_0)\} \\ w_{ei}(t) = E\{w_{0i}(t)\} \\ \Delta x_i(t_0) = k\sigma\{x_i(t_0)\} \\ \Delta w_i(t) = k\sigma\{w_i(t)\} \end{cases} \quad (49)$$

其中: $i = 1, 2, \dots, n$ 。

下面将分别进行状态方程与初始条件和外部干扰相关解,即零输入响应和零状态响应的随机过程和区间值表示不确定性变量的比较研究。

2.3.1 与初始条件相关的随机系统和区间系统状态方程解的比较研究

根据区间系统状态方程与初始条件相关的区间解的不确定量的分量形式,即式(23),有

$$\Delta x_{Ti}(t) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)| \Delta x_j(t_0) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)| k\sigma\{x_j(t_0)\} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (50)$$

借助于如下不等式:

$$\sum_{i=1}^n a_i \geq \sqrt{\sum_{i=1}^n a_i^2} \quad (51)$$

可得

$$\Delta x_{Ti}(t) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)| k\sigma\{x_j(t_0)\} \geq \sqrt{\sum_{j=1}^n (|\Phi_{ij}(t, t_0)| k\sigma\{x_j(t_0)\})^2} = k \sqrt{\sum_{j=1}^n (|\Phi_{ij}(t, t_0)| \sigma\{x_j(t_0)\})^2} \quad (52)$$

由随机系统状态方程与初始条件相关的区间解的不确定量,即式(43),可得

$$\Delta x_{Ti}(t) = \sum_{j=1}^n |\Phi_{ij}(t, t_0)| k\sigma\{x_j(t_0)\} \geq k \sqrt{\sum_{j=1}^n (|\Phi_{ij}(t, t_0)| \sigma\{x_j(t_0)\})^2} = k\sigma_{Ti} \quad (53)$$

综上所述,针对状态方程的零输入响应,有

$$\underline{\mathbf{x}}_T(t) \leq \underline{\mathbf{y}}_T(t) \leq \bar{\mathbf{y}}_T(t) \leq \bar{\mathbf{x}}_T(t) \quad (54)$$

2.3.2 与输入相关的随机系统和区间系统状态方程解的比较研究

根据区间系统状态方程与输入相关的区间解的不确定量的分量形式,即式(24),有

$$\Delta x_{Si}(t) = \int_{t_0}^t \sum_{p,j=1}^n |\Phi_{ip}(t, \tau) G_{pj}(\tau)| \Delta w_j(\tau) d\tau = \sum_{p,j=1}^n \int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t, \tau) G_{pj}(\tau)| k\sigma_{w_j} d\tau \quad (55)$$

借助同样的不等式关系,有

$$\Delta x_{Si}(t) = \sum_{p,j=1}^n \int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t, \tau) G_{pj}(\tau)| k\sigma_{w_j} d\tau \geq \sqrt{\sum_{p,j=1}^n \left(\int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t, \tau) G_{pj}(\tau)| k\sigma_{w_j} d\tau \right)^2} = k \sqrt{\sum_{p,j=1}^n \left(\int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t, \tau) G_{pj}(\tau)| \sigma_{w_j} d\tau \right)^2} \quad (56)$$

由随机系统状态方程与初始条件相关的区间解的不确定量,即式(44),可得

$$\Delta x_{Si}(t) = \sum_{p,j=1}^n \int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t,\tau) G_{pj}(\tau)| k \sigma_{w_j} d\tau \geq k \sqrt{\sum_{p,j=1}^n \left(\int_{t_0}^t |\Phi_{ip}(t,\tau) G_{pj}(\tau)| \sigma_{w_j} d\tau \right)^2} = k \sigma_{Si} \quad (57)$$

综上所述,针对状态方程的零状态响应,有 $\underline{x}_s(t) \leq \underline{y}_s(t) \leq \bar{y}_s(t) \leq \bar{x}_s(t)$ (58)

这符合理论推理得出的结果,即根据区间数学和概率论的定义,由区间分析得到的响应区间的上界比随机过程方法得到的上界要大,下界则是偏小。由于切比雪夫不等式所确定的区间并非是绝对的上下界,而是在给定的一个较大的概率值下,确定了其所对应的系统响应的变化区间,随机变量还是有可能落在此区间外部的。与之相反,由区间数学所确定的界限拥有严格的上下界,即一旦干扰的区间确定,状态方程解的区间就是确定的,系统响应值严格在此区间内。因此,考虑到同一个研究对象的解是唯一确定的,非概率集合理论下的区间解包含随机系统下的区间解符合客观事实。

3 数值算例

考虑无阻尼系统的质量矩阵为 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$,刚度

矩阵为 $\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}$,初始位移为 $\begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.2 \end{bmatrix}$,初始速度为

0。现在第一自由度处施加状态反馈控制力。采用 LQR 控制器, $Q = I_4, R = 1, N = 0$ 。系统的状态空间数学模型如下:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -2 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

用命令 $[K, S, E] = \text{lqr}(\text{sys}, Q, R, N)$ 可求得控制器 K 为

$$K = [0.8375 \quad -9.330 \quad 1.6355 \quad 0.3622]$$

于是 $A_{LQR} = A - BK$ 。

其中 $w(t)$ 为符合下述统计性质的高斯白噪声:

$$E\{w(t)\} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Var}\{w(t)\} = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}$$

为统一作用于随机系统和区间系统中的扰动输入量,此处取 $k=2$,即根据切比雪夫不等式,所有数据中至少有 75% 的数据位于平均数 2 个标准差范围内。为便于研究,取状态方程响应的第一个分量进行分析。

利用 MATLAB 求解的结果如图 1~图 4 所示。

由图 1 可确定系统的稳定性,此时求解的协方差是有意义的。以系统响应的初始阶段为例进行分析,图 2 和图 3 分别为应用随机过程与区间分析方法求得的状态方程第一个分量的响应,图 4 为二者的比较结果。从图中可以看出,应

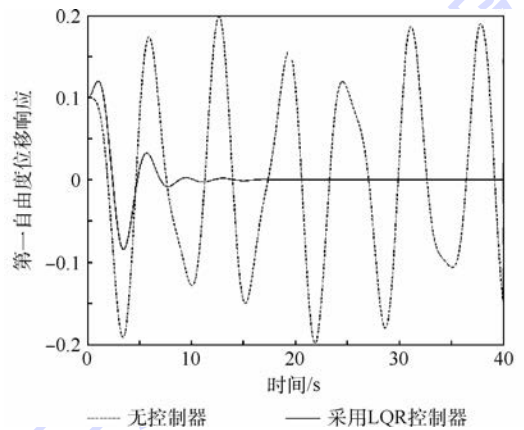


图 1 无扰动量的第一自由度位移响应曲线

Fig. 1 First degree of freedom of displacement response curves without uncertainty

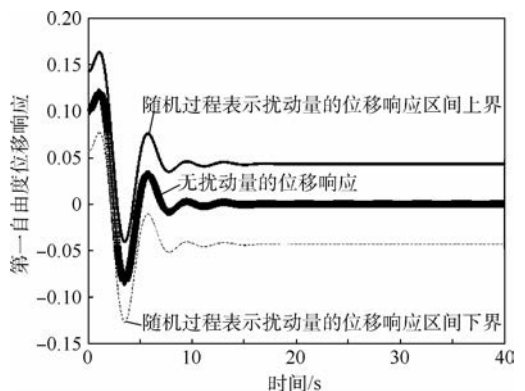


图 2 随机过程的系统响应区间

Fig. 2 System response interval of state equation by probabilistic approach

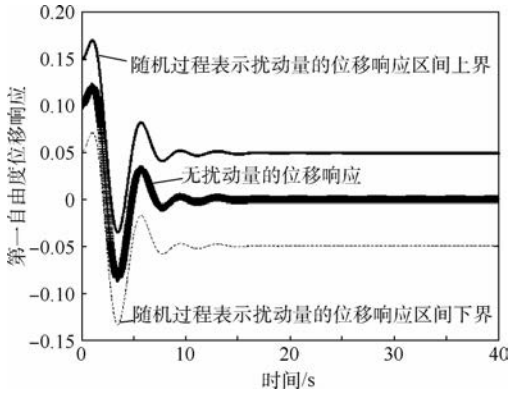


图 3 区间分析的系统响应区间

Fig. 3 System response interval of state equation by interval analysis method

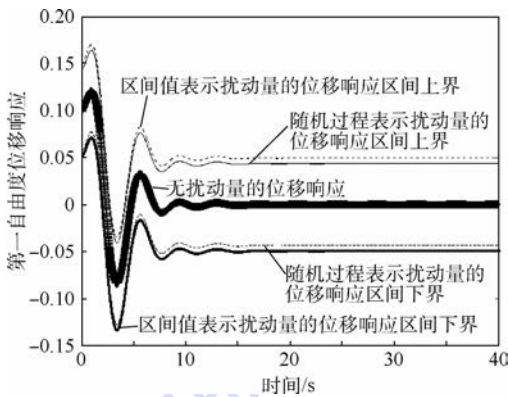


图 4 随机过程和区间分析的系统响应区间比较

Fig. 4 Comparison of system response intervals of state equation obtained by probabilistic approach and interval analysis method

用区间分析方法获得的响应区间包含随机过程所得的响应区间,与理论推导的结果相符。

4 结 论

本文采用随机过程和区间值 2 种方法描述不确定性,应用非概率集合理论中的区间函数扩张原理和概率统计理论中的切比雪夫不等式,通过理论推导和数值检验,分别求解非定常连续线性系统的状态方程,通过 2 种响应结果的对比,为不确定性描述方式的选择提供理论参考:

1) 非概率集合理论可求出系统的最大可能响应和最小可能响应,计算量小。在很高的可靠度上,其响应界限要比概率模型所得的更实际,可作为概率模型研究不确定性问题的补充手段和方法。

2) 随机过程理论方法的应用具有一定程度的普适性。目前的工程实践中也习惯把不确定性归结为随机性。应用这种方法需要获得充分的统计数据,且估计的边界一般较为保守。

3) 无论是零输入响应,还是零状态响应的状态方程解的响应区间都遵循同样的规律,即非概率区间分析方法得到的响应区间包含由随机过程得到的响应区间。区间分析所得的响应区间比随机过程的更宽、更保守。

参考文献 (References)

- [1] DE OLIVEIRA L P R, VAROTO P S, SAS P, et al. A state-space modeling approach for active structural acoustic control [J]. Shock and Vibration, 2009, 16(6): 607-621.
- [2] 尤昌德. 现代控制理论基础 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1996: 18-25.
- [3] TAGHIPOUR R, PEREZ T, MOAN T. Hybrid frequency-time domain models for dynamic response analysis of marine structures [J]. Ocean Engineering, 2008, 35(7): 685-705.
- [4] JOHANSSON A. A sufficient condition for invalidation of linear state-space systems with uncertain time-varying parameters [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(12): 2915-2920.
- [5] 华东师范大学数学系控制理论教研室. 现代控制理论引论 [M]. 上海: 华东师范大学, 1983: 67-85.
- [6] WILLIAM L O. Challenge problems: Uncertainty in system response given uncertain parameters [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2004, 85(7): 11-19.
- [7] ELISHAKOFF I. Three versions of the finite element method based on concepts of either stochasticity, fuzziness or anti-optimization [J]. Applied Mechanics Review, 1998, 51(3): 209-218.
- [8] 方洋旺. 随机系统最优控制 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 54-62.
- [9] FANG Y W. Optimal control of stochastic control [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 54-62 (in Chinese).
- [10] WIENR N. Extrapolation, interpolation, and smoothing of stationary time series: OSRD70, report to the Services 19, research project DIC-6037 [R]. Cambridge: MIT, 1942.
- [11] KALMAN R E. A new approach to linear filtering and prediction problems [J]. Journal of Basic Engineering, 1960, 82(Series D): 35-45.
- [12] KALMAN R E, BUCY R S. New result in linear filtering and prediction theory [J]. Journal of Basic Engineering, 1961, 83: 95-108.
- [13] 陈相志. 区间多项式稳定性的研究 [D]. 天津: 天津大学, 2005: 44-57.
- [14] CHEN X Z. Study of stability of interval polynomial [D]. Tianjin: Tianjin University, 2005: 44-57 (in Chinese).
- [15] CHEN G R, WANG J R, SHIEN L S. Interval Kalman filtering [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(1): 250-258.
- [16] 吴杰, 陈塑寰. 区间参数结构的动力响应优化 [J]. 固体力

- 学学报,2004,25(2):186-190.
- WU J, CHEN S H. Optimization of the dynamic response of an intervalparameter structure [J]. *Solid Mechanics*, 2004, 25(2): 186-190 (in Chinese).
- [15] 孙先仿. 集员辨识——算法、收敛性和鲁棒性 [D]. 北京: 中国科学院, 1994: 47-48.
- SUN X F. Setmembership identification-algorithm, stability and robustness [D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences, 1994: 47-48 (in Chinese).
- [16] ANDERSON B D O, MOORE J B. Optimal filtering [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999: 77-89.
- [17] 曾开春, 向锦武. 高超声速飞行器飞行动力学特性不确定分析 [J]. *航空学报*, 2013, 34(4): 79-88.
- ZENG K C, XIANG J W. Uncertainty analysis of flight dynamic characteristics for hypersonic vehicles [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2013, 34(4): 79-88.
- [18] QIU Z P, WANG X J. Comparison of dynamic response of structures with uncertain-but-bounded parameters using non-probabilistic interval analysis method and probabilistic approach [J]. *International Journal of Solids and Structures*, 2003, 40(8): 5423-5439.

作者简介:

邱净博 女, 硕士研究生。主要研究方向: 协同跟踪。

李清东 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 导航制导与控制。

Comparison of uncertainty in state equation based on probabilistic approach and interval analysis method

QIU Jingbo, REN Zhang, LI Qingdong*, DONG Xiwang

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Based on the solution algorithm of state equation in modern control theory, analysis and comparison between interval analysis method and stochastic process are proposed to solve control system with uncertain but bounded parameters. After the definition and influence of uncertainty in engineering practice are known, the uncertain parameters were expressed in the forms of interval and stochastic process. To obtain the response of the system, uncertain variables are divided into the one related to initial condition and the other concerned in system input; zero input response and zero state response. According to extension principle of interval function in interval analysis and Chebyshev's inequality in probability and statistics theory, based on mathematical proof and numerical calculation, the problem of compatibility of using non-probabilistic interval analysis method and probabilistic approach is resolved. The results illustrate that with the uncertain input interval vector which is acquired by probabilistic approach, the system's response interval acquired by non-probabilistic interval analysis method contains the one obtained by probabilistic approach.

Keywords: statespace analysis; uncertainty; stochastic process; Chebyshev's inequality; interval analysis; extension principle of interval function

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0027

磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承的设计



赵航¹, 缪存孝^{1,*}, 张立元¹, 韩天¹, 任元², 樊亚洪³

(1. 北京科技大学 机械工程学院, 北京 100083; 2. 装备学院 航天装备系, 北京 101416;

3. 北京控制工程研究所, 北京 100190)

摘 要: 针对柱面磁轴承偏转时干扰力矩较大问题, 本文提出一种径向球面纯电磁磁轴承设计方法。在本设计中, 当磁轴承产生偏转或偏移时, 电磁力会指向转子球心, 从而降低定子磁极对转子产生的干扰力矩, 提高磁轴承的控制精度。首先, 阐述球面磁轴承的工作原理并建立数学模型, 运用等效磁路理论方法和有限元数值方法分析其电流刚度和位移刚度, 2种方法的计算结果基本吻合, 表明球面磁轴承的有限元分析模型是合理的。接着, 运用有限元方法分析球面磁轴承和柱面磁轴承产生偏转时的干扰力矩, 结果表明当转子达到最大偏转角 0.3° 时, 球面磁轴承的干扰力矩是柱面磁轴承的干扰力矩的1.8%, 表明球面磁轴承相对于柱面磁轴承在抗干扰力矩能力方面有很大的提高。最后, 进一步分析球面磁轴承产生X方向或Z方向偏移时的干扰力矩, 计算结果与偏转时干扰力矩的量级相当。综上所述, 本文提出的径向球面纯电磁磁轴承有低干扰力矩的优点, 可用于航天航空工程中惯性执行机构的高精度控制和角速率检测。

关键词: 球面磁轴承; 柱面磁轴承; 干扰力矩; 偏转; 偏移

中图分类号: V448.2; TH133.3

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0159-08

随着航天技术的发展, 卫星、空间站等航天器对于姿态控制的精度要求不断提高, 传统机械飞轮渐显不足^[1-3]。磁悬浮飞轮采用磁轴承支承, 消除了机械轴承的接触式摩擦磨损, 无需润滑, 具有高力矩精度、微振动和主动振动抑制的功能等优点, 提高了控制力矩的精度和稳定度, 是高精度对地观测卫星的理想惯性执行机构^[4-6]。

磁轴承可分为永磁偏置和电磁控制的混合磁轴承, 以及偏置、控制均由电磁控制的纯电磁式磁轴承^[7]。混合磁轴承靠永磁体产生的磁力承担主要的偏置力, 电磁场提供辅助的调节力, 但只有电磁力是可控的, 导致其控制精度较低。纯电磁式磁轴承的偏置力和控制力均靠电磁场产生, 二

者均为可控的, 因此其控制精度较高。文献[8]提出了一种新型永磁偏置径向磁轴承, 该磁轴承通过第二气隙来形成控制磁路, 降低了X方向和Y方向磁路的耦合, 但该结构磁路相对复杂, 给磁轴承的控制带来一定难度。文献[9]提出一种新型的永磁偏置轴向磁轴承, 该磁轴承通过偏置磁路与控制磁路共同作用来实现转子的稳定悬浮, 但该结构相对复杂, 给磁轴承的加工装配带来一定难度。文献[10]提出了一种新颖的主动磁轴承, 该磁轴承定子采用爪结构, 有效地减小了磁轴承的径向尺寸, 但当转子发生偏转时, 干扰力矩较大, 影响磁轴承的控制精度。文献[11]中的磁悬浮飞轮采用1个轴向磁轴承和2个径向磁轴承实

收稿日期: 2016-01-07; 录用日期: 2016-04-08; 网络出版时间: 2016-04-21 13:08

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160421.1308.001.html

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金 (FRF-TP-15-024A2, FRF-TP-14-019A1); 国家自然科学基金 (51475472, 61403396)

* 通讯作者: E-mail: miao_cunxiao@163.com

引用格式: 赵航, 缪存孝, 张立元, 等. 磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承的设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 159-166.
ZHAO H, MIAO C X, ZHANG L Y, et al. Maglev electromagnetic radial spherical magnetic bearing design[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 159-166 (in Chinese).

现磁悬浮转子的三自由度悬浮,但当转子偏转时,不能消除干扰力矩的影响。文献[12]中的磁悬浮控制力矩陀螺采用一种 Halbach 结构的轴向磁轴承,有效地降低了功率损耗,但当其转子发生偏转时,不能避免干扰力矩的出现。文献[13]提出一种径向磁轴承,该磁轴承的永磁磁场和电磁磁场在同一平面,定子由 8 个磁极构成,在提供相同承载力的前提下减小了轴向尺寸,但由于 8 个定子磁极的极性不同,增加了转子高速旋转时的涡流损耗,但当转子发生偏转时,会产生较大的干扰力矩,影响磁轴承的控制精度。文献[14]中提出了一种新型异极性永磁偏置径向磁轴承,通过应用于磁悬浮反作用飞轮的设计实例,与传统同级性永磁偏置径向磁轴承比较,验证了新型磁轴承轴向长度短、结构紧凑的特点,但当其转子发生偏移时,产生干扰力矩较大,影响磁轴承控制精度。文献[15]提到一种磁悬浮飞轮用嵌环式永磁偏置径向磁轴承,该磁轴承具有旋转损耗低,磁极轴向短,可灵活设计的优势,但当其转子发生偏转时,干扰力矩较大。文献[16]提到一种新型混合磁轴承,该磁轴承定子磁极采用一体化导磁极板,保证了气隙磁场的均匀、连续性,但当其转子发生偏转时,电磁力产生的干扰力矩较大。文献[17]提出一种新型混合型轴向磁悬浮轴承,该磁轴承具有结构简单紧凑、功耗低的特点,但当其转子发生偏转时,电磁力产生的干扰力矩较大。文献[18]提出一种五自由度锥形磁悬浮轴承,该磁悬浮轴承上电起浮的动态性能良好,能够实现系统的稳定悬浮,但当其转子发生偏转时,电磁力产生的干扰力矩较大。

针对已有磁轴承转子发生偏转时干扰力矩较大的不足,本文提出一种新型的磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承设计方法,该磁轴承定子、转子均采用球面结构,可有效减小磁轴承的轴向尺寸,当磁轴承产生偏转或偏移时,电磁力会指向转子球心,从而降低定子磁极对转子产生的干扰力矩,提高磁轴承的控制精度。

1 径向球面磁轴承结构及工作原理

径向球面磁轴承主要由定子齿、线圈和转子组成。如图 1 所示(图中 α 为磁轴承相邻 2 个磁极之间夹角的一半),定子齿上绕制一定匝数的线圈作为定子磁极,共有 8 个定子磁极。8 个定子磁极均为球面结构,且球心重合,共同构成一个球形包络面。球形转子位于定子磁极形成的球形包络面中,转子球心与定子磁极形成的球形包络

面球心重合,二者形成的球面气隙为 0.35 mm。由于磁轴承采用球形转子,无论球形转子偏转与否,作用在球形包络面上的电磁力始终指向转子球心,不会带来干扰力矩。

假设转子受到扰动沿 +X 方向产生偏移,高精度电涡流位移传感器^[19]检测出转子偏移量,控制器将位移信号变换为控制信号,功率放大器将该控制信号变换为控制电流,通过 $\pm X$ 方向的电磁线圈产生控制磁场,作用于转子上产生回复力,直到转子重新回到平衡位置。同理,如果转子受到沿 -X、 $\pm Y$ 方向的扰动产生偏移时,可以得出类似的结论。

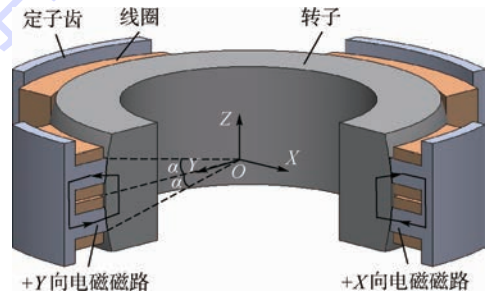


图 1 径向球面磁轴承结构

Fig. 1 Structure of radial spherical magnetic bearing

2 径向球面磁轴承建模分析

2.1 等效磁路

根据图 1 所示的磁轴承磁路图,运用等效磁路法对磁轴承的磁路进行分析,可以得到径向球面磁轴承的等效磁路图,如图 2 所示。 F_{x11} 、 F_{x12} 、 F_{x21} 和 F_{x22} 分别为 $\pm X$ 方向上、下层定子磁极产生的磁动势, F_{y11} 、 F_{y12} 、 F_{y21} 和 F_{y22} 分别为 $\pm Y$ 方向上、下层定子磁极产生的磁动势,单位为安匝数 (At); R_{x11} 、 R_{x12} 、 R_{x21} 和 R_{x22} 分别为 $\pm X$ 方向上、下层球壳气隙产生的气隙磁阻, R_{y11} 、 R_{y12} 、 R_{y21} 和 R_{y22} 分别为 $\pm Y$ 方向上、下层球壳气隙产生的气隙磁

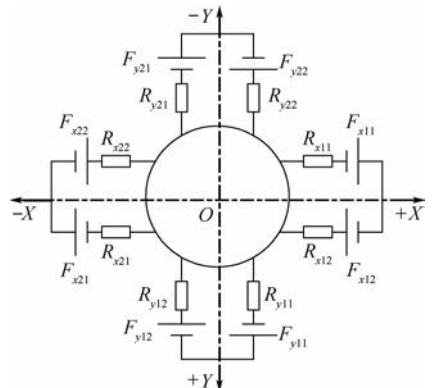


图 2 径向球面磁轴承的等效磁路

Fig. 2 Equivalent magnetic circuit of radial spherical magnetic bearing

阻,单位为 A/Wb。

根据图 2 所示径向磁轴承等效磁路,可以得到径向磁轴承各个气隙内的磁通, Φ_{x1} 、 Φ_{x2} 分别为 $\pm X$ 方向支路产生的磁通, Φ_{y1} 、 Φ_{y2} 分别为 $\pm Y$ 方向支路产生的磁通,单位为 Wb。

2.2 数学模型

根据图 2 所示的等效磁路可以建立磁轴承的数学模型,已知径向磁轴承 8 个球面气隙均为 δ ; 定子铁心极弧面积均为 A ; 真空磁导率为 μ_0 。由此可知球面气隙磁阻为

$$\begin{bmatrix} R_{x11} \\ R_{x12} \\ R_{x21} \\ R_{x22} \\ R_{y11} \\ R_{y12} \\ R_{y21} \\ R_{y22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_{x11} \\ \delta_{x12} \\ \delta_{x21} \\ \delta_{x22} \\ \delta_{y11} \\ \delta_{y12} \\ \delta_{y21} \\ \delta_{y22} \end{bmatrix} / (\mu_0 A) \quad (1)$$

式中: δ_{x11} 、 δ_{x12} 、 δ_{x21} 和 δ_{x22} 分别为 $\pm X$ 方向上、下层气隙; δ_{y11} 、 δ_{y12} 、 δ_{y21} 和 δ_{y22} 分别为 $\pm Y$ 方向上、下层气隙。

根据式(1)得到的气隙磁阻可得 $\pm X$ 方向支路和 $\pm Y$ 方向支路产生的磁通为

$$\begin{bmatrix} \Phi_{x1} \\ \Phi_{x2} \end{bmatrix} = 2N(I_0 + I_{cx}) \begin{bmatrix} R_{x11} + R_{x12} \\ R_{x21} + R_{x22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{y1} \\ \Phi_{y2} \end{bmatrix} = 2N(I_0 + I_{cy}) \begin{bmatrix} R_{y11} + R_{y12} \\ R_{y21} + R_{y22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: N 为单个定子铁心的线圈匝数; I_0 为径向磁轴承的偏置电流; I_{cx} 为磁轴承 $\pm X$ 方向的控制电流; I_{cy} 为磁轴承 $\pm Y$ 方向的控制电流。

当磁轴承的转子沿 $\pm X$ 方向产生偏移 x 时, $\pm X$ 方向的定子磁极均会通入控制电流 I_{cx} , $-X$ 方向偏置电流 I_0 与控制电流 I_c 叠加, $+X$ 方向偏置电流 I_0 与控制电流 I_{cx} 相减, 电流的改变会导致 $\pm X$ 方向的气隙磁通量发生变化, 使 $-X$ 方向定子磁极产生的电磁力大于 $+X$ 方向定子产生的电磁力, 从而产生回复力 F_x , 将转子拉回平衡位置。同理, 如果转子受到沿 $-X$ 、 $+Y$ 或 $-Y$ 方向的扰动产生偏移时, 可以得出类似的结论。

$$F_x = (\Phi_{x2}^2 - \Phi_{x1}^2) \cos \alpha / (\mu_0 A) \quad (4)$$

当转子沿 $+X$ 方向产生 x 偏移时, 将式(1)和式(2)代入到(4)中可得

$$F_x = K_r \left[\frac{(I_0 + I_{cx})^2}{(\delta + x)^2} - \frac{(I_0 - I_{cx})^2}{(\delta - x)^2} \right] \quad (5)$$

式中: $K_r = \mu_0 AN^2 \cos \alpha$, 当 x 远小于 δ , I_{cx} 远小于 I_0

时, 对式(5)线性化处理可得

$$F_x = K_r \left(\frac{4I_0 I_{cx}}{\delta^2} - \frac{4I_0^2 x}{\delta^3} \right) = K_i I_{cx} + K_s x \quad (6)$$

式中: K_i 为电流刚度; K_s 为位移刚度, 如式(7)所示:

$$\begin{cases} K_i = \frac{4\mu_0 AN^2 I_0}{\delta^2} \cos \alpha \\ K_s = \frac{4\mu_0 AN^2 I_0^2}{\delta^3} \cos \alpha \end{cases} \quad (7)$$

3 结构参数设计

3.1 定子磁极面积和气隙长度的确定

定子磁极面积可由式(8)确定:

$$A = \frac{\mu_0 F_{\max}}{B_{\max}^2 \cos \alpha} \quad (8)$$

式中: F_{\max} 为最大承载力, 根据磁轴承定子转矩产生的陀螺力矩以及重力确定; B_{\max} 为最大磁感应强度。一般软磁材料的饱和磁感应强度为 1.5 T, 因此设计时取 $B_{\max} = 0.6 \sim 0.8$ T。

考虑到磁轴承定子铁心线圈的槽满率以及磁轴承定子、转子铁心的加工精度, 气隙 $\delta = 0.2 \sim 0.5$ mm。

3.2 其他尺寸的确定

定子齿内径为

$$D_1 = d_1 + 2\delta_0 \quad (9)$$

式中: d_1 为转子外径, 根据定子磁极数和陀螺力矩确定; δ_0 为磁轴承的球壳气隙。

定子齿外径为

$$D_2 = D_1 + 2h \quad (10)$$

式中: h 为定子齿径向长度。

定子磁极宽度为

$$t = (0.5 \sim 0.8) l_z \quad (11)$$

式中: l_z 为定子铁心的周向长度。

单个定子齿的宽度为

$$t_s = t/5 \quad (12)$$

由于磁轴承的定子磁极采用上下 2 层定子铁心的原因, 因此定子磁极宽度被均分为 5 段。

将最大磁感应强度 B_{\max} 、气隙 δ 和定子齿上的绕组匝数 N 确定之后, 根据式(13), 可以将 I_{\max} 确定。

$$2NI_{\max} = 2B_{\max} \delta / \mu_0 \quad (13)$$

在线圈导线中可能通入最大电流 I_{\max} , 所以线圈的线径 d_w 要使最大电流不能超过导线的额定电流。已知 d_w 与 I_{\max} 的关系式为

$$I_{\max} = \pi d_w^2 \varepsilon_0 \quad (14)$$

式中: ε_0 为导线截面积与额定电流系数。

根据偏置电流 I_0 与最大电流 I_{max} 的如下关系,可以确定偏置电流 I_0 的大小。

$$I_{max} = 2I_0 \quad (15)$$

4 设计实例与仿真计算

针对本课题中角动量为 $15 \text{ N} \cdot \text{m/s}$, 额定转速为 8000 r/min , 转子质量 (M) 为 6 kg 的磁悬浮陀螺设计了一种磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承, 主要参数如表 1 所示。

利用等效磁路法计算磁轴承在起浮状态、偏置状态和悬浮状态下的各个状态量, 如表 2 所示。

利用 ANSYS 商业软件对径向球面磁轴承的定子、转子有限元模型进行网格划分, 如图 3 所示。

对图 3 所示的径向球面磁轴承定、转子有限

表 1 设计参数表

Table 1 Design parameter table

参数	数值	参数	数值
D_1/mm	158	d_2/mm	100
D_2/mm	190	δ_0/mm	0.35
h/mm	16	δ/mm	0.2
l_z/mm	70	N	200
t/mm	50	d_w/mm	0.25×2
t_s/mm	10	M/kg	6
e/mm	10	I_{max}/A	1
d_1/mm	157.3	I_0/A	0.5

注: e —定子齿轴间间距; d_2 —转子内径。

表 2 计算结果

Table 2 Calculation results

状态	起浮状态	偏置状态	悬浮状态
气隙磁感应强度/T	0.4, 0.05	0.3	0.41, 0.19
定子背轭磁感应强度/T	0.60	0.52	0.69
承载力/N	88	201	72.6
控制电流/A	0.45	0	0.18
电流密度/ $(\text{A} \cdot \text{mm}^{-2})$	9.7	5.1	6.9
偏移/mm	0.20	0	0.01

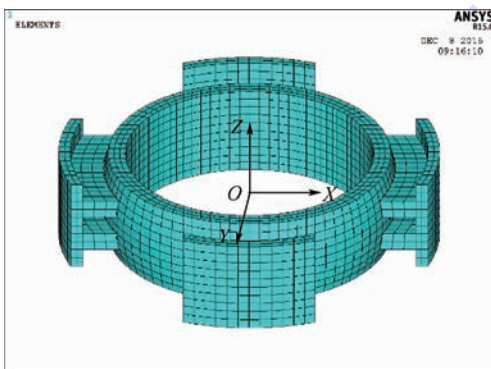


图 3 径向球面磁轴承定、转子有限元模型

Fig. 3 Finite element model of stator and rotor of radial spherical magnetic bearing

元模型进行分析, 模拟得到了磁轴承在起浮、偏置和悬浮状态下的磁场强度分布, 如图 4 所示。

利用等效磁路法和有限元法对磁轴承的位移刚度与电流刚度进行了研究, 得到如图 5 所示关系曲线。

从图 5 (a) 中可以看出, 当电流在 $-0.3 \sim +0.3 \text{ A}$ 区间内取值时, 等效磁路法和有限元法计

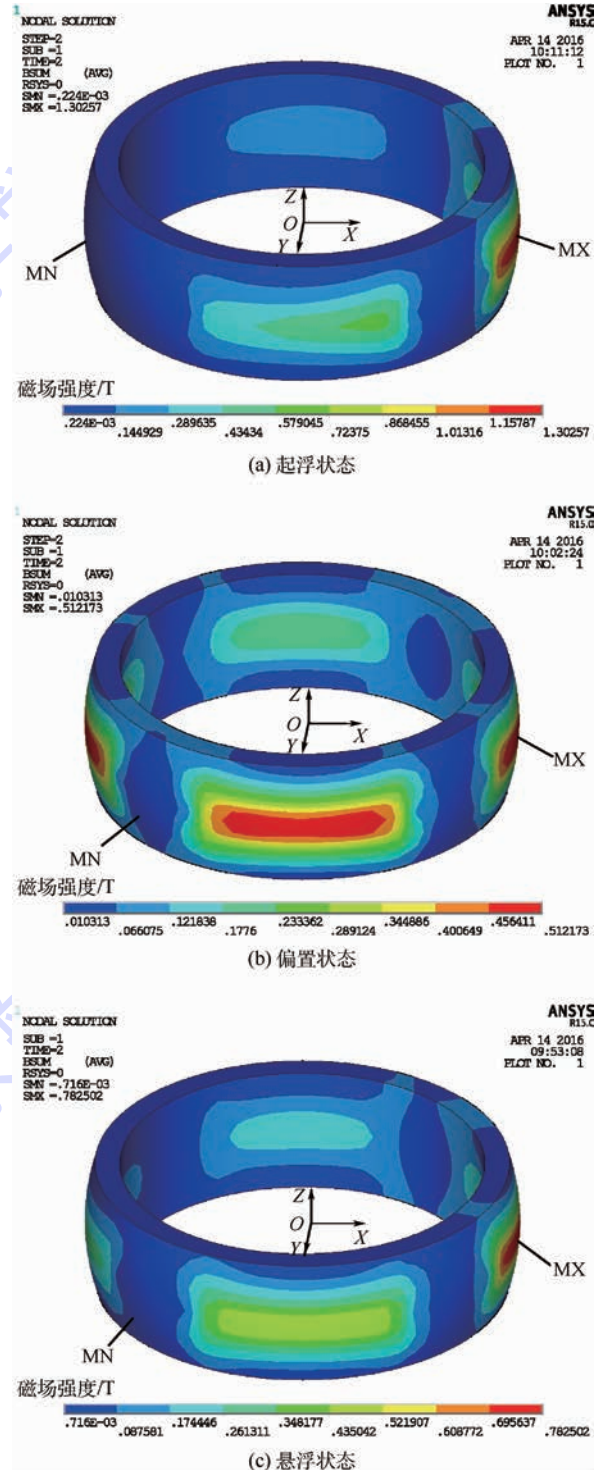


图 4 径向球面磁轴承 3 种状态下的磁场强度分布

Fig. 4 Radial spherical magnetic bearing magnetic field intensity distribution under three states

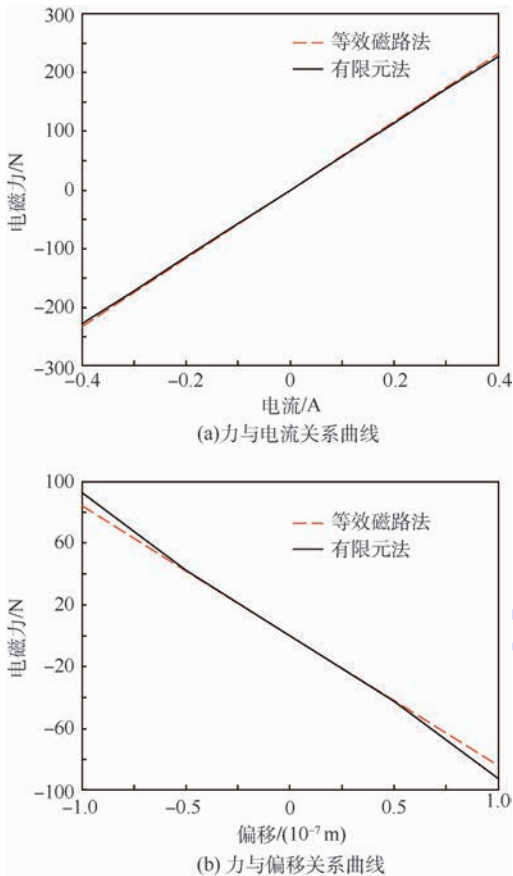


图 5 径向球面磁轴承设计结果

Fig. 5 Radial spherical magnetic bearing design results

算得到的曲线基本吻合,当电流在 $-0.4 \sim -0.3$ A 和 $+0.3 \sim +0.4$ A 区间内取值时,等效磁路法和有限元法计算得到的曲线有所偏差,当电流取值 ± 0.4 A 时,2 种方法计算得到的电磁力偏差最大,等效磁路法计算得到的电磁力为 232.4 N,有限元法计算得到的电磁力为 227.7 N,二者计算结果偏差为 2.1%,在误差允许范围内。图 5(b)中,当偏移在 $(-0.5 \sim +0.5) \times 10^{-7}$ m 区间内取值时,等效磁路法和有限元法计算得到的曲线基本吻合,当位移在 $(-1.0 \sim -0.5) \times 10^{-7}$ m 和 $(+0.5 \sim +1.0) \times 10^{-7}$ m 区间内取值时,等效磁路法和有限元法计算得到的曲线有所偏差,当位移取值 $\pm 1.0 \times 10^{-7}$ m 时,2 种方法计算得到的电磁力偏差最大,等效磁路法计算得到的电磁力为 84 N,有限元法计算得到的电磁力为 92.6 N,二者计算结果偏差为 9.3%,在误差允许范围内。根据图 5 可以看出等效磁路法与 ANSYS 有限元法对于磁轴承的电流刚度与位移刚度的分析结果基本吻合,表明球面磁轴承的有限元分析模型是合理的。

5 球面、柱面磁轴承偏转时力矩分析

球面磁轴承相比于柱面磁轴承的优点在于当

转子产生偏转时,球面磁轴承的电磁力指向球心,不会对转子产生干扰力矩,而柱面磁轴承则会产生较大的干扰力矩,影响磁轴承的控制精度。运用有限元法对球面磁轴承和柱面磁轴承进行有限元建模,如图 6 所示。

基于图 6 所示的球面磁轴承和柱面磁轴承的有限元模型,运用有限元法分析球面磁轴承与柱面磁轴承产生偏转时的干扰力矩,如图 7 所示。

图 7 结果表明,当磁轴承发生偏转时,球面磁轴承的干扰力矩要小于柱面磁轴承的干扰力

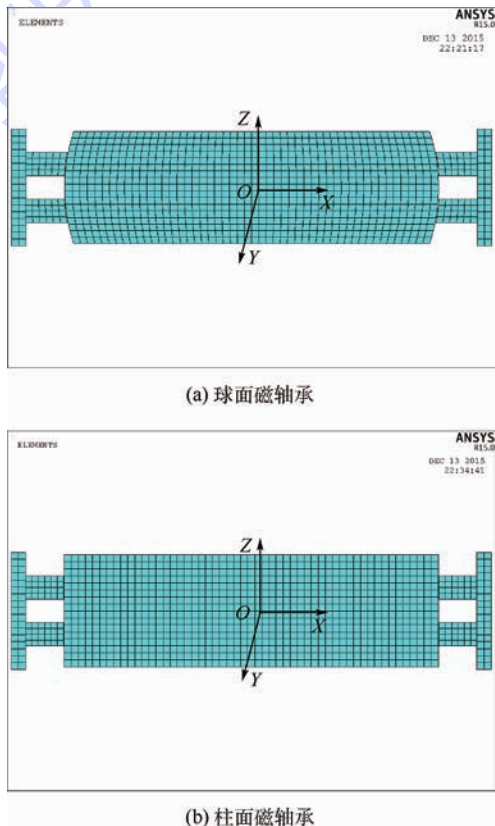


图 6 球面、柱面磁轴承有限元模型

Fig. 6 Finite element model of spherical and cylindrical magnetic bearing

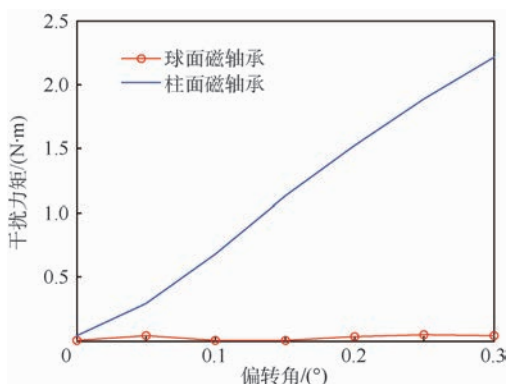


图 7 球面、柱面磁轴承偏转干扰力矩分析

Fig. 7 Analysis of interference torque of spherical and cylindrical magnetic bearing with deflection

矩,其中,当转子偏转达到最大偏转角 0.3° 时,柱面磁轴承的干扰力矩为 $2.2\text{ N}\cdot\text{m}$,球面磁轴承的干扰力矩为 $0.04\text{ N}\cdot\text{m}$,球面磁轴承的干扰力矩约为柱面磁轴承干扰力矩的 1.8% ,说明球面磁轴承相对于柱面磁轴承在抗干扰能力方面有很大的优越性,进一步分析球面磁轴承产生 X 方向和 Z 方向偏移时的干扰力矩,如图8所示。

图8(a)结果表明,当球面磁轴承产生 X 方向偏移时,电磁力产生的干扰力矩很小,当 X 方向的偏移为 0.175 mm 时,磁轴承的干扰力矩达到最大值 $0.16\text{ N}\cdot\text{m}$,从控制的角度看 $0.16\text{ N}\cdot\text{m}$ 仍然很小。图8(b)中,当球面磁轴承产生 Z 方向偏移时,电磁力产生的干扰力矩很小,当 Z 方向的偏移为 0.025 mm 时,磁轴承的干扰力矩达到最大值 $0.078\text{ N}\cdot\text{m}$,从控制的角度看 $0.078\text{ N}\cdot\text{m}$ 仍然很小。上述有限元分析结果表明,当球面磁轴承产生 X 方向或者 Z 方向偏移时干扰力矩都很小,实现磁轴承的控制相对容易,提高了磁轴承的控制精度。

的 1.8% ,表明球面磁轴承相对于柱面磁轴承在抗干扰能力方面有很大的提升。

2) 进一步分析球面磁轴承在 X 方向或 Z 方向发生偏移时所产生的电磁干扰力矩,其数值与偏转干扰力矩量级相当,同样表明球面磁轴承的抗干扰能力强于柱面磁轴承。

3) 本文提出的径向球面纯电磁磁轴承无论在偏转或偏移等情形下均具有极低的干扰力矩,可用于磁轴承高精度控制,并为磁悬浮陀螺角速率检测奠定基础。

参考文献 (References)

- [1] BABUSKA V, BEATTY S M, BLONK B J, et al. A review of technology developments in flywheel attitude control and energy transmission systems [C] // IEEE Aerospace Conference Proceedings. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004, 4: 2784-2800.
- [2] ALEXANDER L, PANAGIOTIS T. A combined application of loop shaping and hinf synthesis to control high-speed fly-wheels [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005, 13(5): 766-777.
- [3] 刘彬, 房建成, 刘刚. 一种磁悬浮陀螺飞轮方案设计与关键技术分析 [J]. 航空学报, 2011, 32(8): 1478-1487.
LIU B, FANG J C, LIU G. Design of a magnetically suspended gyrowheel and analysis of key technologies [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(8): 1478-1487 (in Chinese).
- [4] 刘迎澍, 黄田. 磁悬浮轴承研究概述 [J]. 机械工程学报, 2000, 36(11): 5-9.
LIU Y S, HUANG T. Survey of the research of magnetic bearings [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2000, 36(11): 5-9 (in Chinese).
- [5] 张鹏波, 张庆荣, 房建成. 高速磁悬浮转子稳定性研究及其在控制力矩陀螺中应用 [J]. 中国惯性技术学报, 2006, 14(3): 47-53.
ZHANG P B, ZHANG Q R, FANG J C. Stability of active magnetic bearing for control moment gyroscope [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2006, 14(3): 47-53 (in Chinese).
- [6] 王曦, 房建成, 樊亚洪, 等. 磁悬浮飞轮用轴向力偏转永磁偏置轴向磁轴承磁路耦合特性 [J]. 航空学报, 2011, 32(4): 649-663.
WANG X, FANG J C, FAN Y H, et al. Magnetic circuit coupling characteristics of axial gimballed magnetic bearing biased with permanent magnet for magnetically suspended flywheel [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(4): 649-663 (in Chinese).
- [7] 赵旭升, 邓智泉, 王晓琳, 等. 永磁偏置磁轴承的研究现状及其发展 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(9): 9-20.
ZHAO X S, DENG Z Q, WANG X L, et al. Research status and development of permanent magnet biased magnetic bearings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(9): 9-20 (in Chinese).
- [8] SUN J J, FANG J C. A novel structure of permanent-magnet-

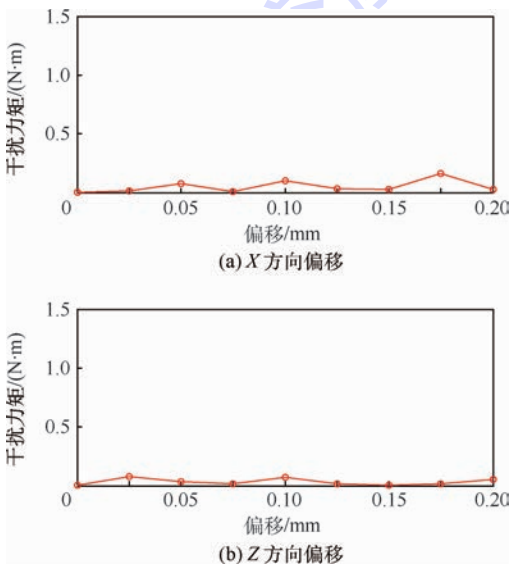


图8 球面磁轴承产生 X 方向和 Z 方向偏移时的干扰力矩

Fig. 8 Interference torque of spherical magnetic bearings with X and Z offset

6 结 论

本文提出了一种磁悬浮径向球面纯电磁磁轴承设计方法,可得如下结论:

1) 运用有限元法对比计算球面磁轴承与柱面磁轴承在偏转时所产生的干扰力矩,当转子达到最大偏转角 0.3° 时,球面磁轴承的干扰力矩为 $0.04\text{ N}\cdot\text{m}$,柱面磁轴承的干扰力矩为 $2.2\text{ N}\cdot\text{m}$,球面磁轴承的干扰力矩约为柱面磁轴承干扰力矩

- biased radial hybrid magnetic bearing[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2011, 323(2):202-208.
- [9] FANG J C, SUN J J, XU Y L, et al. A new structure for permanent-magnet-biased axial hybrid magnetic bearings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(12):5319-5325.
- [10] XU S L, FANG J C. A novel conical active magnetic bearing with claw structure[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(5):1-8.
- [11] HAN B C, ZHENG S Q, WANG X, et al. Integral design and analysis of passive magnetic bearing and active radial magnetic bearing for agile satellite application[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(6):1959-1966.
- [12] SUN J J, REN Y, FANG J C. Passive axial magnetic bearing with Halbach magnetized array in magnetically suspended control moment gyro application[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2011, 323(15):2103-2107.
- [13] 房建成, 孙津济. 一种磁悬浮飞轮用新型永磁偏置径向磁轴承[J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(11):1304-1307.
FANG J C, SUN J J. New permanent magnet biased radial magnetic bearing in magnetic suspending flywheel application[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(11):1304-1307(in Chinese).
- [14] 王曦, 石泳, 樊亚洪, 等. 磁悬浮飞轮用新型异极性永磁偏置径向磁轴承[J]. 宇航学报, 2014, 35(12):1457-1464.
WANG X, SHI Y, FAN Y H, et al. A new type of heteropolar radial magnetic bearing with permanent magnet for magnetically suspended[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(12):1457-1464(in Chinese).
- [15] 王曦, 房建成, 樊亚洪, 等. 磁悬浮飞轮用嵌环式永磁偏置径向磁轴承[J]. 机械工程学报, 2011, 47(14):171-183.
WANG X, FANG J C, FAN Y H, et al. Thimble permanent magnet biased radial magnetic bearing for magnetically suspended flywheel[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 47(14):171-183(in Chinese).
- [16] 侯二永, 刘昆. 混合磁轴承磁场与磁力解析计算[J]. 机械工程学报, 2012, 48(6):193-198.
HOU E Y, LIU K. Analytical calculation of magnetic field and force for hybrid magnetic bearing[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2012, 48(6):193-198(in Chinese).
- [17] 刘程子, 邓智泉, 梅磊, 等. 永磁体位于转子上的混合型轴向磁轴承原理分析与参数设计[J]. 南京航空航天大学学报, 2012, 44(6):847-854.
LIU C Z, DENG Z Q, MEI L, et al. Principle analysis and parameter design of hybrid axial magnetic bearing with permanent magnet in rotor[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 44(6):847-854(in Chinese).
- [18] 高琳, 徐宗海, 朱凯, 等. 锥形磁悬浮轴承的建模与解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6):153-160.
GAO L, XU Z H, ZHU K, et al. Modeling and decoupling control of conical magnetic bearings[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6):153-160(in Chinese).
- [19] 王志强, 刘刚, 李红. 磁轴承用电涡流位移传感器串扰产生及抑制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(5):1035-1040.
WANG Z Q, LIU G, LI H. Research on crosstalk noise of eddy current displacement sensor for activemagnetic bearing[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(5):1035-1040(in Chinese).

作者简介:

赵航 男, 硕士研究生。主要研究方向: 航天器执行机构设计与控制。

缪存孝 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 飞行器导航、制导与控制, 航天器执行机构设计与控制。

Maglev electromagnetic radial spherical magnetic bearing design

ZHAO Hang¹, MIAO Cunxiao^{1,*}, ZHANG Liyuan¹, HAN Tian¹, REN Yuan², FAN Yahong³

(1. School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. Department of Space Equipment, Equipment Academy, Beijing 101416, China;

3. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: Due to the large interference torque of deflected cylindrical magnetic bearing, this paper designs a novel electromagnetic radial spherical magnetic bearing. When the spherical bearing deflects or offsets, the electromagnetic force will keep pointing to the center of the rotor, which can reduce the interference of the stator poles on the rotor torque and improve the control precision of the magnetic bearing. First, the working principle of the spherical magnetic bearing is illustrated and its mathematical model is established. By using the theory of equivalent magnetic circuit method and finite element numerical method, the current stiffness and displacement stiffness of the spherical bearing are calculated. The results of the two methods agree well with each other, indicating that the finite element model is reasonable. Then, the finite element method is used to analyze the interference torques when spherical magnetic bearings and cylindrical magnetic bearing deflect. The calculating results show that the interference torque of the spherical magnetic bearing is 1.8% that of the cylindrical magnetic bearing when rotor reaches the maximum deflection angle 0.3° , showing that spherical magnetic bearing relative to the cylindrical magnetic bearing has greatly improved in the ability of anti-interference torque. Finally, the interference torques of the spherical magnetic bearings with X and Z offsets are also analyzed, showing that the calculation results are quite to the deflection torque. Therefore, the designed electromagnetic radial spherical magnetic bearing has the advantage of low interference torque, and can be used for high-precision control and angular rate detection of inertial actuator in aerospace engineering.

Keywords: spherical magnetic bearing; cylindrical magnetic bearing; interference torque; deflect; offset

Received: 2016-01-07; **Accepted:** 2016-04-08; **Published online:** 2016-04-21 13:08

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160421.1308.001.html

Foundation items: the Fundamental Research Funds for the Central Universities (FRF-TP-15-024A2, FRF-TP-14-019A1); National Natural Science Foundation of China (51475472, 61403396)

* **Corresponding author.** E-mail: miao_cunxiao@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0036

基于顺序二元决策图的动态故障树分析



李佩昌, 袁宏杰*, 兰杰, 程明

(北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对现有动态故障树分析方法存在的状态空间爆炸、计算效率低、适用范围有限等缺点,提出一种基于顺序二元决策图的动态故障树分析方法。在将动态逻辑门转化为含顺序事件的逻辑门的基础上,给出了顺序二元决策图的模型以及含有顺序事件的布尔运算规则,利用顺序二元决策图和扩展的布尔运算获取动态故障树的失效路径,并给出多单元顺序事件的发生概率。以某弹药为实例,考虑不完全覆盖问题,针对指数分布与非指数分布2种情形进行了动态故障树分析,结果表明该方法具有计算高效、精度高、适用性广泛等优点,为复杂动态系统的可靠性分析提供了理论基础。

关键词: 动态故障树; 顺序二元决策图; 布尔运算; 可靠性分析; 不完全覆盖

中图分类号: TB114.3

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)01-0167-09

故障树分析作为一种重要的系统可靠性分析方法,已成功应用于核工业、航空航天、电子通信等众多领域,为提高产品的安全性与可靠性发挥了巨大作用^[1-2]。然而,传统的故障树分析方法把系统失效看作部件失效的组合,而忽视了部件间的优先关系、顺序关系、功能相关性等动态失效特性,因此,在分析具有动态失效特征的系统可靠性时存在较大误差。为解决系统的动态行为建模问题,Dugan等^[3-4]提出了动态故障树分析方法,定义一组动态逻辑门来描述部件的动态特征,弥补了传统故障树分析方法的不足。早期的动态故障树分析方法采用马尔可夫模型^[5-6],该模型只适用于部件寿命服从指数分布的情形,同时面临着状态空间爆炸的风险。1997年,Gulati和Dugan^[7]提出模块化方法进行动态故障树分析,该方法只是在一定程度上缓解了马尔可夫模型面临的状态爆炸问题而未能从根本上解决。马尔可夫模型和模块化方法存在的缺陷限制了动态故障

树定量分析的发展,众多研究者开始探索动态故障树分析的新方法。2003年,Amari等^[8]提出一种基于复合梯形积分的数值方法,该方法求解动态故障树时不需要转化为马尔可夫模型,然而难以处理含重复单元的故障树。2005年,Boudali和Dugan^[9]将动态故障树转化为贝叶斯网络进行分析,避免了状态爆炸问题的发生,但在处理部件寿命为非指数分布时,计算精度较低。2009年,Rao等^[10]提出一种基于蒙特卡罗仿真方法,该方法适用于部件寿命服从任意分布类型,具备较高的计算精度,但需要大量的计算时间。

随着研究者对动态故障树定量分析方法的不断深入,顺序二元决策图作为一种高效、高精度、适用范围广的方法得到了广泛的关注。2011年,Xing等^[11]利用顺序二元决策图对只含优先与门的动态系统进行了可靠性分析,但文中方法得到的失效路径含有不可能发生的伪失效路径。同时,文献[12-13]采用顺序二元决策图对不可修冷

收稿日期: 2016-01-11; 录用日期: 2016-02-29; 网络出版时间: 2016-04-01 17:07

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160401.1707.003.html

基金项目: 国防基础科学研究计划(61325102)

* 通讯作者: E-mail: yuanhongjie@buaa.edu.cn

引用格式: 李佩昌, 袁宏杰, 兰杰, 等. 基于顺序二元决策图的动态故障树分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 167-175. LI P C, YUAN H J, LAN J, et al. Dynamic fault tree analysis using sequential binary decision diagrams[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 167-175 (in Chinese).

备份系统和温备份系统进行了可靠性分析,但未考虑备份结构的不完全覆盖问题。不完全覆盖问题指系统不能及时监测、定位并调整失效组件,进而导致整个系统发生故障的现象^[14]。目前,基于顺序二元决策图的分析方法主要对含单一动态逻辑门的系统进行可靠性分析,而对多种动态逻辑门混合的系统缺乏研究。

本文采用顺序二元决策图对含有优先与门、备份门等多种逻辑门的动态故障树进行分析,给出了考虑不完全覆盖时系统的可靠性计算方法,并实例论证方法的可行性,同时与传统方法进行比较,结果显示该方法具有较高的计算效率、良好的计算精度和广泛的适用性等优点,为复杂动态系统的可靠性分析奠定了基础。

1 动态故障树基础

1.1 动态逻辑门

随着系统复杂程度的增加,系统部件通常存在动态失效特征。为解决系统动态行为的建模问题,在传统的故障树分析基础上引入动态逻辑门而构成动态故障树的方法被提出。这些动态逻辑门包括优先与门(PAND)、顺序相关门(SEQ)、功能相关门(FDEP)以及备份门(SPARE)。系统失效由部件基本事件状态以及它们的相互关系决定,这个相互关系源于系统的拓扑学。动态故障树分析依赖于与门、或门、 k/n 门等静态逻辑门和优先与门、顺序相关门、备份门、功能相关门等动态逻辑门。备份门和优先与门是系统设计中应用最广泛的动态逻辑门,下面对其进行重点介绍。

1) 优先与门

在容错系统的可靠性分析中,系统的失效可能与部件的失效顺序有关,优先与门相比于与门增加了一个附加条件,即部件的失效必须按照特定的顺序发生。如图1所示,优先与门有2个输入事件A、B,当A、B均失效,且A先于B失效,其输出S才失效。优先与门的输入可以是基本事件,也可以是逻辑门的输出端。

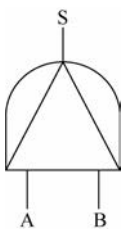


图1 两单元优先与门

Fig. 1 Priority AND gate with two units

2) 备份门

根据备份单元处于储备状态与工作状态下失效率的大小关系,备份门可分为冷备份(CSP)、温备份(WSP)和热备份(HSP),其图形符号如图2所示。

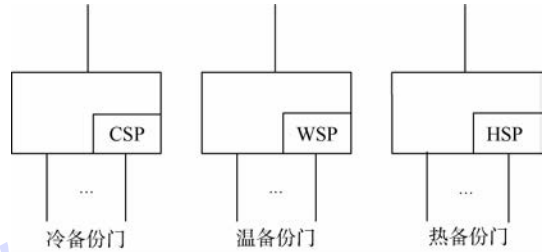


图2 3种备份门图形符号

Fig. 2 Graphic symbols for three types of spare gates

在备份门中,主件处于工作状态,而备份件处于储备状态,当主件发生失效后,备份单元才进入工作状态。冷备份门在进入工作状态前视为无耗损,即失效率为零。温备份门指备份件在储备状态下失效率小于工作状态下的失效率,因此,当其进入工作状态时,可能已经失效。而热备份门中备份件在储备状态下与工作状态失效率相同,当不考虑备份结构的覆盖问题时,热备份门等同于并联结构。温备份门是最接近于实际工程的备份结构。

1.2 二元决策图

二元决策图是一种布尔运算的图的表现,在函数的逐层展开过程中对各变量进行0或者1的赋值,直到函数的终值。二元决策图是一个具有有限节点的有向无环图,其节点包含终节点和非终节点。终节点没有输出边,且只能用0和1表示,每个非终节点用一个输入变量表示,且有2条0和1的输出边,其中0和1表示这个节点变量分别取0和1时对应的分支。每个二元决策图只有一个根节点,从根节点到终节点为1的路径即为系统的失效路径。二元决策图的运算基于香农分解法则,其数学表达式为

$$f = xf_{x=1} + \bar{x}f_{x=0} = xF_1 + \bar{x}F_2 = \text{ite}(x, F_1, F_2) \quad (1)$$

式中: f 为变量 X 布尔逻辑表达式; x 为变量 X 的变量值, $x=1$ 和 $x=0$ 分别表示变量 X 失效和完好2种状态; ite 为if-then-else法则的简写; F_1 和 F_2 分别表示 $f_{x=1}$ 和 $f_{x=0}$ 。 f 发生概率表达式为

$$P\{f\} = P\{x\} \cdot P\{F_1\} + P\{\bar{x}\} \cdot P\{F_2\} \quad (2)$$

系统的故障树自下而上可通过以下运算规则转化为系统的二元决策图^[15]。

$$f \diamond g = \text{ite}(x, F_1, F_2) \diamond \text{ite}(y, G_1, G_2) =$$

$$\begin{cases} \text{ite}(x, F_1 \diamond G_1, F_2 \diamond G_2) & \text{index}(x) = \text{index}(y) \\ \text{ite}(x, F_1 \diamond g, F_2 \diamond g) & \text{index}(x) < \text{index}(y) \\ \text{ite}(y, f \diamond G_1, f \diamond G_2) & \text{index}(x) > \text{index}(y) \end{cases}$$

(3)

式中: g 表示布尔表达式; \diamond 表示与、或逻辑关系; index 表示输入变量列表中布尔变量的顺序,合理的变量顺序有利于得到结构简单的二元决策图。

1.3 顺序二元决策图

传统的二元决策图只适用于静态故障树,而无法处理顺序相关等动态行为。在动态故障树中,动态逻辑门输入事件的失效顺序关系对系统失效具有重大的影响,因此本文采用 \rightarrow 表示部件失效的顺序关系。例如,在温备份中, P 为主件, Q 为备份件, $P \rightarrow Q$ 表示 P 、 Q 均发生失效,且 P 先于 Q 失效,备份件 Q 在 P 失效前处于储备状态,其故障率为 α_0 ,当 P 失效后,备份件 Q 进入工作状态,其失效率变为 λ_0 。 $Q \rightarrow P$ 表示 P 、 Q 均发生失效,且 Q 先于 P 失效,意味着 Q 在储备状态下发生失效,其失效率为 α_0 。顺序二元决策图是二元决策图的扩展,弥补了传统二元决策图无法分析动态逻辑门的缺陷。基于顺序二元决策图的动态故障树分析方法包括以下 3 个过程:动态故障树的转化、顺序二元决策图模型的建立和顺序二元决策图的分析评估。

2 基于顺序二元决策图的分析方法

2.1 动态故障树的转化

动态逻辑门是动态故障树分析的难点,对动态逻辑门进行适当的转化有利于动态故障树的求解。例如,动态逻辑门可转化为马尔可夫链和贝叶斯网络以便进一步的研究。本文将动态逻辑门转化为顺序事件或者含有顺序事件的逻辑门。优先与门和备份门是实际工程中最常见的动态逻辑门,而温备份门又是备份门中最符合实际情况的,因此,本文重点介绍优先与门和温备份门的转化方法。

1) 优先与门的转化

当优先与门的输入均为基本事件时,优先与门可转化为顺序事件,其转化方法如图 3 所示。图中 $A \rightarrow B$ 为顺序事件,其含义为 A 、 B 均发生,且 A 先于 B 发生。

当优先与门的输入含有逻辑门时,优先与门可转化为含顺序事件的逻辑门,其转化方法如

图 4 所示。图中 $A \rightarrow C$ 也是顺序事件,其含义与 $A \rightarrow B$ 类似。

2) 温备份门的转化

当考虑备份结构的不完全覆盖时,系统的不完全覆盖是由于系统不能及时监测定位故障的发生并成功切换到备份单元而引起的。假定监测、定位、转换装置为基本事件 T ,此时备份门可转化为含顺序事件的逻辑门,其转化方法如图 5 所示。

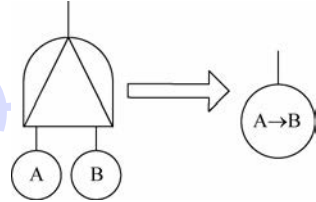
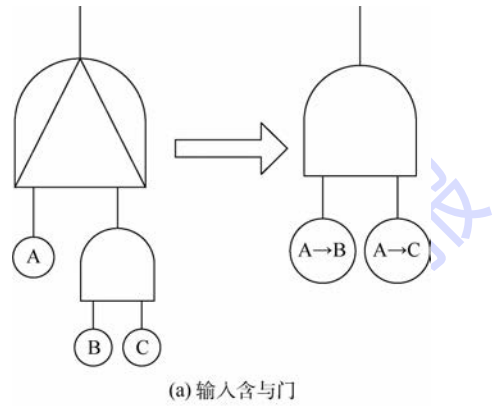
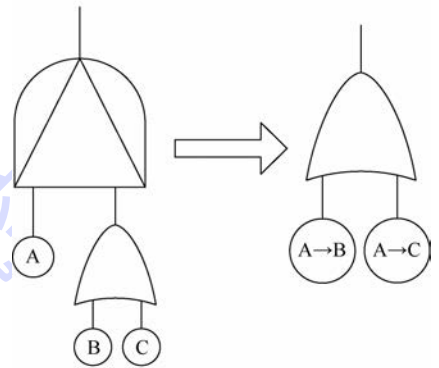


图 3 输入为基本事件的优先与门转化

Fig. 3 Conversion of priority AND gates with basic events input



(a) 输入含与门



(b) 输入含或门

图 4 输入含逻辑门的优先与门转化

Fig. 4 Conversion of priority AND gates with logic gate input

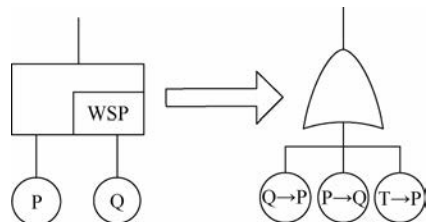


图 5 考虑不完全覆盖的温备份门转化

Fig. 5 Conversion of warm spare gates considering imperfect coverage

2.2 顺序二元决策图模型的建立

在建立系统的顺序二元决策图模型时,假设所有的事件都相互独立,即使对于含有相同单元的2个事件也认定为相互独立,如事件 $A \rightarrow B$ 和事件 $A \rightarrow C$,事件的相关性将在顺序二元决策图的分析评估中考虑。系统的顺序二元决策图建模方法与传统的二元决策图方法类似,其具体方法参考式(3),下面举例说明。

对于图4(a)中的2个顺序事件的与门,若假定 $\text{index}(A \rightarrow B) < \text{index}(A \rightarrow C)$,则建立的顺序二元决策图如图6所示。

对于图4(b)中的2个顺序事件的或门,同样假定 $\text{index}(A \rightarrow B) < \text{index}(A \rightarrow C)$,得到的顺序二元决策图如图7所示。

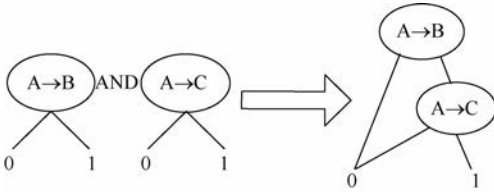


图6 与门的顺序二元决策图

Fig.6 Sequential binary decision diagrams of AND gates

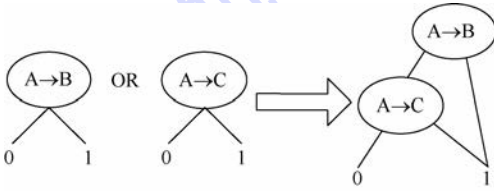


图7 或门的顺序二元决策图

Fig.7 Sequential binary decision diagrams of OR gates

从图7的二元决策图可以得到其失效路径为 $\overline{A \rightarrow B}$ 和 $\overline{A \rightarrow B} \cdot (A \rightarrow C)$,其中 $\overline{A \rightarrow B}$ 代表顺序事件 $A \rightarrow B$ 不发生;显然二元决策图得到的失效路径是不交化的,相比于传统的最小割集方法,二元决策图不需利用容斥原理进行不交化运算,提高了计算效率。

2.3 顺序二元决策图的分析评估

顺序二元决策图的分析评估是顺序二元决策图进行动态故障树分析的关键,主要包括失效路径的化简以及顺序事件的发生概率计算。

2.3.1 失效路径化简规则

失效路径的化简采用扩展的布尔运算,传统的布尔运算用于处理基本事件之间的与、或等逻辑运算,而扩展的布尔运算则可以处理基本事件与顺序事件、顺序事件与顺序事件之间的逻辑运算。对失效路径化简前,对顺序事件的补集进行化简,如 $\overline{A \rightarrow B}$,化简公式如下:

$$\overline{A \rightarrow B} = \overline{A} \cup A \overline{B} \cup (B \rightarrow A) \quad (4)$$

式中: \cup 代表逻辑关系“或”。

失效路径的化简主要涉及基本事件、顺序事件以及基本事件补集的与、或运算。在文献[16]的基础上,本文给出了相关的运算法则。

将失效路径中基本事件、顺序事件以及基本事件的补集分别用 C_i (或 C_j)、 \hat{C}_i (或 \hat{C}_j)、 \overline{C}_i (或 \overline{C}_j) 表示。其定义如下:

$$C_i = \{e_{i1}, e_{i2}, \dots, e_{in}\} = e_{i1} \cdot e_{i2} \cdot \dots \cdot e_{in}$$

$$\hat{C}_i = \langle e_{i1}, e_{i2}, \dots, e_{in} \rangle = e_{i1} \rightarrow e_{i2} \rightarrow \dots \rightarrow e_{in}$$

$$\overline{C}_i = [e_{i1}, e_{i2}, \dots, e_{in}] = \overline{e_{i1}} \cdot \overline{e_{i2}} \cdot \dots \cdot \overline{e_{in}}$$

同理:

$$C_j = \{e_{j1}, e_{j2}, \dots, e_{jm}\} = e_{j1} \cdot e_{j2} \cdot \dots \cdot e_{jm}$$

$$\hat{C}_j = \langle e_{j1}, e_{j2}, \dots, e_{jm} \rangle = e_{j1} \rightarrow e_{j2} \rightarrow \dots \rightarrow e_{jm}$$

$$\overline{C}_j = [e_{j1}, e_{j2}, \dots, e_{jm}] = \overline{e_{j1}} \cdot \overline{e_{j2}} \cdot \dots \cdot \overline{e_{jm}}$$

在此只讨论含有顺序事件的运算规则,对于不含顺序事件的运算规则可参考传统的布尔运算法则。

1) $C_i \cap \hat{C}_j$ (\cap 表示逻辑关系“与”)

① 当 $C_i \cap C_j = \emptyset$ 时, $C_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{C_i \cap \hat{C}_j\} = \Pr\{C_i\} \cdot \Pr\{\hat{C}_j\} \quad (5)$$

式中: $\Pr\{\cdot\}$ 为 \cdot 的发生概率。

② 当 $C_i \cap C_j \neq \emptyset$ 时,令 $C_i \cap C_j = D_{ij}$, $D_{ij} = C_i / D_{ij}$,其意义是 C_i 中元素除去 D_{ij} 中元素剩下的集合。此时 $C_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{C_i \cap \hat{C}_j\} = \Pr\{\hat{C}_j\} \cdot \Pr\{D_{ij}\} \quad (6)$$

2) $\overline{C}_i \cap \hat{C}_j$

① 当 $C_i \cap C_j = \emptyset$ 时, $\overline{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{\overline{C}_i \cap \hat{C}_j\} = \Pr\{\overline{C}_i\} \cdot \Pr\{\hat{C}_j\} \quad (7)$$

② 当 $C_i \cap C_j \neq \emptyset$ 时, $\overline{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{\overline{C}_i \cap \hat{C}_j\} = 0 \quad (8)$$

3) $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j$

① 当 $C_i \cap C_j = \emptyset$ 时, $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{\hat{C}_i \cap \hat{C}_j\} = \Pr\{\hat{C}_i\} \cdot \Pr\{\hat{C}_j\} \quad (9)$$

② 当 $C_i \cap C_j \neq \emptyset$ 时,令 $C_i \cap C_j = D_{ij}$, $D_{ij} = \{f_1, f_2, \dots, f_k\}$,其中 D_{ij} 的元素顺序与其在 C_i 内的顺序一致, $\hat{D}_{ij} = \langle f_1, f_2, \dots, f_k \rangle$ 。

若 $\hat{D}_{ij} \neq \hat{D}_{ji}$, $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{\hat{C}_i \cap \hat{C}_j\} = 0 \quad (10)$$

若 $\hat{D}_{ij} = \hat{D}_{ji}$,假定:

$$P_0 = \{C_i \text{ 中从 } e_{i1} \text{ 到 } f_1 \text{ 的前一个元素}\};$$

$Q_0 = \{C_j \text{ 中从 } e_{j1} \text{ 到 } f_1 \text{ 的前一个元素}\};$

$P_l = \{C_i \text{ 中从 } f_l \text{ 的后一个元素到 } f_{l+1} \text{ 的前一个元素}\} (l=1,2,\dots,k-1);$

$Q_l = \{C_j \text{ 中从 } f_l \text{ 的后一个元素到 } f_{l+1} \text{ 的前一个元素}\} (l=1,2,\dots,k-1);$

$P_k = \{C_i \text{ 中从 } f_k \text{ 的后一个元素到 } e_{in}\};$

$Q_k = \{C_j \text{ 中从 } f_k \text{ 的后一个元素到 } e_{jm}\}。$

令 $\hat{P}_i \cap \hat{Q}_i = E_i = E_{i1} \cup E_{i2} \cup \dots \cup E_{ix_i} (i=1, 2, \dots, k)$, 其中 E_i 表示所有符合 P_i 和 Q_i 元素顺序的排列, 则 $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j = \langle E_0, f_1, E_1, \dots, E_{k-1}, f_k, E_k \rangle = G_{ij}^1 \cup G_{ij}^2 \cup \dots \cup G_{ij}^x$, 其中 $G_{ij}^m (m=1, 2, \dots, x)$ 为 $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的不变化序列。

因此, $\hat{C}_i \cap \hat{C}_j$ 的发生概率:

$$\Pr\{\hat{C}_i \cap \hat{C}_j\} = \sum_{m=1}^x \Pr\{G_{ij}^m\} \quad (11)$$

2.3.2 顺序事件发生概率计算

1) 对于两单元的顺序事件 $A \rightarrow B$ (或 $B \rightarrow A$)

若 A, B 为优先与门的输入事件, A, B 的失效密度函数分别为 $f_A(t)$ 和 $f_B(t)$ 。假设 A 在 t_1 时刻发生失效, 则在任务时间 t 内, 顺序事件 $A \rightarrow B$ 发生的概率为

$$\Pr\{A \rightarrow B\} = \int_0^t \int_{t_1}^t f_A(t_1) f_B(t_2) dt_1 dt_2 \quad (12)$$

特别地, 当 A, B 均服从指数分布时, 即 $f_A(t) = \lambda_1 e^{-\lambda_1 t}$, $f_B(t) = \lambda_2 e^{-\lambda_2 t}$ 。式(12)变为

$$\Pr\{A \rightarrow B\} = \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} e^{-(\lambda_1 + \lambda_2)t} - e^{-\lambda_2 t} \quad (13)$$

若 A, B 为温备份门的输入事件, 其中 B 为备份件。 A 的失效密度函数为 $f_A(t)$; B 工作状态下的失效密度函数为 $f_B(t)$, B 贮备状态下的失效密度函数为 $f_{B,\alpha}(t)$ 。假设 A 在 t_1 时刻发生失效, B 在 t_2 时刻发生失效, 则在任务时间 t 内, 顺序事件 $A \rightarrow B$ 发生的概率为

$$\Pr\{A \rightarrow B\} = \int_0^t \int_0^{t-t_1} f_A(t_1) f_B(t_2) \left(1 - \int_0^{t_2} f_{B,\alpha}(\tau) d\tau\right) dt_1 dt_2 \quad (14)$$

顺序事件 $B \rightarrow A$ 发生的概率为

$$\Pr\{B \rightarrow A\} = \int_0^t \int_0^{t-t_1} f_A(t_1) f_{B,\alpha}(t_2) dt_1 dt_2 \quad (15)$$

特别地, 当 $f_A(t) = \lambda_1 e^{-\lambda_1 t}$, $f_B(t) = \lambda_2 e^{-\lambda_2 t}$, $f_{B,\alpha}(t) = \lambda_\alpha e^{-\lambda_\alpha t}$ 时, 式(14)、式(15)可化简为

$$\Pr\{A \rightarrow B\} = \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_\alpha} [1 - e^{-(\lambda_1 + \lambda_\alpha)t}] - \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_\alpha - \lambda_2} [e^{-\lambda_1 t} - e^{-(\lambda_1 + \lambda_\alpha)t}] \quad (16)$$

$$\Pr\{B \rightarrow A\} = \frac{\lambda_\alpha}{\lambda_1 + \lambda_\alpha} + \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_\alpha} e^{-(\lambda_1 + \lambda_\alpha)t} - e^{-\lambda_1 t} \quad (17)$$

2) 对于 n 单元的顺序事件 $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow \dots \rightarrow A_n$

若 A_1, A_2, \dots, A_n 中不包括温备份件, 其失效密度函数分别为 $f_i(t) (i=1, 2, \dots, n)$, 则在任务时间 t 内, 顺序事件 $A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow \dots \rightarrow A_n$ 发生的概率为

$$\Pr\{A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow \dots \rightarrow A_n\} = \int_0^t \int_{t_1}^t \dots \int_{t_{n-1}}^t \prod_{k=1}^n f_k(t_k) dt_n \dots dt_2 dt_1 \quad (18)$$

若 A_1, A_2, \dots, A_n 中包括温备份件 A_i 。 A_i 工作状态下的失效密度函数为 $f_i(t)$, 贮备状态下的失效密度函数为 $f_{i,\alpha}(t)$ 、单元 A_i 所处备份结构的主件是 A_j 。

当 $i < j$ 时, 顺序事件发生的概率:

$$\Pr\{A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow \dots \rightarrow A_n\} = \int_0^t \int_{t_1}^t \dots \int_{t_{n-1}}^t f_{i,\alpha}(t_1) \prod_{k=1, k \neq i}^n f_k(t_k) dt_n \dots dt_2 dt_1 \quad (19)$$

当 $i > j$ 时, 顺序事件发生的概率:

$$\Pr\{A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow \dots \rightarrow A_n\} = \int_0^t \dots \int_{t_{i-1}}^t \int_0^{t-t_i} \int_{t_{i+1}}^t \dots \int_{t_{n-1}}^t \prod_{k=1}^n f_k(t_k) \cdot \left(1 - \int_0^{t_j} f_{i,\alpha}(\tau) d\tau - \int_{t_{j+1}}^{t_j} f_i(\tau) d\tau\right) dt_n \dots dt_2 dt_1 \quad (20)$$

3 实例分析

以某弹药系统为例, 验证本文方法的有效性。通过对弹药进行故障模式影响及危害性分析, 并结合相关的失效数据, 得到了系统容易发生失效的部件, 分析其结构功能以及系统的动态失效特征, 建立了系统的动态故障树, 见图 8。其中 A 为密封件, B 为火工品, C 为关键电子器件, D 为激光探测器, E 为陀螺仪驱动装置, F 为其备用装置。

1) 动态故障树的转化

考虑到陀螺仪驱动装置及其备用装置组成的备份结构工作过程中可能存在的不完全覆盖问题, 为方便系统不完全覆盖问题的定量计算, 以其故障监测、定位、转化装置 G 来衡量系统的覆盖问题。装置 G 的可靠度即为不完全覆盖系统的覆盖系数。采用本文的动态故障树转化方法, 得到含顺序事件的故障树, 如图 9 所示。

2) 顺序二元决策图模型的建立

针对图 9 中的故障树, 利用顺序二元决策图

相关分析方法,得到了系统的顺序二元决策图,如图10所示。

3) 顺序二元决策图的分析评估

分析图10中得到的系统顺序二元决策图,可知系统不变化的失效路径有6条,分别为:

- ① $A \rightarrow B$
- ② $A \rightarrow B \cdot (A \rightarrow C)$
- ③ $A \rightarrow B \cdot A \rightarrow C \cdot D$

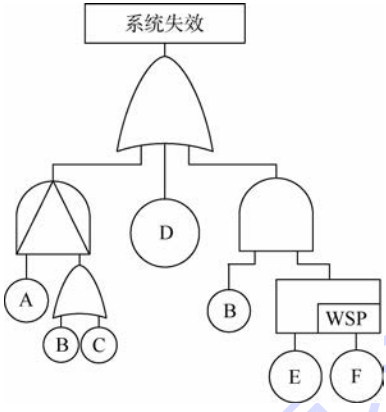


图8 系统的动态故障树

Fig.8 Dynamic fault tree of the system

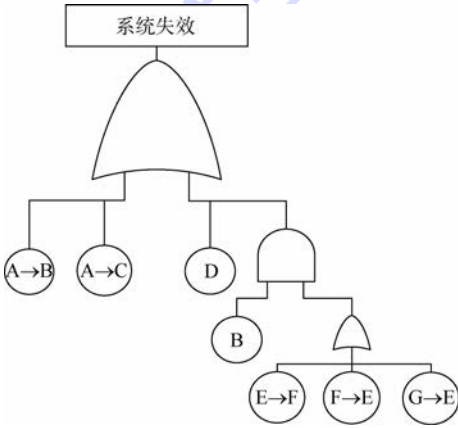


图9 转化后的故障树

Fig.9 Fault tree after conversion

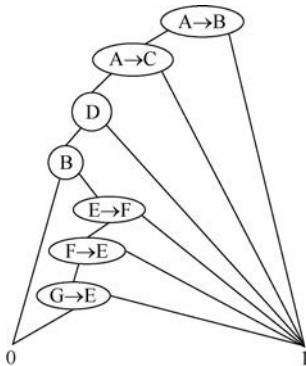


图10 系统的顺序二元决策图

Fig.10 Sequential binary decision diagrams of the system

- ④ $A \rightarrow B \cdot A \rightarrow C \cdot \bar{D} \cdot B \cdot (E \rightarrow F)$
- ⑤ $A \rightarrow B \cdot A \rightarrow C \cdot \bar{D} \cdot B \cdot E \rightarrow F \cdot (F \rightarrow E)$
- ⑥ $A \rightarrow B \cdot A \rightarrow C \cdot \bar{D} \cdot B \cdot E \rightarrow F \cdot F \rightarrow E \cdot (G \rightarrow E)$

采用扩展的布尔运算对失效路径进行化简,得到各路径的发生概率 $P_i (i = 1, 2, \dots, 6)$, 其中 $P(\cdot)$ 表示事件 \cdot 失效的概率。

$$\begin{aligned}
 P_1 &= P(A \rightarrow B) \\
 P_2 &= P(\bar{B})P(A \rightarrow C) + P(B \rightarrow A \rightarrow C) \\
 P_3 &= [P(\bar{A}) + P(A)P(\bar{B})P(\bar{C}) + P(\bar{B}) \cdot \\
 &\quad P(C \rightarrow A) + P(\bar{C})P(B \rightarrow A) + \\
 &\quad P(B \rightarrow C \rightarrow A) + P(C \rightarrow B \rightarrow A)]P(D) \\
 P_4 &= [P(\bar{A})P(B) + P(\bar{C})P(B \rightarrow A) + \\
 &\quad P(B \rightarrow C \rightarrow A) + P(C \rightarrow B \rightarrow A)] \cdot \\
 &\quad P(\bar{D})P(E \rightarrow F) \\
 P_5 &= [P(\bar{A})P(B) + P(\bar{C})P(B \rightarrow A) + \\
 &\quad P(B \rightarrow C \rightarrow A) + P(C \rightarrow B \rightarrow A)] \cdot \\
 &\quad P(\bar{D})P(F \rightarrow E) \\
 P_6 &= [P(\bar{A})P(B) + P(\bar{C})P(B \rightarrow A) + \\
 &\quad P(B \rightarrow C \rightarrow A) + P(C \rightarrow B \rightarrow A)] \cdot \\
 &\quad P(\bar{D})P(\bar{F})P(G \rightarrow E)
 \end{aligned}$$

因此,系统的可靠度函数为

$$R(t) = 1 - (P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6) \quad (21)$$

3.1 指数分布情形

当所有部件工作状态下的密度函数服从指数分布时,其分布参数分别为: $\lambda_A = 3 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_B = 5 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_C = 10^{-6} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_D = 10^{-5} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_E = 10^{-5} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_F = 5 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}$, $\lambda_G = 10^{-5} \text{ h}^{-1}$ 。温备份件 F 储备状态下也服从指数分布,其失效率为 $\alpha_F = 2 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}$ 。

将相关数据代入式(21),并根据顺序事件发生概率计算公式,利用 MATLAB 软件,得到指数分布情形下不完全覆盖系统的可靠度 R 随时间变化曲线,如图11所示;并与不考虑温备份的

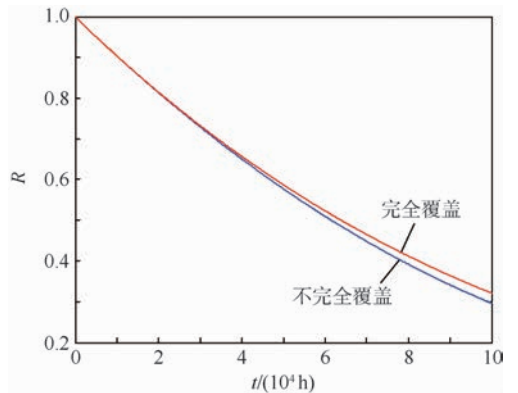


图11 部件指数分布情形系统可靠度随时间变化曲线

Fig.11 System reliability curves changes over time with elements obeying exponential distribution

不完全覆盖,即完全覆盖时系统可靠度进行对比。

马尔可夫模型是一种处理部件服从指数分布情形的动态故障树分析的有效方法。考虑系统的不完全覆盖,选取不同任务时间,对比本文方法与马尔可夫模型方法得到的系统可靠度 $R(t)$,其结果如表 1 所示。

表 1 本文方法与基于马尔可夫模型方法的系统可靠度

Table 1 Reliability of the system by proposed method and Markov-based method

t/h	$R(t)$	
	本文方法	马尔可夫模型方法
5000	0.9510	0.9510
10000	0.9037	0.9037
30000	0.7296	0.7296
50000	0.5778	0.5778
100000	0.3216	0.3216

由表 1 结果可知,本文方法和基于马尔可夫模型方法均可处理系统部件服从指数分布情形,且具备相同的计算精度。

3.2 非指数分布情形

当部件 A、D、E 的失效分布函数服从两参数威布尔分布,其分布参数分别为: $m_A = 0.85, \eta_A = 3 \times 10^5 \text{ h}; m_D = 1.1, \eta_D = 1.5 \times 10^5 \text{ h}; m_E = 0.9, \eta_E = 10^5 \text{ h}$ 。部件 B、C、F、G 工作状态下的密度函数服从指数分布时,其分布参数分别为: $\lambda_B = 5 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}, \lambda_C = 10^{-6} \text{ h}^{-1}, \lambda_F = 5 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}, \lambda_G = 10^{-5} \text{ h}^{-1}$ 。温备份件 F 储备状态下也服从指数分布,其失效率为 $\alpha_F = 2 \times 10^{-6} \text{ h}^{-1}$ 。

根据顺序事件发生概率计算公式以及式(21),代入相关数据,得到非指数分布情形下不完全覆盖系统的可靠度随时间变化曲线,如图 12 所示,并与不考虑温备份的不完全覆盖时系统可靠度进行对比。

蒙特卡罗仿真方法作为动态故障树分析的重

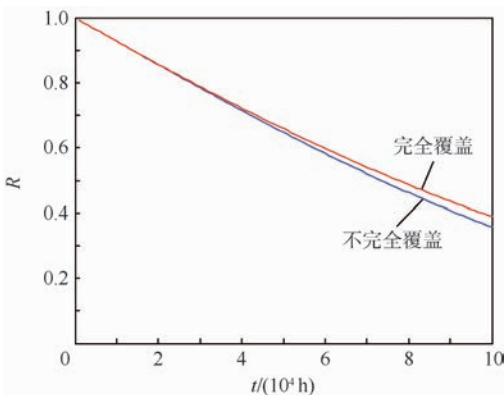


图 12 部件非指数分布情形系统可靠度随时间变化曲线

Fig. 12 System reliability curves changes over time with elements obeying non-exponential distribution

要方法,其适用于部件寿命服从任意分布类型,同时也是评价其他方法的标杆。为验证本文方法处理非指数分布情形的有效性,将本文方法与蒙特卡罗仿真方法进行对比,选取不同任务时间,在蒙特卡罗方法仿真次数为 10^6 时,得到 2 种方法下系统可靠度计算结果,如表 2 所示。采用 CPU 型号为 E5-2640 v3 的计算机进行计算分析,其运算时间如表 3 所示(注:不同任务时间下的运算时间基本一致)。

表 2 本文方法与基于蒙特卡罗仿真方法的系统可靠度

Table 2 Reliability of the system by proposed method and Monte Carlo simulation method

t/h	$R(t)$		相对误差/%
	本文方法	蒙特卡罗仿真方法	
5000	0.9634	0.9634	0
10000	0.9272	0.9272	0
30000	0.7843	0.7844	0.01
50000	0.6472	0.6474	0.03
100000	0.3572	0.3575	0.08

表 3 本文方法与基于蒙特卡罗仿真方法的运算时间

Table 3 Computation time by proposed method and Monte Carlo simulation method

方法	本文方法	蒙特卡罗仿真方法
运算时间/s	24.8940	48.0937

分析图 11 和图 12 可知,考虑不完全覆盖情形的系统可靠性计算结果更符合实际情况;对于任务时间较长的产品,必须考虑系统的不完全覆盖问题。

综合分析表 1 和表 2 的结果,本文方法适用于部件服从各种分布类型的系统动态故障树分析,突破了马尔可夫模型等传统动态故障树分析方法仅限于指数分布的局限,具有广泛的适用性和良好的计算精度。表 3 的结果表明本文方法计算高效,大大节省了运算时间,相比于蒙特卡罗仿真方法,更适用于基本事件众多的复杂动态故障树分析。

4 结 论

1) 方法考虑备份结构的不完全覆盖问题,对含优先与门和温备份门的复杂动态故障树进行了建模分析。

2) 方法对比了完全覆盖和非完全覆盖情形的可靠度计算,说明了失效覆盖问题对于系统可靠性的影响。

3) 方法通过指数分布和非指数分布 2 种情形的实例分析,并与马尔可夫模型和蒙特卡罗仿真方法进行了对比,显示了其具备计算精度高、计

算效率高、适用性广泛的优点。

因此,对于实际工程中存在动态失效特征的系统,基于顺序二元决策图的动态故障树分析方法是系统可靠性分析的有效方法。同时,对于冗余系统,提高失效检测与定位技术对于保障系统安全可靠运行具有重大意义。

参考文献 (References)

- [1] LENG L, LIU Y. Fault tree reliability analysis for passive medium pressure safety injection system in nuclear power plant[J]. Energy and Power Engineering, 2013, 5(4) : 264-268.
- [2] NYSTROM B, AUSTRIN L, ANKARBACK N, et al. Fault tree analysis of an aircraft electric power supply system to electrical actuators[C] // Probabilistic Methods Applied to Power Systems, 2006. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 1-7.
- [3] DUGAN J B, BAVUSO S J, BOYD M A. Dynamic fault-tree for fault-tolerant computer systems[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1992, 41(3) : 363-376.
- [4] DUGAN J B, SULLIVAN K J, COPPIT D. Developing a low-cost high-quality software tool for dynamic fault-tree analysis[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2000, 49(1) : 49-59.
- [5] SMOTHERMAN M K, ZEMIUDEH K. A non-homogeneous Markov model for phased-mission reliability analysis[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1989, 38(5) : 585-590.
- [6] DUGAN J B. Galileo: A tool for dynamic fault tree analysis[C] // Proceedings of the 11th International Conference on Computer Performance Evaluation: Modelling Techniques and Tools. Berlin: Springer-Verlag, 2000: 328-331.
- [7] GULATI R, DUGAN J B. A modular approach for analyzing static and dynamic fault trees[C] // Reliability and Maintainability Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1997: 57-63.
- [8] AMARI S, DILL G, HOWALD E. A new approach to solve dynamic fault trees[C] // Annual Reliability and Maintainability Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003: 374-379.
- [9] BOUDALI H, DUGAN J B. A new Bayesian network approach to solve dynamic fault trees[C] // Reliability and Maintainability Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005: 451-456.
- [10] RAO K D, GOPIKA V, RAO V V S S, et al. Dynamic fault tree analysis using Monte Carlo simulation in probabilistic safety assessment[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2009, 94(4) : 872-883.
- [11] XING L D, SHRESTHA A, DAI Y. Exact combinatorial reliability analysis of dynamic systems with sequence-dependent failures[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2011, 96(10) : 1375-1385.
- [12] XING L D, TANNOUS O, BECHTA DUGAN J. Reliability analysis of nonrepairable cold-standby systems using sequential binary decision diagrams[J]. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, 2012, 42(3) : 715-726.
- [13] TANNOUS O, XING L, DUGAN J B. Reliability analysis of warm standby systems using sequential BDD[C] // Reliability and Maintainability Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 1-7.
- [14] DUGAN J B. Fault trees and imperfect coverage[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1989, 38(2) : 177-185.
- [15] BRYANT R E. Graph-based algorithms for boolean function manipulation[J]. IEEE Transactions on Computers, 1986, 35(8) : 677-691.
- [16] YUGE T, YANAGI S. Quantitative analysis of a fault tree with priority AND gates[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2008, 93(11) : 1577-1583.

作者简介:

李佩昌 男, 硕士研究生。主要研究方向: 可靠性与环境试验技术。

袁宏杰 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 可靠性评估与验证, 环境试验设计等。

Dynamic fault tree analysis using sequential binary decision diagrams

LI Peichang, YUAN Hongjie^{*}, LAN Jie, CHENG Ming

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

Abstract: In order to solve the problem of the existing dynamic fault tree analysis method, such as state space explosion, low computational efficiency and limited application range, a method for dynamic fault tree analysis based on sequential binary decision diagram is proposed. First, dynamic logic gates are transformed into logic gates with sequential events. Next, sequential binary decision diagram model and Boolean operation with sequential events are presented. Then, failure paths of dynamic fault tree are obtained by sequential binary decision diagram and extensional Boolean operation. Finally, probability calculations for sequential events with multi-unit are deduced. With a certain ammunition as an example, considering the imperfect coverage problem, the dynamic fault tree is analyzed under the situations of exponential and non-exponential distribution. The results show that this method has the advantages of high efficiency, high accuracy and wide applicability, which provides a theoretical basis for the reliability analysis of complex dynamic systems.

Keywords: dynamic fault tree; sequential binary decision diagrams; Boolean operation; reliability analysis; imperfect coverage

Received: 2016-01-11; **Accepted:** 2016-02-29; **Published online:** 2016-04-01 17:07

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160401.1707.003.html

Foundation item: National Defense Basic Scientific Research Program of China (61325102)

*** Corresponding author.** E-mail: yuanhongjie@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0045

基于标定及补偿提高串联机器人定位精度方法



范明争, 韩先国*

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 在使用串联机器人进行定位操作前, 首先需要将机器人基坐标系与测量坐标系进行位姿关系的标定, 针对具有隐藏机器人基坐标系以及机器人法兰坐标系的串联机构, 本文提出一种等价变换思想并结合应用激光跟踪仪测得机器人末端靶标点的坐标数据建立标定矩阵方程, 应用罗德里格矩阵变换将标定方程转化为三元二次矩阵方程形式, 采用最小二乘法和牛顿迭代法求出数值解进而完成机器人基坐标系与测量坐标系标定的方法。然后应用这种方法进行标定试验得到了 20 组标定结果, 通过比较标定结果偏差进而验证了这种方法的正确性。最后, 本文验证了应用这种标定方法的标定结果并结合一种新的位姿补偿算法后, 能极大地提高机器人末端的定位精度。

关键词: 机器人; 标定; 等价变换法; 补偿; 定位精度

中图分类号: TP242

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0176-08

随着工业机器人在自动化作业中的地位越来越高, 提高机器人的定位精度进而扩大机器人使用范围是当前的研究热点之一^[1]。工业机器人的标定通常分为 3 类: 机器人连杆参数的标定; 机器人工具坐标系标定; 机器人与其他设备的关系标定^[2]。针对这 3 类标定, 齐飞等^[3]通过研究得到了机器人标定技术的发展趋势是通过高精度的测量仪器实现快速准确的标定。在完成第 1 类标定后, 可以不通过第 2 类标定直接标定工业机器人基坐标系与测量坐标系的关系来实现机器人定位操作^[4]。机器人的基坐标系一般隐藏在机器人的底座上, 在实际中一般很难通过测量仪器测量得到, 有些机器人末端的法兰坐标系也是隐藏的。如何实现在机器人基坐标系和法兰坐标系在隐藏的情况下快速准确实现机器人基坐标系与测量坐标系位姿标定? 如何应用标定结果进一步提高机器人定位精度?

Rossano^[5]和 Gu^[6]等运用机器人末端与球面、圆柱面等特殊几何形状的接触并根据不同接触位形建立了不相容方程组得到机器人基坐标系的标定结果, 但 this 方法是建立在机器人的末端工具具有特殊结构的基础上的, 并且这种方法对特殊几何形状的精度要求很高。任永杰等^[7]对机器人轴 1 和轴 2 分别进行单轴运动, 运动过程中通过激光跟踪仪^[8]得到末端靶标数据实现机器人基坐标系标定, 但是这种方法需要获取大量的数据, 不能实现快速标定。王伟等^[1]也使用激光跟踪仪进行测量标定, 应用单位四元数表示法得到了机器人基坐标系与测量坐标系的姿态关系, 然而这种方案的前提是法兰坐标系或基坐标系直接通过激光跟踪仪的测量得到, 不能解决具有隐藏法兰坐标系的串联机器人的标定问题。本文针对具有隐藏机器人基坐标系和法兰坐标系的串联机器人提出了一种快速标定的新方法, 并通

收稿日期: 2016-01-13; 录用日期: 2016-04-15; 网络出版时间: 2016-05-04 14:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160504.1406.002.html

基金项目: 国防基础科学研究计划(A0320132007); 国家科技重大专项(2010ZX04007-052)

* 通讯作者: E-mail: hanxianguo2003@163.com

引用格式: 范明争, 韩先国. 基于标定及补偿提高串联机器人定位精度方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 176-183.
FAN M Z, HAN X G. Precision improvement method for serial robot localization based on a new calibration and compensation strategy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 176-183 (in Chinese).

过实验验证应用标定结果并结合一种新的位姿补偿算法后能够极大地提高机器人的定位精度。

1 标定模型的建立

机器人具有固定在机器人底盘的基坐标系 $\{O_B\}$ 以及固定在机器人末端的法兰坐标系 $\{O_F\}$, 这 2 个坐标系通常是隐藏的, 在使用机器人进行标定或定位操作时, 需要建立一个测量坐标系 $\{O_P\}$, 同时在末端固定至少 3 个靶标点 ${}^P P_1$ 、 ${}^P P_2$ 、 ${}^P P_3$ 得到末端相对于测量坐标系关系, 这样标定模型就建立完成。标定过程就是需要知道测量坐标系相对于机器人基坐标系的位姿矩阵 T_P 。在建立模型时, 末端 3 个靶标点在测量坐标系 $\{O_P\}$ 下的坐标是已知的, 机器人法兰坐标系相对于基坐标系的位姿可以通过机器人面板得到 (也可以根据机器人各关节角度得到 DH 参数得到^[9-11])。

2 标定理论

2.1 等价变换法得到标定方程

根据图 1 所示的标定模型, 当控制串联机器人达到一个新的位姿后, 图 1 中相应的矩阵 T_{BF} 、 T_{PF} 变化为 T_{BF2} 、 T_{PF2} , 靶标点 ${}^P P_1$ 、 ${}^P P_2$ 、 ${}^P P_3$ 在测量坐标系 $\{O_P\}$ 中的坐标 ${}^P P_1$ 、 ${}^P P_2$ 、 ${}^P P_3$ 变化为 ${}^P P_{1,2}$ 、 ${}^P P_{2,2}$ 、 ${}^P P_{3,2}$, 如图 2 所示。为了求解需要标定的矩阵 T_P , 本文提出了一种基于等价变换法建立矩阵方程的方法。

等价变换法: 如图 2, 法兰坐标系由 $\{O_F\}$ 变换到 $\{O_{F2}\}$ 可以转换为法兰坐标系不变, 机器人基坐标系 $\{O_B\}$ 和测量坐标系 $\{O_P\}$ 变换到机器人基坐标系 $\{O_{B2}\}$ 和测量坐标系 $\{O_{P2}\}$, 变换完成后只要保证法兰坐标系 $\{O_F\}$ 相对于机器人基坐标系 $\{O_{B2}\}$ 和测量坐标系 $\{O_{P2}\}$ 的位姿关系分别为 T_{BF2} 和 T_{PF2} , 即可保证坐标系 $\{O_{B2}\}$ 和 $\{O_{P2}\}$ 的位姿关系为 T_P 。

由第 1 节所述, 矩阵 T_{BF} 和矩阵 T_{BF2} 可以通过求解得到, 进而可以得到 $T_{B \rightarrow B2}$ 。而 T_{PF} 和 T_{PF2} 由于法兰坐标系是隐藏的, 但是靶标点 ${}^P P_1$ 、 ${}^P P_2$ 、 ${}^P P_3$ 在

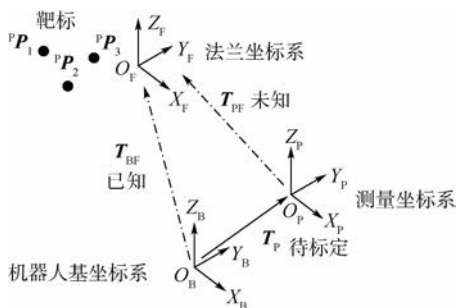


图 1 标定模型

Fig. 1 Calibration model

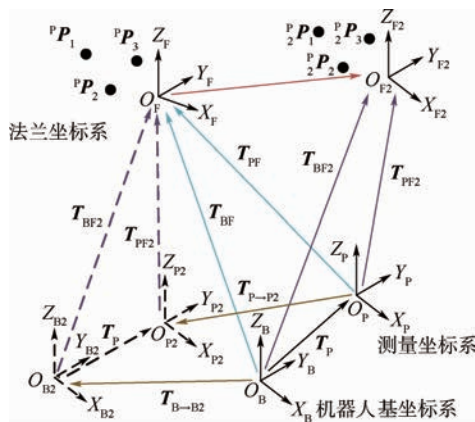


图 2 等价变换法坐标系模型

Fig. 2 Coordinate system model of equivalent transformation method

测量坐标系 $\{O_P\}$ 及测量坐标系 $\{O_{P2}\}$ 中的坐标是已知的, 应用 SVD 法^[12-13] 求解得到 $T_{P \rightarrow P2}$ 。

$$T_{P \rightarrow P2} = \text{SVD}({}^P P_{1-3}, {}^P P_{1-3}) \quad (1)$$

根据图 2 中封闭的矩阵关系可以得到

$$T_{P \rightarrow P2} = T_P^{-1} T_{B \rightarrow B2} T_P \quad (2)$$

由此可以得到结论: $T_{B \rightarrow B2} \sim T_{P \rightarrow P2}$, 由 $T_{B \rightarrow B2}$ 变换到 $T_{P \rightarrow P2}$ 的相似变换矩阵为 T_P 。

将上述的位姿齐次矩阵转化为姿态位置矩阵描述, 可得对于任意的末端坐标系中的坐标点 $[X \ Y \ Z]^T$ 均满足下述的等式关系:

$$R_{B \rightarrow B2} \left(R_P \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + t_P \right) + t_{B \rightarrow B2} = R_P \left(R_{P \rightarrow P2} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + t_{P \rightarrow P2} \right) + t_P \quad (3)$$

由于对于任意的坐标 $[X \ Y \ Z]^T$ 式 (3) 均成立, 则可得到等式关系如下:

$$R_{B \rightarrow B2} R_P = R_P R_{P \rightarrow P2} \quad (4)$$

$$R_{B \rightarrow B2} t_P + t_{B \rightarrow B2} = R_P t_{P \rightarrow P2} + t_P \quad (5)$$

2.2 应用罗德里格矩阵的方程变换

根据姿态矩阵可以分解为 2 种形式罗德里格矩阵^[14-16] 的表示, 姿态矩阵中的 9 个未知量由 3 个变量表示并避免了求解过程中存在矩阵逆的情况, 进而极大地简化了计算。

将 R_P 进行罗德里格矩阵变换可得

$$R_P = (I + S)(I - S)^{-1} = (I - S)^{-1}(I + S) \quad (6)$$

将式 (6) 代入式 (4) 可得

$$G_1 = A_1 - S \cdot B_1 + B_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot S = 0 \quad (7)$$

式中:

$$A_1 = R_{B \rightarrow B2} - R_{P \rightarrow P2}$$

$$B_1 = R_{B \rightarrow B2} + R_{P \rightarrow P2}$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -c & -b \\ c & 0 & -a \\ b & a & 0 \end{bmatrix}$$

由于 R_p 是关于 (a, b, c) 的函数, 并且 R_p 是 $R_{B \rightarrow B2}$ 变换到 $R_{P \rightarrow P2}$ 相似变换矩阵, 仅通过 2 组数据得到上述关系式(7)无法得到 R_p 的解, 因此还需要一组数据建立另一个如式(4)所示的方程。相应地需要控制机器人达到新的位姿并测量新位姿下的 3 个靶标点坐标。

$$G_2 = A_2 - S \cdot B_2 + B_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot S = 0 \quad (8)$$

式中: $A_2 = R_{B \rightarrow B3} - R_{P \rightarrow P3}$; $B_2 = R_{B \rightarrow B3} + R_{P \rightarrow P3} \circ$

2.3 应用最小二乘法求解变换矩阵

由式(7)和式(8)得到的是关于变量 (a, b, c) 的三元二次矩阵方程, 虽然对 R_p 的求解比变换前容易, 但得出解析解依旧困难。

为得到 R_p 中的变量 (a, b, c) , 采用最小二乘法进行求解, 其过程是首先建立最小二乘法的目标函数, 然后应用牛顿迭代法完成变量 (a, b, c) 求解。

根据最小二乘法建立目标函数:

$$F = \|G_1(a, b, c)\|_F^2 + \|G_2(a, b, c)\|_F^2 \quad (9)$$

决定姿态矩阵 R_p 的变量 a, b, c 包含在式(9)中的矩阵 S 中, 将 F 分别对 a, b, c 求偏导:

$$F_1 = \frac{\partial F}{\partial a} = \text{sum} \left[G_1 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial a} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} - \frac{\partial S}{\partial a} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial a} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} - \frac{\partial S}{\partial a} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} \right) \cdot G_1 \right] + \text{sum} \left[G_2 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial a} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} - \frac{\partial S}{\partial a} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial a} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} - \frac{\partial S}{\partial a} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial a} \right) \cdot G_2 \right] \quad (10)$$

式中: $\text{sum}()$ 表示矩阵中各元素的和。

同理其他各式为

$$F_2 = \frac{\partial F}{\partial b} = \text{sum} \left[G_1 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial b} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} - \frac{\partial S}{\partial b} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial b} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} - \frac{\partial S}{\partial b} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} \right) \cdot G_1 \right] + \text{sum} \left[G_2 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial b} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} - \frac{\partial S}{\partial b} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial b} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} - \frac{\partial S}{\partial b} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial b} \right) \cdot G_2 \right] \quad (11)$$

$$F_3 = \frac{\partial F}{\partial c} = \text{sum} \left[G_1 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial c} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} - \frac{\partial S}{\partial c} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial c} \cdot B_1 + B_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} - \frac{\partial S}{\partial c} \cdot A_1 \cdot S - S \cdot A_1 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} \right) \cdot G_1 \right] + \text{sum} \left[G_2 \cdot \left(-\frac{\partial S}{\partial c} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} - \frac{\partial S}{\partial c} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} \right) + \left(-\frac{\partial S}{\partial c} \cdot B_2 + B_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} - \frac{\partial S}{\partial c} \cdot A_2 \cdot S - S \cdot A_2 \cdot \frac{\partial S}{\partial c} \right) \cdot G_2 \right] \quad (12)$$

给定一初值 $x(0) = (a_0 \ b_0 \ c_0)$, 将其与已知值代入式(10)~式(12), 求出初始误差值 $\|F(x(0))\|$, 如果 $\|F(x(0))\| < \varepsilon$ (ε 为精度值), 则 $x(0)$ 为所求; 如果 $\|F(x(0))\| \geq \varepsilon$, 构造牛顿迭代方程。令

$$x(i+1) = x(i) - \left(\frac{\partial F}{\partial x} \right)^{-1} \Big|_{x=x(i)} \cdot F(x(i)) \quad i=1, 2, \dots, k$$

其中:

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial a} & \frac{\partial F_1}{\partial b} & \frac{\partial F_1}{\partial c} \\ \frac{\partial F_2}{\partial a} & \frac{\partial F_2}{\partial b} & \frac{\partial F_2}{\partial c} \\ \frac{\partial F_3}{\partial a} & \frac{\partial F_3}{\partial b} & \frac{\partial F_3}{\partial c} \end{bmatrix}$$

$$F(x(i)) = \begin{bmatrix} F_1(x(i)) \\ F_2(x(i)) \\ F_3(x(i)) \end{bmatrix}$$

进行多次迭代, 直到满足 $\|F(x(s))\| < \varepsilon$, 那么 $x(s) = (a_s \ b_s \ c_s)$ 就是所求的解, 将求解结果代入式(6)就可以得到标定矩阵中的姿态矩阵 R_p 。

最后根据式(5), 并结合上述所求解的姿态矩阵 R_p , 即可求得位置向量 t_p , 求解方法如下:

$$t_p = \begin{bmatrix} t_{p_x} \\ t_{p_y} \\ t_{p_z} \end{bmatrix} = \left(\left[\begin{matrix} R_{B \rightarrow B2} & -I_{3 \times 3} \\ R_{B \rightarrow B3} & -I_{3 \times 3} \end{matrix} \right]^T \cdot \left[\begin{matrix} R_{B \rightarrow B2} & -I_{3 \times 3} \\ R_{B \rightarrow B3} & -I_{3 \times 3} \end{matrix} \right] \right)^{-1} \cdot \left[\begin{matrix} R_{B \rightarrow B2} & -I_{3 \times 3} \\ R_{B \rightarrow B3} & -I_{3 \times 3} \end{matrix} \right]^T \cdot \left[\begin{matrix} R_p t_{P \rightarrow P2} - t_{B \rightarrow B2} \\ R_p t_{P \rightarrow P3} - t_{B \rightarrow B3} \end{matrix} \right] \quad (13)$$

3 标定试验

在机器人基坐标系标定试验中, 试验系统由 API 激光跟踪仪、3 个靶标座和 KUKA 标准工业机器人 KR210 R2700 组成, 如图 3 所示。

首先将 3 个靶标座固定在机器人末端;然后控制 KUKA 机器人运动到某一位姿,记录下此时面板显示的位姿信息 X 、 Y 、 Z 、 A 、 B 、 C ,同时测量机器人末端 3 个靶标点的坐标 pP_1 、 pP_2 、 pP_3 ;重复上一步操作,记录下 6 组数据。将实验结果进行记录,结果如表 1 所示。

进行数据处理,因为上述具有 6 组数据,每 3 组数据就会计算出一组标定结果,因此上述数据共有 $C_6^3 = 20$ 组结果。将标定得到的矩阵 T_p 转化为位置信息和姿态信息,姿态信息用 ZYX 欧拉角进行表示,为了验证标定方法的准确性,将这

20 组结果中的位姿信息绘制曲线图(见图 4),观察结果。

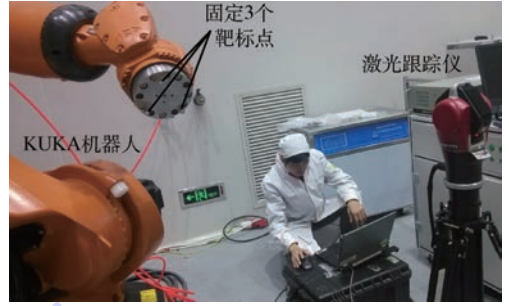


图 3 标定试验系统

Fig. 3 System of calibration experiment

表 1 标定试验记录

Table 1 Records of calibration experiment

序号	1	2	3	4	5	6
X/mm	787.08	1 034.80	781.15	920.70	845.21	1 260.31
Y/mm	652.11	421.65	789.07	716.23	624.32	779.90
Z/mm	1 397.13	1 510.33	1 421.27	1 300.67	1 336.91	1 256.55
$A/(^\circ)$	-17.88	3.59	15.65	34.18	0.52	26.86
$B/(^\circ)$	-34.95	-14.42	13.12	14.70	26.71	50.43
$C/(^\circ)$	-131.82	-108.07	-77.79	-48.75	-122.20	-80.52
靶标点 ${}^pP_1/mm$	-1 451.694 1	-1 532.075 4	-1 389.275 6	-1 388.278 1	-1 465.091 5	-1 104.085 2
	1 261.126 1	939.940 5	1 342.042 8	1 159.200 2	1 207.296 0	920.818 0
靶标点 ${}^pP_2/mm$	870.637 0	1 016.827 0	975.633 1	864.795 4	882.391 6	836.600 1
	-1 481.243 6	-1 511.547 8	-1 356.844 6	-1 341.088 7	-1 492.635 2	-1 124.393 0
靶标点 ${}^pP_3/mm$	1 176.577 6	874.397 1	1 337.026 3	1 197.063 4	1 173.368 3	946.855 1
	849.137 2	955.521 8	889.580 0	795.399 4	801.334 9	750.644 5
靶标点 ${}^pP_3/mm$	-1 429.139 9	-1 466.628 8	-1 306.996 3	-1 288.543 3	-1 413.111 0	-1 046.697 3
	1 170.211 8	853.476 0	1 275.929 2	1 125.866 1	1 127.190 6	891.396 3
	928.905 5	1 037.245 2	943.469 3	831.433 4	827.094 3	747.072 6

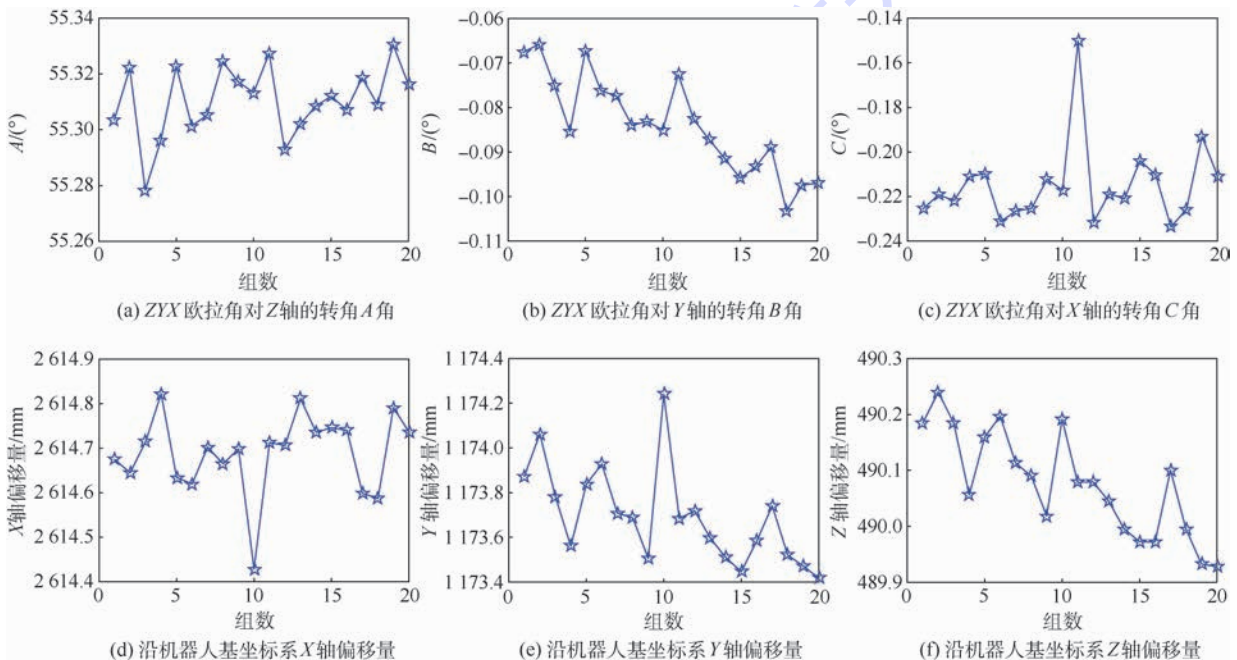


图 4 标定结果

Fig. 4 Results of calibration

根据图4可知,由标定得到的姿态角偏差在 $\pm 0.04^\circ$ 以内,位置偏差在1 mm以内,因此证明这种标定方法是正确的。将20组标定结果得到的ZYX姿态角 A_r 、 B_r 、 C_r 及位置 X_r 、 Y_r 、 Z_r 取平均值,得到标定试验结果,如表2所示。

表2 标定试验结果

Table 2 Results of calibration experiment

参数	X_r/mm	Y_r/mm	Z_r/mm	$A_r/(\circ)$	$B_r/(\circ)$	$C_r/(\circ)$
数值	2614.63	1173.67	490.06	55.31	-0.08	-0.21

4 补偿实验

由于这种标定方法依赖于机器人控制器给出的末端位姿结果,这对标定精度具有一定的影响,因此应用标定结果控制机器人到达指定靶标点时的直接定位精度不一定很高。另外,串联机器人本身的直接定位精度并不高,即使应用精确测量仪器的标定方法也只能在一定程度上提高直接定位精度,若进一步提高串联机器人的定位精度,则需要对机器人进行位姿补偿进而达到目标点。

补偿实验的过程:①在机器人末端贴3个靶标点;②记录下机器人操作面板初始位姿、初始位姿下机器人末端靶标点在测量坐标系的坐标以及目标靶标点在测量坐标系的坐标;③通过控制串联机器人运动使末端的3个靶标点与目标靶标点重合,记录运动完成后机器人位姿及3个靶标点坐标;④若3个靶标点没有与目标靶标点重合,运用补偿算法得到机器人的运动位姿控制机器人运动,记录运动后的3个靶标点坐标。

4.1 原理

本文根据等价变换法提出了一种新的位姿补偿算法,并且在之后的补偿实验中证明了这种新补偿算法比一种通用的补偿算法具有更高的补偿精度。

通用补偿算法原理:根据初始位姿靶标点和目标靶标点可以计算出目标位姿,控制机器人运动到目标位姿后,靶标点并未与目标靶标重合。根据此时测量得到的当前靶标点坐标和初始位姿的靶标点可以得到此时测量的位姿,用目标位姿减去测量得到的位姿得到位姿变化量 ΔD ,然后将位姿变化量加上当前面板位姿作为目标位姿进行机器人的补偿运动。

$$(X' \ Y' \ Z' \ A' \ B' \ C') = (X \ Y \ Z \ A \ B \ C) + \Delta D \quad (14)$$

新补偿算法原理如图5所示,当机器人达到目标位姿时,测量当前靶标点 P_1 、 P_2 、 P_3 并未与目标靶标 ${}^m P_1$ 、 ${}^m P_2$ 、 ${}^m P_3$ 重合,由等价变换法可知,当

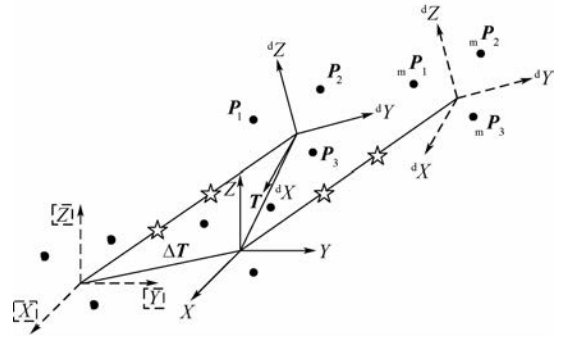


图5 新补偿算法原理

Fig. 5 Principle of the new compensation algorithm

前靶标点与目标靶标点相差一个变换矩阵 ΔT ,将这个变换矩阵与当前面板位姿得到的变换矩阵 T 相乘即可作为目标位姿进行机器人的补偿运动。当然这种新的补偿算法也具有通用性。

$$\Delta T = \text{SVD}({}^m P_{1-3}, P_{1-3}) \quad (15)$$

$$T' = \Delta T \cdot T \quad (16)$$

式中: T' 为补偿或运动需要达到的目标位姿; T 为根据当前面板位姿信息得到的位姿矩阵; $\text{SVD}({}^m P_{1-3}, P_{1-3})$ 为应用SVD法得到当前靶标点相对于目标靶标点的变换矩阵。

4.2 分析

为了验证新的补偿算法比通用补偿算法具有更高的补偿精度,首先进行的补偿实验是分别应用2种补偿算法控制机器人由相同的初始位姿运动到相同的目标靶标,然后为了验证新的补偿算法较高的补偿精度不是偶然因素产生的,进行多次实验验证这种新补偿算法。

按照通用补偿算法原理进行补偿实验得到数据如表3所示。

以运动完成后靶标点与目标靶标点的距离作为误差的数值量,给出3个靶标点补偿前和补偿后的误差值计算表,如表4所示。

按照新补偿算法原理进行补偿实验得到数据如表5所示。

表3 通用补偿算法补偿实验靶标数据记录

Table 3 Target data records in compensation experiment with universal compensation algorithm mm

靶标序号	初始靶标	目标靶标	补偿前	补偿后
靶标点1	-1408.80	-1455.28	-1455.39	-1455.30
	1398.80	1263.11	1263.22	1263.21
	1027.63	848.95	849.21	848.94
靶标点2	-1416.39	-1463.87	-1463.99	-1463.87
	1347.08	1211.64	1211.75	1211.74
	1081.34	902.76	903.00	902.74
靶标点	-1416.51	-1450.18	-1450.29	-1450.18
	1400.22	1262.90	1263.00	1263.00
	1140.48	961.97	962.22	961.95

根据误差的数值量表示,给出 3 个靶标点补偿前和补偿后的误差值计算表,如表 6 所示。

为了验证新的补偿算法较高补偿精度不具有偶然性,需要进行多组补偿实验进行验证,下面给出另一组实验数据。将 3 个机器人末端靶标拆掉后重新粘贴靶标,并根据新补偿算法重新进行补偿实验。对补偿数据进行记录及处理如表 7 所示。

由表 3 ~ 表 6,基于等价变换法的新补偿算法比通用补偿算法具有较高的补偿精度,经过一次补偿后,新的补偿算法精度能够达到 0.03 mm 以内,而通用的补偿算法只能达到 0.10 mm。由

表 4 通用补偿算法补偿前后靶标误差值

Table 4 Target error values before and after universal compensation algorithm mm

过程	靶标点 1	靶标点 2	靶标点 3
补偿前	0.30	0.29	0.29
补偿后	0.10	0.10	0.10

表 5 新补偿算法补偿实验靶标数据记录 1

Table 5 Target data record 1 in compensation experiment with the new compensation algorithm mm

靶标序号	初始靶标	目标靶标	补偿前	补偿后
靶标点 1	-1408.82	-1455.28	-1455.34	-1455.30
	1398.83	1263.11	1263.31	1263.13
	1027.55	848.95	849.28	848.95
靶标点 2	-1416.41	-1463.87	-1463.94	-1463.88
	1347.13	1211.64	1211.85	1211.66
	1081.25	902.76	903.07	902.75
靶标点 3	-1416.52	-1450.18	-1450.25	-1450.18
	1400.27	1262.90	1263.10	1262.91
	1140.39	961.97	962.29	961.97

表 6 新补偿算法补偿前后靶标误差值

Table 6 Target error values before and after the new compensation algorithm mm

过程	靶标点 1	靶标点 2	靶标点 3
补偿前	0.39	0.38	0.39
补偿后	0.03	0.02	0.02

表 7 新补偿算法补偿实验靶标数据记录 2

Table 7 Target data record 2 in compensation experiment with the new compensation algorithm mm

靶标序号	初始靶标	目标靶标	补偿前	补偿后
靶标点 1	-1630.62	-1470.65	-1470.99	-1470.67
	631.62	385.45	385.36	385.43
	888.57	875.46	876.05	875.47
靶标点 2	-1632.82	-1458.37	-1458.74	-1458.38
	681.02	434.08	433.99	434.06
	940.35	926.55	927.13	926.57
靶标点 3	-1648.09	-1473.47	-1473.83	-1473.49
	611.25	364.67	364.57	364.65
	947.85	937.06	937.64	937.08

表 5 ~ 表 8,在应用本文中标定方法得到的位姿,并结合本节中新补偿算法后,机器人能够达到很高的定位精度,精度值约为 0.03 mm。为达到更高精度,可进行第 2 次、第 3 次补偿运动。

表 8 补偿前后靶标误差值

Table 8 Target error values before and after compensation mm

过程	靶标点 1	靶标点 2	靶标点 3
补偿前	0.69	0.69	0.69
补偿后	0.03	0.03	0.03

5 结论

本文提出并实施了一种等价变换建立矩阵方程实现机器人基坐标系与测量坐标系位姿快速标定的方法,通过这种标定方法结合补偿算法后,能够提高了机器人的定位精度。

1) 串联机器人仅运动 2 次得到 3 组靶标数据就可以完成机器人坐标系与测量坐标系的位姿标定,因此这种标定方法具有快速性。

2) 通过测量多组数据得到 20 组标定结果,标定结果相似,因此这种标定方法具有正确性。

3) 通过补偿实验,验证了应用标定方法得到的结果结合一种新的补偿算法后能够极大提高串联机器人的定位精度(精度约 0.03 mm)。

参考文献 (References)

[1] 王伟,刘立冬,王刚,等.基于四元数表示法的机器人基坐标系标定方法[J].北京航空航天大学学报,2015,41(3):411-417.
WANG W, LIU L D, WANG G, et al. Calibration method of robot base frame by quaternion form [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41 (3): 411-417 (in Chinese).

[2] 宋月娥,吴林,张连新,等.弧焊机器人离线编程系统标定模块的开发[J].机器人,2001,23(7):695-697.
SONG Y E, WU L, ZHANG L X, et al. Calibration module development of arc welding robot off-line programming system [J]. Robot, 2001, 23(7): 695-697 (in Chinese).

[3] 齐飞,平雪良,刘洁,等.关于工业机器人标定方法的研究[J].机床与液压,2015,43(21):32-36.
QI F, PING X L, LIU J, et al. Research of calibration method on industrial robot [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2015, 43 (21): 32-36 (in Chinese).

[4] 张博,魏振忠,张广军.机器人坐标系与激光跟踪仪坐标系的快速转换方法[J].仪器仪表学报,2010,31(9):1986-1990.
ZHANG B, WEI Z Z, ZHANG G J. Rapid coordinate transformation between a robot and a laser tracker [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31 (9): 1986-1990 (in Chinese).

- [5] GAN Z, ROSSANO G, LI X, et al. Method for calibrating and programming of a robot application: US, Patent 6,822,412[P]. 2004-11-23.
- [6] GU X, FENG C. A calibration procedure for a system of two coordinated manipulators [J]. International Journal of Robotics and Automation, 1995, 10(4):152-158.
- [7] 任永杰, 郝继贵, 杨学友, 等. 利用激光跟踪仪对机器人进行标定的方法 [J]. 机械工程学报, 2007, 43(9):195-199.
REN Y J, ZHU J G, YANG X Y, et al. Method of robot calibration based on laser tracker [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2007, 43(9):195-199 (in Chinese).
- [8] NUBIOLA A, BONEV I A. Absolute calibration of an ABB IRB 1600 robot using a laser tracker [J]. Robotics and Computer Integrated Manufacturing, 2013, 29(1):236-245.
- [9] 黄晓辰, 张明路, 张小俊, 等. 机器人坐标系建立的改进 DH 法 [J]. 农业机械学报, 2014, 45(10):313-319.
HUANG X C, ZHANG M L, ZHANG X J, et al. Improved DH method to build robot coordinate system [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2014, 45(10):313-319 (in Chinese).
- [10] 戚祯祥, 叶超强, 吴建华, 等. 基于 MDH 模型的工业机器人标定算法与实验研究 [J]. 制造业自动化, 2015, 37(2):15-18.
QI Z X, YE C Q, WU J H, et al. Research on the algorithm and experiment of robot calibration based on MDH model [J]. Manufacturing Automation, 2015, 37(2):15-18 (in Chinese).
- [11] 周爱国, 周飞, 吕刚, 等. 关节臂式坐标测量机的运动学与工作空间分析 [J]. 机械传动, 2015, 39(1):48-51.
ZHOU A G, ZHOU F, LV G, et al. Kinematics and workspace analysis for articulated arm coordinate measuring machine [J]. Journal of Mechanical Transmission, 2015, 39(1):48-51 (in Chinese).
- [12] 李新友, 陈五一. 基于奇异值分解的刚体位姿误差检测方法 [J]. 计算机集成制造系统, 2011, 17(9):1981-1987.
LI X Y, CHEN W Y. Detection of pose errors for a rigid body based on singular value decomposition method [J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2011, 17(9):1981-1987 (in Chinese).
- [13] 黄鹏, 王青, 丽江熊, 等. 激光跟踪仪三维坐标转换综合优化方法 [J]. 计算机集成制造系统, 2015, 21(11):2912-2920.
HUANG P, WANG Q, LI J X, et al. Comprehensive optimization for three-dimensional coordinate transformation of laser tracker [J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2015, 21(11):2912-2920 (in Chinese).
- [14] CAYLEY A. On the motion of rotation of a solid body [J]. Cambridge Mathematic Journal, 1843, 3:224-232.
- [15] RODRIGUES O. Des lois géométriques qui régissent les déplacements d'un système solide dans l'espace, et de la variation de ses coordonnées provenant de ses déplacements considérés indépendamment des causes qui peuvent les produire [J]. Journal des Mathématiques Pures et Appliquées, 1840, 5:380-440.
- [16] 陶武勇, 鲁铁定, 吴飞, 等. 罗德里格矩阵坐标变换模型的结构总体最小二乘估计 [J]. 工程勘察, 2015(4):56-60.
TAO W Y, LU T D, WU F, et al. Algorithm of structure total least squares in coordinate transformation based on Lodrigues matrix [J]. Geotechnical Investigation & Surveying, 2015(4):56-60 (in Chinese).

作者简介:

范明争 男, 硕士研究生。主要研究方向: 应用机器人的数字化装配。

韩先国 男, 博士后, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 并联设备及柔性装配。

Precision improvement method for serial robot localization based on a new calibration and compensation strategy

FAN Mingzheng, HAN Xianguo*

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

Abstract: Before the localization operation, the serial robot position relationship between base coordinate system and measurement coordinate system needs to be demarcated. For the hidden robot base and flange coordinate systems of serial mechanism, a kind of equivalent transformation method is presented in this paper, which is combined with the application of the target-points coordinate measurement data at the end of the robot using laser tracker to establish the calibration matrix equation. Calibration equation can be transformed into the ternary quadratic matrix equation form by Rodrigo matrix. Then the matrix equation between the robot base and measurement coordinate systems can be solved by using least square method and Newton iteration method. This method is verified by calibration test and 20 groups of calibration results are obtained. The calibration results combined with a position compensation algorithm can greatly improve the localization precision of robot.

Keywords: robot; calibration; equivalent transformation method; compensation; localization precision

Received: 2016-01-13; **Accepted:** 2016-04-15; **Published online:** 2016-05-04 14:06

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160504.1406.002.html

Foundation items: National Defense Basic Scientific Research Program of China (A0320132007); National Science and Technology Major Project (2010ZX04007-052)

* **Corresponding author.** E-mail: hanxianguo2003@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0079

飞翼布局飞机阵风减缓主动控制风洞试验



杨俊斌, 吴志刚*, 戴玉婷, 马成骥, 杨超

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 飞翼布局飞机具有优越的隐身和气动特性,但由于布局原因无法配置常规控制面,因此常规布局飞机的阵风减缓控制方法不再适用。针对大展弦比飞翼布局飞机,设计了风洞模型、具有沉浮和俯仰2个方向自由度的支持系统以及能够产生连续正弦阵风的阵风发生器,采用经典控制律理论设计了能够同时减缓翼尖过载和翼根弯矩的3组控制方案,开展了阵风减缓主动控制风洞试验,对开、闭环试验数据进行了分析。试验数据表明,和正常式布局飞机不同,阵风引起的飞翼布局飞机的翼尖过载和翼根弯矩在俯仰模态对应的频率处有一个很大的峰值,而在一弯频率附近峰值比较小;对于不同控制面组合,阵风减缓效果不一样;对于飞翼布局飞机,选用合适的控制面组合可以有效减缓阵风载荷和阵风响应。

关键词: 气动伺服弹性; 飞翼布局; 阵风减缓; 主动控制; 风洞试验

中图分类号: V215.3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0184-09

飞机在大气紊流场中飞行时会发生紊流颠簸,紊流颠簸主要会带来以下影响^[1]:①产生附加载荷,增加翼尖过载和翼根弯矩;②影响驾驶员的正常操纵和乘员的舒适性;③缩短结构的疲劳寿命。飞翼构型是未来飞机布局设计的主要方向之一,和传统的飞机布局相比,它的气动外形是一个完整的机翼,翼载较小,结构的柔性较大,更容易受到阵风干扰。传统的阵风载荷减缓的方法主要包括结构设计和主动控制技术,其中主动控制技术是目前比较常用的方法。与常规布局飞机相比,飞翼布局飞机阵风载荷减缓的特点主要包括:①飞翼布局飞机控制面比较多,在阵风载荷减缓时需要考虑多种控制面组合的减缓效率;②飞翼布局造成机身较短,飞机的短周期俯仰模态的频率比较高,接近飞机的一阶弯曲频率,需要考虑刚弹耦合问题;③飞翼布局飞机的静稳定性一般比较差,在选取操纵面进行阵风载荷减缓时,有可能

会造成飞机静不稳定。上述问题的存在给飞翼布局飞机阵风载荷减缓带来了比较大的困难。因此,针对飞翼布局飞机研究的阵风减缓主动控制技术对提高飞翼布局飞机的性能具有重要意义。

国外进行阵风响应减缓研究开展较早也较为成熟,主要采用主动控制技术控制操纵面的偏转来实现阵风响应的减缓。20世纪七八十年代,美国在B-52、DC-10和C-5A等机型上进行阵风减缓主动控制风洞试验和飞行试验^[2-4]。2006年,Karpel等^[5]针对不同控制面对阵风载荷的减缓效果进行了一定的研究,通过试验证明了翼下控制面和翼尖控制面比副翼的减缓效率更高。2007年,美国完成了飞翼传感飞行器的气动弹性模型的风洞试验,希望通过阵风减缓降低结构质量从而增加飞行器的航程和承载能力^[6-7]。2007—2010年,波音公司进行了为期4年的联翼传感器飞机的气动弹性模型的风洞试验,通过阵风减缓

收稿日期: 2016-01-22; 录用日期: 2016-04-22; 网络出版时间: 2016-06-14 14:18

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160614.1418.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(11372023)

* 通讯作者: E-mail: wuzhigang@buaa.edu.cn

引用格式: 杨俊斌, 吴志刚, 戴玉婷, 等. 飞翼布局飞机阵风减缓主动控制风洞试验[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 184-192. YANG J B, WU Z G, DAI Y T, et al. Wind tunnel test of gust alleviation active control for flying wing configuration aircraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 184-192 (in Chinese).

主动控制技术提高了飞机质心位置的静稳定性,明显降低了飞机的阵风载荷峰值,证明了波音联翼传感器飞机结构和飞控耦合的弹性飞机设计过程^[8-9]。

国内的杨超和吴志刚等^[10-12]对于阵风减缓也做了相应的研究,主要是采用较为经典的控制律达到阵风减缓的目的,研究对象多为机翼或在常规布局形式的基础上展开。刘伏虎等^[13]建立了耦合俯仰自由度的弹性无人机的阵风响应的状态空间模型,研究了飞翼布局无人机的阵风减缓的控制方案。国内到目前为止尚没有飞翼布局模型的阵风减缓风洞试验。

本文针对某飞翼布局飞机,介绍了阵风减缓主动控制风洞试验系统的各个子系统,分析了开、闭环试验数据,得出设计能够同时减缓飞翼布局模型的翼尖过载和翼根弯矩的控制方法的相关规律。

1 试验概述

本次试验的目的是研究飞翼布局飞机的阵风减缓主动控制技术,通过主动控制技术减缓翼尖过载和翼根弯矩。如图 1 所示,阵风减缓主动控制风洞试验主要包括飞机模型、支持系统、阵风发生器以及测控系统等子系统。

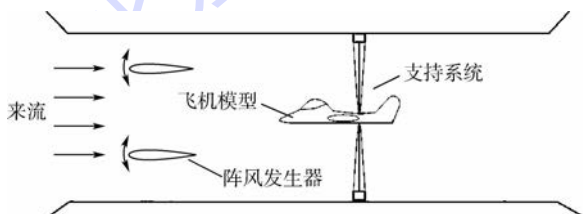


图 1 试验假想图

Fig. 1 Test imaginary graph

2 飞机模型设计

2.1 总体设计

试验模型为飞翼布局的大展弦比半模飞机。模型的半展长为 1.8 m,质量为 5.837 g。具体的几何参数如表 1 所示。

表 1 模型几何参数

Table 1 Model geometric parameters

项目	参数
翼展/m	0.8
根部弦长/m	0.6
梢部弦长/m	0.2
前缘后掠角/(°)	20
机身后缘前掠角/(°)	57.4
机翼后缘后掠角/(°)	20
翼型	NACA0015

如图 2 所示,模型一共有 5 个控制面,前缘有 1 个,记为 LE 舵面;后缘有 4 个,沿着翼展方向由内向外分别记为 TE1、TE2、TE3 以及 TE4 舵面。每个舵面由电动舵机通过连杆机构带动。模型的质心处布置了角速度传感器,翼根处布置了应变片,翼尖处布置了加速度传感器。可以分别测量模型的质心角速度,翼根弯矩和翼尖加速度。

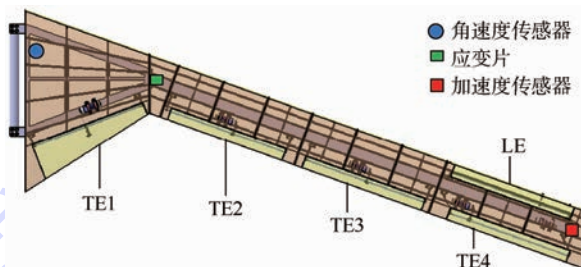


图 2 模型总体设计及结构图

Fig. 2 Overall design and structure of model

2.2 结构设计

2.2.1 结构动力学特性分析

结构动力学特性分析是计算飞机阵风响应的基础。采用 MSC/NASTRAN 软件计算其动力学特性。在不考虑气动力时,模型的重要模态如表 2 所示。

模型的一弯如图 3 所示,黑色实线模型表示变形之后的状态,红色直线表示一弯模态的 2 条节线位置。考虑沉浮和俯仰模态之后,模型的一弯不再是垂直一弯,还包括俯仰的分量。

考虑到试验风速范围为 16 ~ 24 m/s,因此,模型的颤振速度应该大于 30 m/s。利用频率匹配(PK)法计算颤振,颤振速度为 32.5 m/s,频率为 5.87 Hz,颤振型为一弯、二弯和俯仰模态的耦合。故该模型符合试验条件。

表 2 模态分析

Table 2 Modal analysis

模态阶数	模态描述	频率/Hz
1	沉浮	0
2	俯仰	0
3	一弯	2.56
4	面内一弯	6.88
5	二弯	8.16
6	一扭	27.57

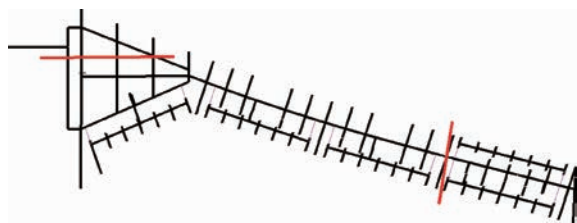


图 3 一弯振型

Fig. 3 First-order bending formation

2.2.2 结构详细设计

模型的结构设计图如图2所示。通过上述模型的结构动力学特性分析,可以确定模型的主要结构型式及截面尺寸。机身和机翼梁通过2个耳片连接。机翼采用单梁结构,矩形截面材料为7075-T651超硬铝合金,木质翼盒起维形作用。机翼由若干个翼盒组成,每个翼盒由3个翼肋组成,其中只有中间翼肋和翼梁相连,保证翼盒产生的气动力能够传递到翼梁上。各个翼盒段之间不相连,其目的是保证各个翼盒段只是起维形作用,避免提供给机翼附加刚度。

3 模型支持系统设计

本次风洞试验要求模型具有沉浮和俯仰2个方向的自由度,因此,和模型连接的支持系统应该提供这2个方向的自由度,并且对模型的刚体运动无弹性约束。支持系统的详细结构^[14]如图4所示,套筒可以转动,滑块可以平动。滑块上布置了角位移传感器,通过皮带轮和套筒连接,可以测量飞机的俯仰角位移。底座的一侧布置了线位移传感器,线位移传感器的线头和滑块固连,从而可以测量飞机的沉浮位移。

如图5所示,在风洞试验时,支持系统的底座和风洞地板固连,飞机模型通过根部的圆轴和支持系统的套筒固连,从而可以实现沉浮和俯仰运动。

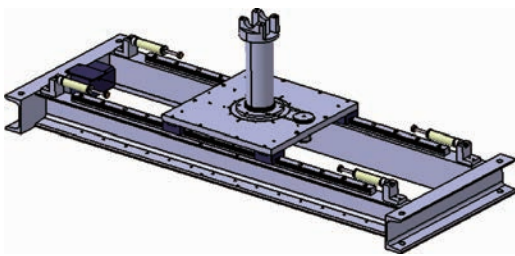


图4 支持系统

Fig. 4 Support system

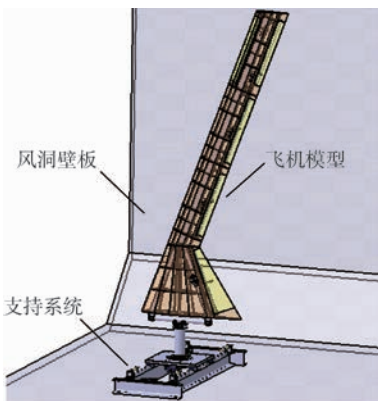


图5 风洞装配图

Fig. 5 Wind tunnel assembly diagram

4 阵风发生器

本次试验的目的之一是研究飞翼布局模型对特定频率阵风扰动的响应情况,因此,需要一种能产生不同频率的正弦型纵向扰动的阵风发生器。如图6所示,阵风发生器放置在模型的前方,距离模型前缘2.4 m。



图6 风洞现场安装图

Fig. 6 Wind tunnel site installation diagram

阵风可用以下的函数表示^[15]:

$$w_g = w_{g\max} \sin(2\pi ft)$$

式中: w_g 为试验模型安装处纵向阵风扰动的强度; $w_{g\max}$ 和 f 分别为阵风扰动的幅值和频率; t 为时间。本次试验阵风的指标拟定为:纵向阵风扰动幅值 $w_{g\max} = 1 \text{ m/s}$ 左右,频率 $f = 1 \sim 5 \text{ Hz}$ 。

5 试验测控系统

试验测控系统主要包括数据采集与试验监控模块和计算机控制模块两部分。计算机控制模块主要包括控制方案和软、硬件实现。

5.1 数据采集与试验监控模块

数据采集与试验监控模块如图7所示。该系统主要包括传感器、稳压电源、低通滤波器、数据采集卡、动态应变仪、试验监控平台等设备^[10]。

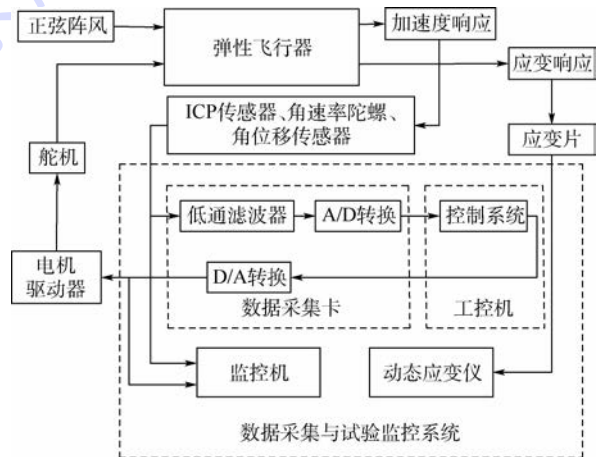


图7 数据采集与试验监控模块

Fig. 7 Data acquisition and test monitoring module

稳压电源的作用是给各类传感器供电。低通滤波器的作用是将某些采集信号中的高频噪声信号滤掉。数据采集卡的作用是将传感器采集的模拟电压信号转换成数字信号。动态应变仪的作用是用于采集机翼根部弯矩数据。试验监控平台的作用是保存数据并实时监控试验数据,保证试验模型的安全。

5.2 计算机控制模块

5.2.1 控制方案设计

飞翼布局全机阵风减缓控制系统的目标是减小阵风引起的翼尖过载以及翼根弯矩载荷。阵风减缓控制系统选取质心附近的俯仰角速率、俯仰角位移和翼尖过载作为反馈信号,选取 TE1、TE3、TE4 和 LE 作为阵风减缓控制系统的控制面。

考虑到试验条件是放开飞机的沉浮和俯仰运动,以及直接升力反馈的控制思想,因此,阵风减缓控制既要减缓俯仰方向的运动,同时也要减缓翼尖过载以及附加载荷。阵风减缓控制回路主要包括 TE1 回路、TE3 回路、TE4 回路和 LE 回路,各回路的反馈参数如图 8 所示。

TE1 回路采用比例反馈控制,角位移和角速率信号分别由角位移传感器和角速率传感器测得。TE2、TE3 和 TE4 回路都是采用比例和积分反馈控制,翼尖过载由翼尖加速度计测得,每个回路上面的增益是比例系数,下面的增益是积分系

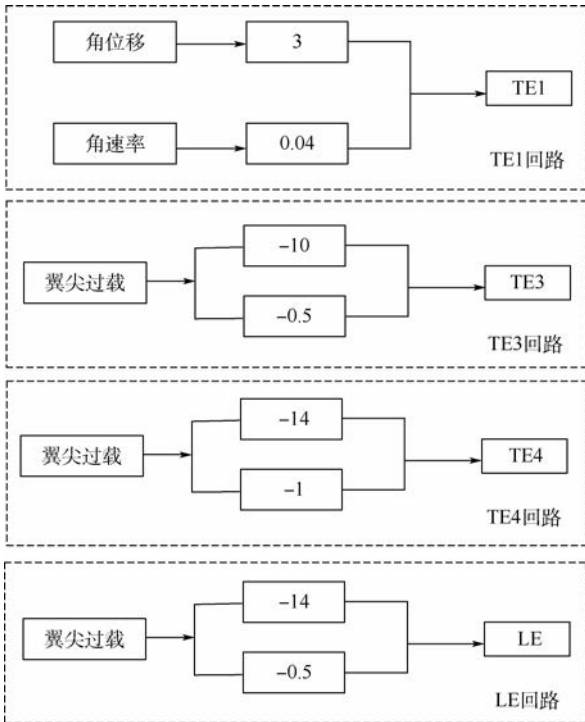


图 8 各回路反馈参数

Fig. 8 Feedback parameters of each loop

数。TE1 回路的控制结构是以俯仰角速率和角位移作为反馈信号,主要用于抑制飞机俯仰方向的运动。TE3 回路、TE4 回路和 LE 回路的控制结构是以翼尖过载作为反馈信号,主要用于抑制弹性模态引起的翼尖过载以及附加载荷。

根据阵风减缓控制回路作用的不同,设计了 3 种阵风减缓控制方案。如表 3 所示,这 3 种方案中抑制俯仰模态引起的俯仰运动的回路相同,即上述的 TE1 回路,不同的是抑制翼尖过载的回路。

表 3 不同控制方案控制回路组成

Table 3 Control loop composition of different control schemes

控制方案	TE1 回路	TE3 回路	TE4 回路	LE 回路
1	√	×	√	√
2	√	×	√	×
3	√	√	×	√

5.2.2 软件和硬件实现

测控系统通过虚拟仪器实现。虚拟仪器是按照仪器需求组织的数据采集系统。对虚拟仪器来说,硬件设备的作用是完成数据的采集和发送,而运算和控制全部由软件实现。本试验测控系统采用美国 NI 公司的 Labview 软件编写。风洞模型的阵风减缓回路增益通过试验控制系统界面平台发送给控制计算机。

6 试验结果分析与讨论

6.1 开环阵风响应分析

为了保证试验模型的安全,同时得到比较好的试验结果,确定试验风速分别为 16、18、20、22 m/s,阵风频率分别为 1.0、1.2、1.5、1.8、2.0、2.5、3.0、3.5、4.0、4.5、5.0 Hz。在考虑气动力时,由于气动刚度的影响,模型的俯仰模态的频率不再为零,会随着风速的增加而增加。如图 9 所示,风速为 16 m/s,阵风频率为 1.0 Hz 时,对开环翼尖过载响应作快速傅里叶变换,可以看到翼尖过载响应不仅在 1.0 Hz 处有一个峰值,在 1.2 Hz 附近也有一个峰值。通过分析可以知道 1.2 Hz 为俯仰模态对应的频率。同理,如图 10 所示,风速为 18 m/s 时,俯仰模态的频率为 1.25 Hz;风速为 20 m/s 时,俯仰模态的频率为 1.35 Hz;风速为 22 m/s 时,俯仰模态的频率为 1.45 Hz。

如图 11 和图 12 可知,在风速为 16 m/s 和 18 m/s 时,阵风引起的翼尖过载和翼根弯矩在 1.2 Hz 附近有较大的峰值,在风速为 22 m/s 时,阵风引起的翼尖过载和翼根弯矩在 1.5 Hz 附近有

较大的峰值。结合上一段中俯仰模态的频率可知,这些峰值是由模型的俯仰模态引起的。由于俯仰模态的频率随着风速的增加而增加,故随

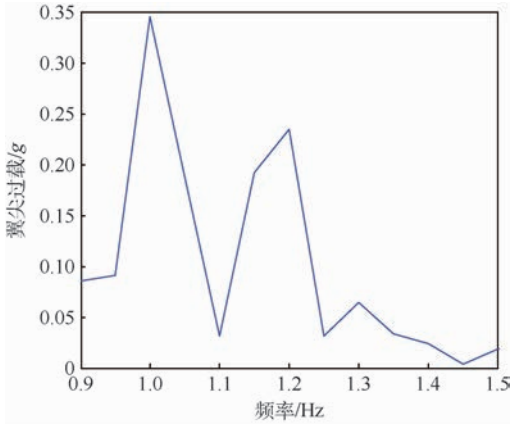


图9 风速为 16 m/s,阵风频率为 1.0 Hz 时,开环翼尖过载频响图

Fig.9 Frequency response graph of open-loop wing tip overload when wind speed is 16 m/s and gust wind frequency is 1.0 Hz

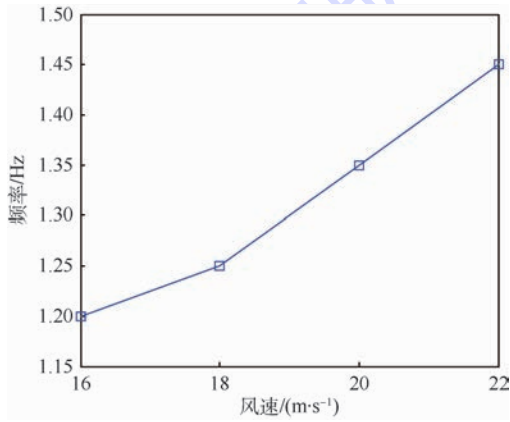


图10 不同风速下,模型俯仰模态的频率

Fig.10 Model's pitch mode frequency at different wind speed

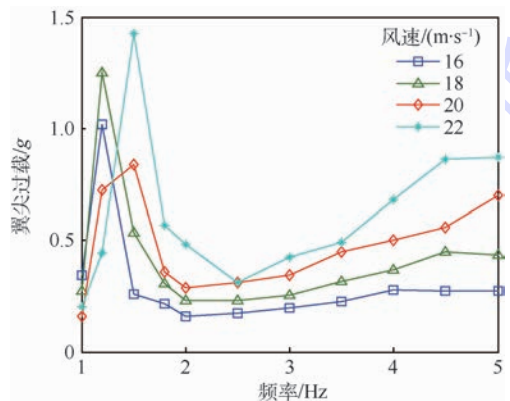


图11 不同风速和不同频率的开环翼尖过载

Fig.11 Open-loop wing tip overload at different wind speed and frequency

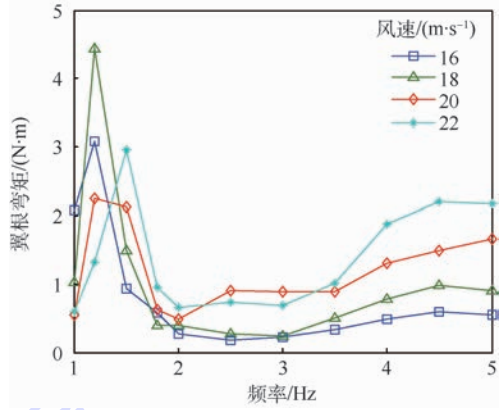


图12 不同风速和不同频率的开环翼根弯矩

Fig.12 Open-loop wing root bending moment at different wind speed and frequency

着风速增加,峰值会沿着频率增大的方向移动。在风速为 20 m/s 时,俯仰模态对应的频率为 1.35 Hz,由于试验条件的限制,试验中没有吹 1.35 Hz 的阵风,因此阵风引起的翼尖过载和翼根弯矩没有俯仰模态对应的峰值,在 1.2 Hz 和 1.5 Hz 附近有一个相对较小的峰值。

6.2 阵风减缓结果分析

6.2.1 3种控制方案在不同频率下的减缓效果

当风速为 18 m/s 时,针对 3 种控制方案,根据风洞试验得到的开环与闭环系统的翼尖过载的减缓效果如图 13 及表 4 所示。

由于阵风引起的翼尖过载的能量主要集中在低频段,因此这里只关注阵风频率为 1.2 ~ 1.8 Hz 的减缓效果。根据表 4 可知,3 种控制方案针对翼尖过载的最大的峰值都有减缓,其中控制方案 2 的减缓效果最明显,为 46.5%;控制方案 3 针对 1.2 ~ 1.8 Hz 3 个频率点都有明显的减缓,为 19% ~ 35%。考虑到翼尖过载的峰值要比其他频率点对应的值大很多,故可认为在风速 18 m/s 时,控制律方案对翼尖过载的减缓效果最好。

当风速为 18 m/s 时,针对 3 种控制方案,根据风洞试验得到的开环与闭环系统的翼根弯矩的减缓效果如图 14 及表 5 所示。3 种控制方案下翼根弯矩随阵风频率的变化趋势和翼尖过载的相似,这里就不详细分析了。

由上述分析可知,同一控制方案在不同阵风频率下的减缓效果不同,不同控制方案在同一阵风频率下的减缓效果不同;在风速为 18 m/s 时,3 种控制方案针对翼尖过载和翼根弯矩的最大的峰值都有减缓,在其他频率点可能会有所增大,但是考虑到峰值比其他频率点对应的值大很多,这种增大可以忽略不计。

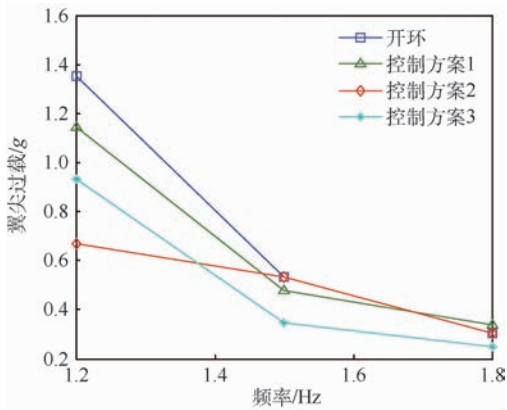


图 13 3 种控制方案在不同频率下的翼尖过载

Fig. 13 Wing tip overload of three control schemes at different frequency

表 4 3 种控制方案在不同频率下的翼尖过载减缓效果

Table 4 Wing tip overload alleviation effect of three control schemes at different frequency

频率/Hz	减缓效果/%		
	控制方案 1	控制方案 2	控制方案 3
1.2	9.2	46.5	25.6
1.5	10.2	-0.2	35.0
1.8	-10.5	-0.1	19.0

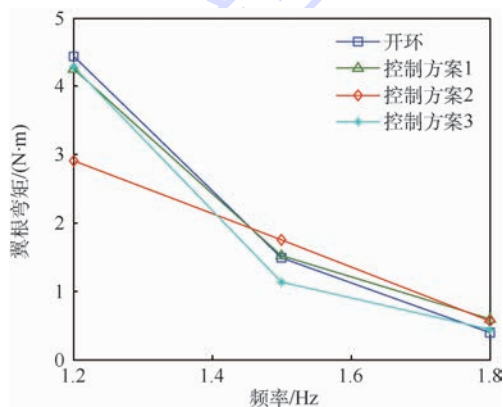


图 14 3 种控制方案在不同频率下的翼根弯矩

Fig. 14 Wing root bending moment of three control schemes at different frequency

表 5 3 种控制方案在不同频率下的翼根弯矩减缓效果

Table 5 Wing root bending moment alleviation effect of three control schemes at different frequency

频率/Hz	减缓效果/%		
	控制方案 1	控制方案 2	控制方案 3
1.2	4.5	34.6	3.4
1.5	-2.7	-18.4	23.8
1.8	-48.3	-40.0	-11.7

6.2.2 3 种控制方案在不同风速下的减缓效果

通过前面开环响应的分析可知,风速为 18 m/s 时,阵风引起的翼尖过载在 1.2 Hz 处有一个极大值;风速为 20 m/s 时,阵风引起的翼尖过

载在 1.5 Hz 处有一个极大值;风速为 22 m/s 时,阵风引起的翼尖过载在 1.5 Hz 处有一个极大值。在不同风速时,3 种控制方案针对这些极大值的减缓效果如图 15 及表 6 所示。

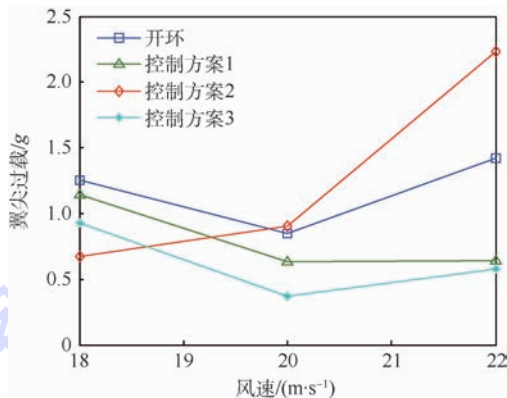


图 15 3 种控制方案在不同风速下的翼尖过载

Fig. 15 Wing tip overload of three control schemes at different wind speed

表 6 3 种控制方案在不同风速下的翼尖过载减缓效果

Table 6 Wing tip overload alleviation effect of three control schemes at different wind speed

风速/(m · s ⁻¹)	减缓效果/%		
	控制方案 1	控制方案 2	控制方案 3
18	9.2	46.5	25.6
20	25.5	-6.5	56.1
22	55.2	-56.7	59.2

根据相关图表可知,控制方案 1 和 3 在风速为 18 ~ 22 m/s 时,对翼尖过载都有明显的减缓,分别为 9.2% ~ 55.2% 以及 25.6% ~ 59.2%。控制方案 2 随着风速的增加,减缓效果逐渐变差,风速为 22 m/s 时,对翼尖过载反而增大了 56.7%。如图 16 和图 17 所示,通过分析试验数据可以发现,控制方案 2 在风速为 22 m/s,阵风频率为 1.5 Hz 条件下,2 个减缓舵面都已经满偏(试验时舵面限幅为 20°),因此造成减缓效果变差。而控制方案 1 和 3 都有 3 个减缓舵面,减缓效果随着风速的增加而增加。

在不同风速时,3 种控制方案针对翼根弯矩极大值的减缓效果如图 18 及表 7 所示。3 种控制方案下翼根弯矩随风速的变化趋势和翼尖过载的相似,这里就不详细分析了。

由上述分析可知,同一控制方案在不同风速下的减缓效果不同,不同控制方案在同一风速下的减缓效果不同;合适的控制方案针对不同风速下的翼尖过载和翼根弯矩的最大的峰值都有减缓。

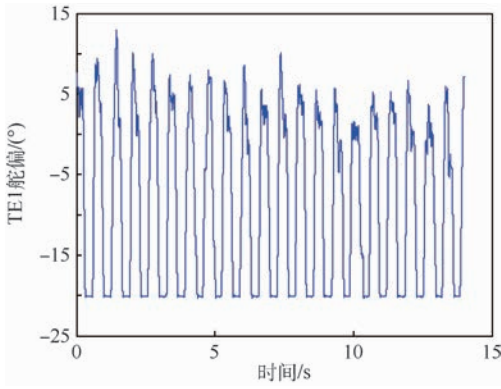


图 16 TE1 舵面的舵偏

Fig. 16 Rudder deflection of TE1 rudder

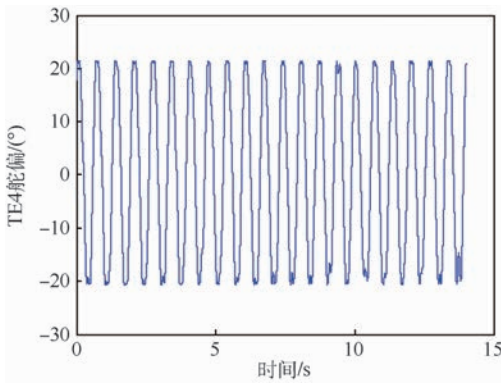


图 17 TE4 舵面的舵偏

Fig. 17 Rudder deflection of TE4 rudder

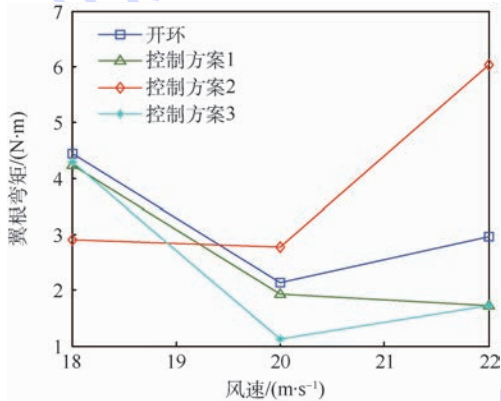


图 18 3 种控制方案在不同风速下的翼根弯矩

Fig. 18 Wing root bending moment of three control schemes at different wind speed

表 7 3 种控制方案在不同风速下的翼根弯矩减缓效果
Table 7 Wing root bending moment alleviation effect of three control schemes at different wind speed

风速/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	减缓效果/%		
	控制方案 1	控制方案 2	控制方案 3
18	4.5	34.6	3.4
20	9.7	-30.0	47.2
22	41.4	-104.5	41.7

6.2.3 控制方案 1 在时域下的减缓效果

风速为 22 m/s、阵风频率为 1.5 Hz 时,控制方案 1 和开环的翼尖过载和翼根弯矩随时间的变化分别如图 19 和图 20 所示,从图中可以看出翼尖过载有明显的减缓,翼根弯矩有一定程度的减缓。

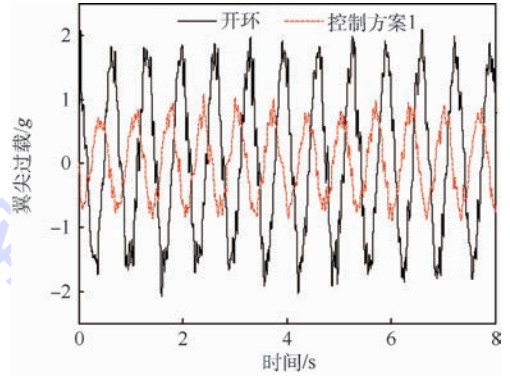


图 19 控制方案 1 和开环在时域下的翼尖过载

Fig. 19 Wing tip overload of control scheme 1 and open loop in time domain

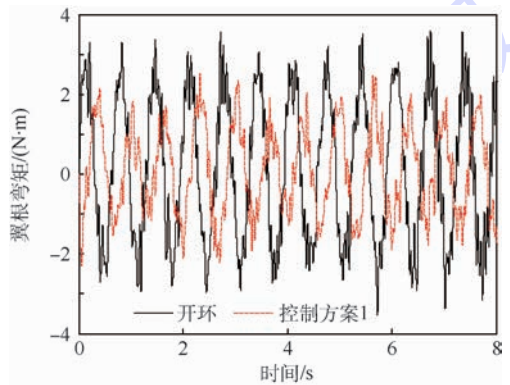


图 20 控制方案 1 和开环在时域下的翼根弯矩

Fig. 20 Wing root bending moment of control scheme 1 and open loop in time domain

7 结 论

针对大展弦比飞翼布局飞机,开展了阵风减缓主动控制与风洞试验。采用经典控制理论进行控制方案设计,并将设计的控制方案应用于低速风洞试验,通过对模型的阵风开、闭环响应数据分析,得到如下结论:

- 1) 和正常式布局飞机不同,飞翼布局飞机的阵风载荷及响应在俯仰模态对应的频率处有一个很大的峰值,而在一弯频率附近峰值较小。
- 2) 对于同一控制方案,翼尖过载和翼根弯矩的减缓效果随阵风频率和风速的不同而不同。
- 3) 对于不同控制方案,即对于不同控制面组合,翼尖过载和翼根弯矩的减缓效果不同,考虑到

飞翼布局多控制面的特性,在进行阵风减缓控制方案设计时,需要优化控制面组合。

4) 对于大展弦比飞翼布局飞机,采用阵风减缓主动控制技术,可以同时减缓翼尖过载和翼根弯矩,有利于结构的减重。

参考文献 (References)

- [1] 金长江,肖业伦. 大气扰动中的飞行原理[M]. 北京:国防工业出版社,1992:5-7.
JIN C J, XIAO Y L. Flight principle in atmosphere turbulence [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1992: 5-7 (in Chinese).
- [2] MCKENZIE J R. B-52 control configured vehicles ride control analysis and flight test; AIAA-1973-782 [R]. Reston: AIAA, 1973.
- [3] DISNEY T E. C-5A active load alleviation system[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1977, 14(2): 81-86.
- [4] WINTHER B A, SHIRLEY W A, HEIMBAUGH R M. Wind-tunnel investigation of active control technology applied to a DC-10 derivative; AIAA-1980-0771 [R]. Reston: AIAA, 1980.
- [5] KARPEL M, MOULIN B, FELDGUN V. Active alleviation of gust loads using special control surfaces; AIAA-2006-1833 [R]. Reston: AIAA, 2006.
- [6] ERIC V, ANTHONY S. Structural modal control and gust load alleviation for a sensor craft concept; AIAA-2005-1946 [R]. Reston: AIAA, 2005.
- [7] SCOTT R C, TRAVIS K. Aeroservoelastic testing of a sidewall mounted freeflying wind-tunnel model; AIAA-2008-7186 [R]. Reston: AIAA, 2008.
- [8] ERIC R. Aeroservoelastic design and test validation of the joined wing sensorcraft; AIAA-2008-7189 [R]. Reston: AIAA, 2008.
- [9] ERIC R, MARK C, BRADLEY S. Joined wing sensorcraft aeroservoelastic wind tunnel test program; AIAA-2011-1956 [R]. Reston: AIAA, 2011.
- [10] 陈磊,吴志刚,杨超,等. 多控制面机翼阵风减缓主动控制与风洞试验验证[J]. 航空学报, 2009, 30(12): 2250-2256.
CHEN L, WU Z G, YANG C, et al. Active control and wind tunnel test verification of multi-control surfaces wing for gust alleviation [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(12): 2250-2256 (in Chinese).
- [11] 陈磊,吴志刚,杨超,等. 弹性机翼阵风响应和载荷减缓与风洞试验验证[J]. 工程力学, 2011(6): 212-218.
CHEN L, WU Z G, YANG C, et al. Gust response, load alleviation and wind-tunnel experiment verification of elastic wing [J]. Engineering Mechanics, 2011(6): 212-218 (in Chinese).
- [12] 吴志刚,陈磊,杨超,等. 弹性飞机阵风响应建模与减缓方案设计[J]. 中国科学:科学技术, 2011, 41(3): 394-402.
WU Z G, CHEN L, YANG C, et al. Gust response modeling and alleviation scheme design for an elastic aircraft [J]. Science China Technological Sciences, 2011, 41(3): 394-402 (in Chinese).
- [13] 刘伏虎,马晓平,张子健. 飞翼布局无人机阵风减缓主动控制研究[J]. 机械科学与技术, 2015, 34(10): 1631-1635.
LIU F H, MA X P, ZHANG Z J. Active control of gust alleviation for glying wing configuration UAV [J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2015, 34(10): 1631-1635 (in Chinese).
- [14] WANG L B, SHEN L, CHEN L, et al. Design and analysis of a wind tunnel test model system for gust alleviation of aeroelastic aircraft; AIAA-2012-1469 [R]. Reston: AIAA, 2012.
- [15] 楚龙飞,刘晓燕,吴志刚. 阵风减缓模型风洞试验的阵风发生器设计与应用[C]//第十一届全国空气弹性学术交流会会议论文集. 北京:中国力学学会, 2009: 187-192.
CHU L F, LIU X Y, WU Z G. Design and application of gust generator for gust alleviation wind-tunnel test [C] // The eleventh National Conference on Air Elasticity. Beijing: The Chinese Society of Theoretical and Applied Mechanics, 2009: 187-192 (in Chinese).

作者简介:

杨俊斌 男,硕士研究生。主要研究方向:气动弹性分析与主动控制。

吴志刚 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:气动弹性力学与控制。

Wind tunnel test of gust alleviation active control for flying wing configuration aircraft

YANG Junbin, WU Zhigang*, DAI Yuting, MA Chengji, YANG Chao

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

Abstract: Flying wing configuration aircraft is advantageous on the characteristics of stealth and aerodynamics, but due to lack of conventional elevator and rudder, gust alleviation control method for the aircraft with conventional configuration is not suitable anymore. For the flying wing configuration aircraft with large aspect ratio, a wind tunnel model, support system with two degrees of freedom of plunging and pitching, and gust generator which is capable of generating continuous sine gust are designed. Three control schemes that can simultaneously reduce wing tip acceleration and wing root bending moment are designed using classical control law theory. Wind tunnel test of gust alleviation active control is conducted and the open and closed loop test data are analyzed. Test data show that the wing tip acceleration and the wing root bending moment due to gust of flying wing aircraft have a large peak at the frequency of pitch mode, while the peak at the frequency of first bending mode is relatively small; for different combinations of control surface, the effects of gust alleviation are different; for flying wing configuration aircraft, selecting the appropriate combination of control surfaces can effectively reduce the gust load and gust response.

Keywords: aeroservoelastic; flying wing configuration; gust alleviation; active control; wind tunnel test

Received: 2016-01-22; **Accepted:** 2016-04-22; **Published online:** 2016-06-14 14:18

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160614.1418.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11372023)

* **Corresponding author.** E-mail: wuzhigang@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0096

基于北斗卫星反射信号的海面溢油探测方法及试验



吴军, 张波*, 洪学宝, 杨东凯, 汉牟田

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 为了监测小规模固定海域的溢油状况, 针对岸基接收平台提出了一种基于北斗卫星反射信号的海面溢油探测方法, 该方法将全球导航卫星系统反射信号(GNSS-R)技术应用于岸基条件下的海面溢油探测。进行了岸基试验, 利用右旋圆极化(RHCP)天线和左旋圆极化(LHCP)天线分别采集北斗卫星直射与反射信号, 在信号同步的基础上提取卫星直射和反射信号的相关功率, 并结合北斗卫星的高度角与方位角信息, 反演目标海域的介电常数来判断海面有无溢油。试验结果表明探测表面为油面时, 介电常数反演结果均值为 3.6, 标准差为 2.13, 这与油的真实介电常数范围 2.0~4.5 一致, 远小于海水介电常数, 证明将 GNSS-R 应用到岸基海面溢油探测中具有可行性。

关键词: 全球导航卫星系统反射信号(GNSS-R); 北斗卫星反射信号; 岸基平台; 海面溢油探测; 介电常数

中图分类号: P237

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0193-07

随着海上石油工业的快速发展, 近海石油勘探规模不断扩大, 频发的溢油事故, 不但造成巨大的经济损失, 而且严重影响海洋生态环境。

目前, 海上溢油探测主要有光学和微波遥感技术^[1-2]。光学遥感技术主要有可见光、红外、紫外和激光等遥感技术, 其中可见光遥感技术受时间影响, 只能白天工作, 红外、紫外遥感技术易受外界环境的干扰, 激光遥感技术使用仪器笨重、造价昂贵^[3]。微波遥感技术主要包括辐射计和雷达遥感技术, 辐射计虽然可以实现全天候探测, 但其分辨率低, 雷达遥感是目前大范围海上溢油监测的主要手段, 但是造价高且易受海况影响, 海面过于平静或粗糙时会影响测量结果^[4]。

全球导航卫星系统反射信号(GNSS-R)技术是一种新兴的遥感手段, 源于欧空局 Martin-Neria 于 1993 年提出的利用 GPS 散射信号进行大规模

海面测高的设想^[5], L 波段信号受天气情况影响小, 设备功耗低、复杂度低, 具备全天候、全时段监测能力, 在海面风场、海洋测高、海冰探测、海洋盐度等海洋遥感方面得到广泛的应用^[6-11]。

2011 年, 西班牙 Valencia 等^[12]提出将 GNSS-R 技术用于海面溢油探测中。2013 年, Valencia 等^[13]又从反演误差和分辨率的角度进一步论证了基于 GNSS-R 海上溢油的可行性。Li 和 Huang^[14]将仿真从简化场景扩展到一般场景下(卫星仰角从 90°扩展到 0°~90°任意角度), 验证了基于 GNSS-R 溢油检测的有效性。目前, 利用 GNSS 反射信号进行海上溢油检测集中于星载或机载平台, 其基本思路是假设海风分布均匀, 根据溢油海面和干净海面散射系数分布的不同, 利用 GNSS Z-V 散射模型计算延迟多普勒图(DDM), 从中分辨出海面有无溢油。由于接收天线在星载

收稿日期: 2016-01-26; 录用日期: 2016-02-29; 网络出版时间: 2016-04-15 16:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61171070)

* 通讯作者: E-mail: bozhang@buaa.edu.cn

引用格式: 吴军, 张波, 洪学宝, 等. 基于北斗卫星反射信号的海面溢油探测方法及试验[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 193-199. WU J, ZHANG B, HONG X B, et al. Sea surface oil spill detection method using BeiDou satellite reflected signal and its experiment[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 193-199 (in Chinese).

或机载平台上,探测范围广,分辨率低,多用于大尺度海域监测。

北斗卫星导航系统(BeiDou navigation satellite System, BDS)是中国自主发展、独立运行的卫星导航系统,建设完成时将会有35颗卫星,具有全球无源服务能力^[15]。相比于GPS等其他卫星系统,利用北斗系统进行溢油探测具有以下突出优势:在卫星星座方面,北斗系统由MEO、IGSO和GEO 3种轨道卫星组成,以北斗GEO卫星为信号源,可以在处理信号时省去一般GNSS-R处理过程的定位解算环节,并且由于GEO卫星相对地球表面静止不动^[16],在岸基接收条件下能够实现固定海域的长期实时监测;在安全性方面,北斗卫星系统是中国自行开发研制,拥有自主知识产权,使用起来安全可靠度高;在可见性方面,相比其他系统卫星,北斗GEO和IGSO卫星在中国海的可见时间长,有利于对近海海域长时间连续观测。

本文针对星载平台下海上溢油探测分辨率的不足,提出了基于岸基的溢油探测方法,将接收机固定在岸基平台,以反演的介电常数和海水介电常数的差异作为海面溢油探测的判别依据,由于天线架设位置低,更适合应用到小规模海域的监测中。首先分析了卫星、接收机和反射面之间的几何关系,给出了镜面反射点的计算方法;针对岸基平台,提出了利用北斗卫星反射信号探测海面溢油的模型,并描述了北斗卫星信号接收处理的流程;进行了岸基溢油探测试验,在此基础上反演了油面的介电常数,并对反演结果进行了分析和总结。

1 基于北斗卫星反射信号的海面溢油探测

1.1 北斗卫星反射信号几何关系

北斗卫星信号反射的几何关系如图1所示,

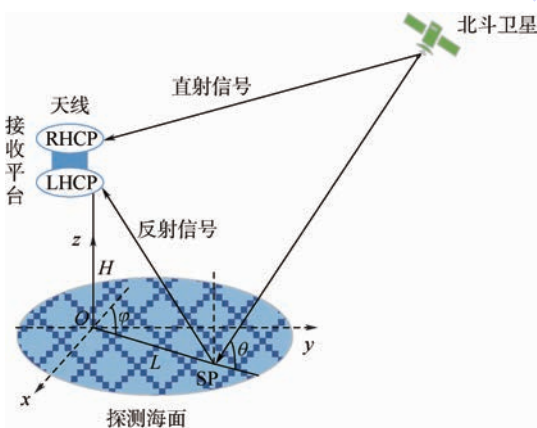


图1 北斗卫星信号反射的几何关系

其中SP为镜面反射点, θ 为卫星高度角。卫星导航信号为右旋圆极化波,经过海面反射后,变为以左旋圆极化波为主要分量的信号^[17-18]。图中RHCP天线为右旋圆极化直射信号接收天线,LHCP天线为左旋圆极化反射信号接收天线,接收机平台为非移动岸基观测平台。忽略RHCP天线与LHCP天线之间的距离,以天线在海面投影点O为原点,正南方为x轴,正东方为y轴,z轴过点O且与xOy平面垂直。 φ 为卫星方位角,H为信号接收天线与海面的垂直高度,则镜面反射点与天线在海面投影的距离为

$$L = \frac{H}{\tan \theta} \quad (1)$$

从而可求得镜面反射点的位置为 $(L\cos(\pi - \varphi), L\sin(\pi - \varphi))$ 。

1.2 基于北斗卫星反射信号的岸基海面溢油反演方法

北斗卫星信号经海面反射后会携带反射面的特征信息,在建立反射信号特征参量与反射面特征信息的关系的前提下,通过接收处理北斗反射信号来反演目标的物理状态,这是利用北斗反射信号实现遥感探测的基础^[19]。

北斗卫星信号经海面反射后会携带反射面的特征信息,在建立反射信号特征参量与反射面特征信息的关系的前提下,通过接收处理北斗反射信号来反演目标的物理状态,这是利用北斗反射信号实现遥感探测的基础^[19]。

北斗B1信号(1 561.098 MHz)频率下,根据单Debye模型^[20],海水介电常数随温度和盐度的变化关系如图2所示,可知当海水温度为0~30℃,盐度为0~40‰时,海水介电常数为68~84,与石油的介电常数2.0~4.5^[21]相差很大,因此本

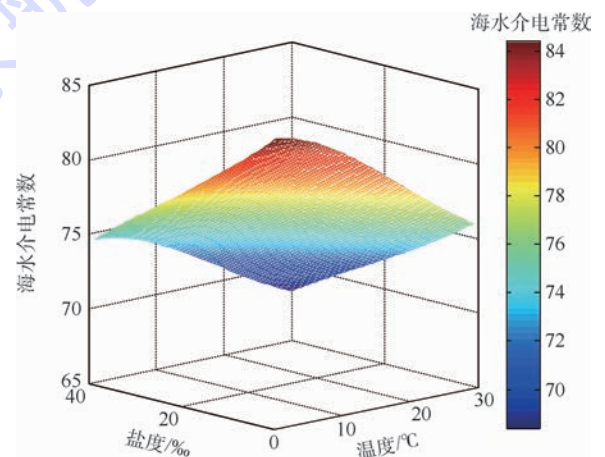


图2 海水介电常数随温度和盐度的变化

Fig.2 Variation of seawater dielectric constant with temperature and salinity

文提出一种利用海水和石油介电常数的不同进行海面溢油探测的方法。

本文提出的海面溢油探测方法基于以下 3 条假设:①接收机固定在岸基接收平台上;②海面无油时,反射现象发生在空气和海水交界面,海面有油时,反射现象发生在空气和油交界面,且油层均匀分布;③反射表面光滑。

该方法的基本思路是:首先通过接收处理北斗直射信号和海面反射信号计算反射面的反射率,然后利用介电常数和反射率的关系反演反射面的介电常数,根据反演的介电常数和海水介电常数的差异作为海面溢油探测判别的依据,具体如下。

1) 计算反射率

理想情况下,接收机接收的卫星信号可以表示为

$$u_D(t) = A_D(t + \tau)D(t + \tau)C(t + \tau) \cdot \cos[2\pi(f_c + f_D)(t + \tau) + \varphi_D] \quad (2)$$

$$u_R(t) = A_D(t + \tau)R(t + \tau)D(t + \tau)C(t + \tau) \cdot \cos[2\pi(f_c + f_R)(t + \tau) + \varphi_R] \quad (3)$$

式中: u_D 和 u_R 分别为直射信号和反射信号; A_D 为直射信号幅度; R 为反射系数; D 为导航电文; C 为本地 PRN 码; f_c 为接收信号的中心频率; τ 为直射信号时间时延; f_D 和 f_R 分别为直射和反射相对镜面反射点的多普勒频移; φ_D 和 φ_R 分别代表直射和反射信号的初始相位。

根据接收机相关运算,以信号的相关函数为观测量,离散形式的直射信号与反射信号时延一维相关函数^[22]分别为

$$Y_D(t_0, \tau) = \sum_{n=(k-1)T_s}^{kT_s} \{u_D(t_0 + nT_s + \tau) \cdot C(t_0 + nT_s + \tau) \exp[2\pi i(f_c + f_D)(t_0 + nT_s)]\} \quad (4)$$

$$Y_R(t_0, \tau) = \sum_{n=(k-1)T_s}^{kT_s} \{u_R(t_0 + nT_s + \tau_0 + \tau) \cdot C(t_0 + nT_s + \tau_0 + \tau) \cdot \exp[2\pi i(f_c + f_R)(t_0 + nT_s)]\} \quad (5)$$

式中: t_0 为信号接收时刻; f_s 为接收信号采样频率; T_s 为接收信号采样间隔; T_i 为相干累加时间; τ_0 为反射信号相对于直射信号的时间时延。

不考虑探测海面的粗糙度,反射近似为镜面反射。在相干累加时间内可以认为 A_D 不变,经载波和码相位剥离干净后,探测表面反射率 Γ 和反射系数 R 的关系可以表示为

$$\Gamma = R^2 = \frac{A_D^2 R^2 T_i^2}{A_D^2 T_i^2} = \frac{\max |Y_R(t_0, \tau)|^2}{\max |Y_D(t_0, \tau)|^2} \quad (6)$$

式中: $\max |Y_D(t_0, \tau)|^2$ 和 $\max |Y_R(t_0, \tau)|^2$ 分别代表直射和反射信号的相关功率峰值。

2) 反演介电常数

结合菲涅尔反射定律,可以得到北斗信号右旋入射左旋出射时的反射率:

$$\Gamma_{rl}(\varepsilon, \theta) = \frac{(\varepsilon - 1)^2 \sin^2 \theta (\varepsilon - \cos^2 \theta)}{(\varepsilon \sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta})^2 (\sin \theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \theta})^2} \quad (7)$$

式中: Γ_{rl} 为左旋反射率; ε 为介电常数。

式(7)表明,反射率是介电常数和卫星高度角的函数。在利用北斗反射信号进行溢油反演过程中,卫星高度角可以利用直射信号进行定位解算得到,此时认为卫星高度角已知,反射率和介电常数一一对应,给定反射率可以求得介电常数,进而依据油和海水介电常数的不同,根据反演的介电常数来判断海面溢油状况。

2 溢油反演中的北斗卫星信号处理

图 3 给出了溢油反演中北斗卫星直射与反射信号的接收处理过程^[23-24]。

首先,根据直射和反射信号极化特性的不同,在接收端分别使用 RHCP 天线和 LHCP 天线完成对北斗卫星直射和海面反射信号的接收。然后采集卡进行信号的射频处理和中频采样量化。采样量化后的信号为数字中频信号,在 PC 机内的直射和反射通道分别进行同步,其中,反射信号的同步需要利用直射同步辅助完成。之后直射通道内进行定位解算和直射信号的相关运算,得到接收机、发射机的位置信息以及直射功率,反射通道内进行反射信号相关运算,得到反射功率,进而通过计算直射和反射信号相关功率比得到探测面的反射率。由于信号接收中使用了 2 种天线,所以对直射和反射信号通道来说天线的增益不同,要结合天线指标和卫星角度信息修正反射率。最后利

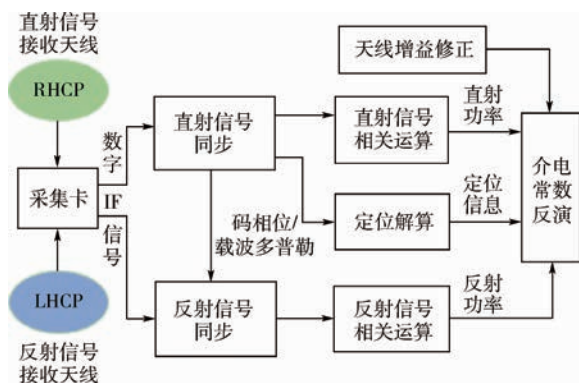


图 3 北斗卫星信号接收和处理过程

Fig. 3 Receiving and processing architecture of BeiDou satellite signal

用介电常数与修正反射率间的关系式反演出探测面的介电常数,进而判断溢油有无。

3 岸基海面溢油探测试验及结果

3.1 试验介绍

2015年9月7日,笔者所在课题组进行了基于北斗卫星反射信号的溢油探测试验。试验场地为山东省东营市某一开阔地带的油污处理池(北纬 $37^{\circ}52'$,东经 $119^{\circ}2'$,海拔10 m),油污池长约10 m,宽约5 m,试验场景如图4所示。



(a) 上午试验场景



(b) 下午试验场景

图4 试验场景

Fig. 4 Experiment scenario

试验采用右旋圆极化天线和左旋圆极化天线相组合的方式,利用GNSS信号采集卡,并装配相应采集软件的计算机进行信号采集。其中,右旋天线朝上安装,用于接收北斗卫星直射信号,左旋圆极化天线朝下安装,用于接收北斗卫星反射信号,两幅天线互不遮挡,均朝南向,且与水平面夹角 45° ,以保证反射天线的有效照射区落在油污池内。

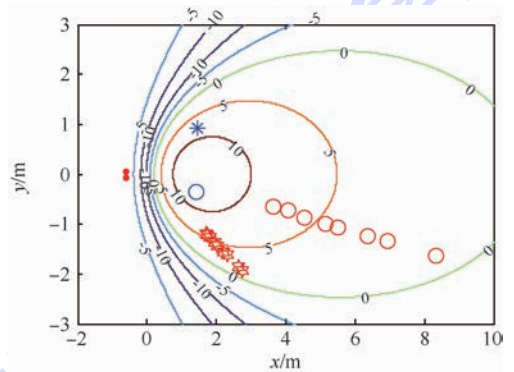
3.2 试验结果与分析

本次试验由于受到试验场地和天线架设的限制,采集到2颗北斗GEO(PRN1、PRN3)和4颗IGSO(PRN7、PRN8、PRN9、PRN10)的卫星信号。试验中卫星镜面反射点在油污池的运动轨迹和天线增益分布如图5所示,图5(a)为9月7日上午12:20到12:59间,可见星镜面反射点运动轨迹和天线增益分布图,图5(b)为9月7日下午

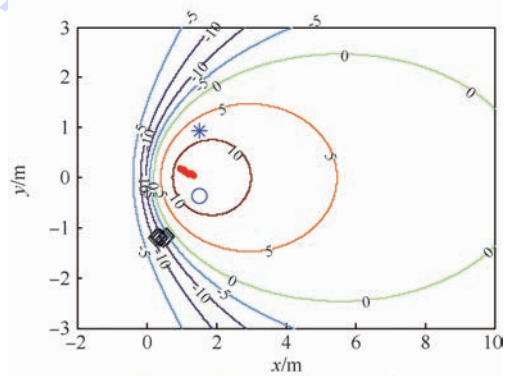
17:32到18:17间,可见星镜面反射点的运动轨迹和天线增益分布图。其中, x 正半轴指向正南方, y 正半轴指向正东方,原点为天线在油污池中的投影,等值线为天线反射增益,单位为dB,其中,天线0 dB增益内的区域作为有效覆盖区。从图5(a)、图5(b)可知,在上午采集数据中,PRN1、PRN3、PRN7、PRN10的信号为可用卫星信号数据,在下午采集数据中,PRN1、PRN3、PRN8的信号为可用卫星信号数据。

忽略天线馈线和采集卡对直射、反射通道的增益带来的差别,通过软件接收机对试验数据进行处理得到信号的相关功率。图6给出了北斗GEO卫星PRN3的相关功率,其中时间轴上每个数据样本的时间间隔为2 min。图6(a)、图6(c)分别表示利用PRN3卫星上午试验数据反演的直射和反射信号相关功率,时间轴从0~20表示上午12:20到12:59间采集的数据,图6(b)、图6(d)分别表示利用PRN3卫星下午试验数据反演的直射和反射信号功率,时间轴从0~18表示下午17:32到18:17间采集的数据。

利用直射、反射相关功率比计算反射率,经天线增益修正后,根据式(7)得到介电常数反演结



(a) 上午反射点轨迹和天线增益分布图



(b) 下午反射点轨迹和天线增益分布图

图5 镜面反射点轨迹和天线增益分布

Fig. 5 Track of specular reflection point and distribution of antenna gain

果,并对结果进行平滑滤波,图 7 所示为介电常数随观测时间的变化图。图 7(a)中,0~40 min 的每个时间点对应 9 月 7 日 12:20 到 12:59 的每一分钟,图 7(b)中,0~46 min 的每个时间点对应 9 月 7 日 17:32 到 18:17 的每一分钟。

根据图 7 中介电常数反演结果,可以进行如下分析:

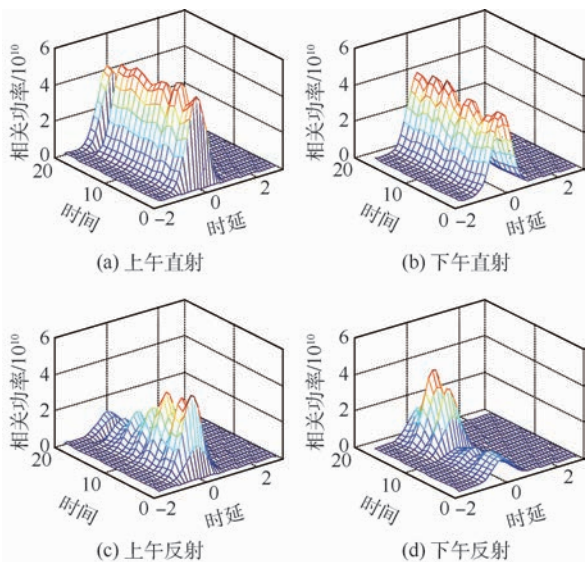
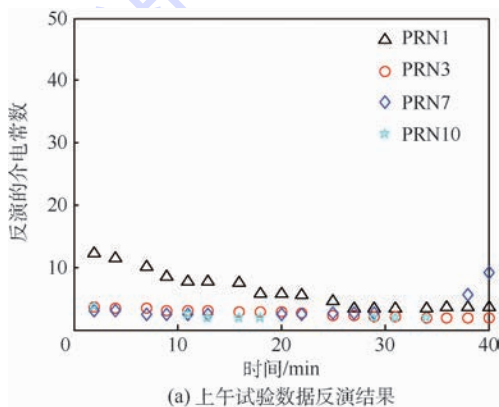
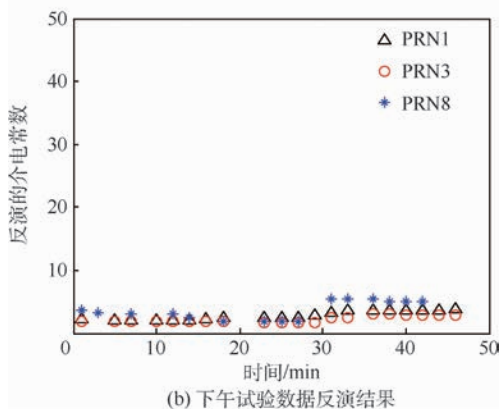


图 6 PRN3 卫星相关功率曲线

Fig. 6 Satellite PRN3 signal power curves



(a) 上午试验数据反演结果



(b) 下午试验数据反演结果

图 7 介电常数的反演结果

Fig. 7 Retrieval results of dielectric constant

1) 利用北斗反射信号反演得到的介电常数均值为 3.6,标准差为 2.13,这些结果和石油的真实介电常数范围 2.0~4.5 相一致,远小于海水介电常数。

2) 利用北斗 GEO 卫星信号反演出的介电常数均值为 3.5,标准差为 2.07;利用北斗 IGSO 卫星信号反演出的介电常数均值为 3.9,标准差为 2.20。从本次试验结果来看,利用 GEO 卫星信号反演的介电常数标准差比利用 IGSO 卫星信号反演的标准差小。

3) 从图 7(a)、图 7(b)可知,PRN1 和 PRN3 是北斗 GEO 卫星,其溢油探测反演的结果均匀覆盖整个采集区间,表明利用北斗 GEO 卫星相对地球表面静止的特性,在岸基接收条件下,可实现对小尺度固定海域溢油状况的长期连续实时监测。

4) 根据图 7(a),对于北斗 GEO 卫星,PRN1 的反演结果比 PRN3 的结果差,且 PRN1 的反演结果在 0~26 min 的时间段内呈下降趋势,其原因是 PRN3 的卫星高度角更大,根据介电常数的反演公式和误差传递理论,可知卫星高度角大时反演结果误差小。

5) 根据图 7(b),在 30~46 min 内反演结果整体略微上升,经过分析,此时间段内油污池内油层变薄,探测表面反射增强,反射相关功率增大,导致反演结果呈现出略微上升的现象,这与图 6(d)中下午反射信号相关功率逐渐上升变化相一致。

本次试验表明,在试验条件下,利用本文提出的溢油探测方法,可以实现对小尺度固定海域的连续监测。可以预见,随着海上溢油探测需求不断增大,基于卫星反射信号的海上溢油监测研究不断加深,GNSS-R 技术在未来油污探测应用中有着广阔的前景。

4 结 论

本文针对岸基接收平台提出了一种基于北斗反射信号的海上溢油监测手段,根据描述的北斗卫星信号接收处理流程,对岸基试验数据进行处理,结果表明:

1) 利用该方法反演出的油面介电常数均值为 3.6,标准差为 2.13,符合油的介电常数范围 2.0~4.5,远小于 0~30℃ 时海水介电常数范围 68~84,表明将该方法用于岸基条件下的海面溢油探测是可行的、有效的。

2) 通过油污池试验,结合本文所述的溢油探测方法可知,对于小规模海域的溢油监测,可以通过合理布设接收天线,使其监测范围完全覆盖整

个观测海面,能够实现对小尺度固定海域的长期连续监测,这对海上石油钻井平台周围海域的监测具有重大意义。

3) GNSS-R 技术应用在海上溢油检测中的研究尚处于起步阶段,本次试验没有考虑油层厚度和监测表面粗糙度的影响,这些因素会对实际反演结果产生不同程度的影响,对油层厚度的分析和粗糙度的修正尚待进一步研究。

参考文献 (References)

- [1] 尹奇志,初秀民,孙星,等. 船舶溢油监测方法的应用现状及发展趋势[J]. 航海工程,2010,39(5):246-250.
YIN Q Z, CHU X M, SUN X, et al. Application and development trend of detecting techniques for oil slick from vessel [J]. Ship & Ocean Engineering, 2010, 39(5): 246-250 (in Chinese).
- [2] 李四海. 海上溢油遥感探测技术及其应用进展[J]. 遥感信息, 2004(2): 53-57.
LI S H. Application of remote sensing for oil slicks detecting and its progress [J]. Remote Sensing Information, 2004(2): 53-57 (in Chinese).
- [3] 张煜洲,陈志莉,胡潭高,等. 遥感技术监测海上溢油现状及趋势[J]. 杭州师范大学学报(自然科学版), 2013, 12(1): 81-88.
ZHANG Y Z, CHENG Z L, HU T G, et al. Status and trends of remote sensing technology to monitor marine oil spill [J]. Journal of Hangzhou Normal University (Natural Science Edition), 2013, 12(1): 81-88 (in Chinese).
- [4] 于五一,李进,邵芸,等. 海上油气勘探开发中的溢油遥感监测技术:以渤海湾海域为例[J]. 石油勘探与开发, 2007, 34(3): 378-383.
YU W Y, LI J, SHAO Y, et al. Remote sensing techniques for oil spill monitoring in offshore oil and gas exploration and exploitation activities: Case study in Bohai Bay [J]. Petroleum Exploration and Development, 2007, 34(3): 378-383 (in Chinese).
- [5] MARTIN-NEIRA M. A passive reflectometry and interferometry system (PARIS): Application to ocean altimetry [J]. ESA Journal, 1993, 17(4): 331-355.
- [6] LOWE S T, LABRECQUE J L, CINZIA Z, et al. First spaceborne observation of an Earth-reflected GPS signal [J]. Radio Science, 2002, 37(1): 7-1-7-28.
- [7] GLEASON S, GOMMENDINGER C, CROMWELL D. Fading statistics and sensing accuracy of ocean scattered GNSS and altimetry signals [J]. Advances in Space Research, 2010, 46(2): 208-220.
- [8] THOMPSON D R, ELFOUHAILY T M, GARRISON J L. An improved geometrical optics model for bistatic GPS scattering from the ocean surface [J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2005, 43(12): 2810-2821.
- [9] JIN S, FENG G P, GLEASON S. Remote sensing using GNSS signals: Current status and future directions [J]. Advances in Space Research, 2011, 47(10): 1645-1653.
- [10] 李颖,朱雪瑗,曹妍,等. GNSS-R 海洋遥感监测技术综述[J]. 海洋通报, 2015, 34(2): 121-129.
LI Y, ZHU X Y, CAO Y, et al. Review on GNSS-R ocean remote sensing monitoring technique [J]. Marine Science Bulletin, 2015, 34(2): 121-129 (in Chinese).
- [11] 万玮,陈秀万,李国平,等. GNSS-R 遥感国内外研究进展[J]. 遥感信息, 2012, 27(3): 112-119.
WAN W, CHEN X W, LI G P, et al. GNSS reflectometry: A review of theories and empirical applications in ocean and land surfaces [J]. Remote Sensing Information, 2012, 27(3): 112-119 (in Chinese).
- [12] VALENCIA E, CAMPS A, PARK H, et al. Oil slicks detection using GNSS-R [C] // 2011 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS 2011. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 4383-4386.
- [13] VALENCIA E, CAMPS A, RODRIGUEZ-ALVAREZ N, et al. Using GNSS-R imaging of the ocean surface for oil slick detection [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing, 2013, 6(1): 217-223.
- [14] LI C, HUANG W M. Sea surface remote sensing using GNSS-Reflectometry [M]. Saarbrücken: LAP Lambert Academic Publishing, 2014: 3.
- [15] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号(2.0版) [EB/OL]. 北京: 北斗卫星导航系统网, (2013-12-26) [2015-12-10]. <http://www.beidou.gov.cn/attach/2013/12/26/2013122604a521b35b7f4a54b44cfbbc8abd74a8.pdf>.
China Satellite Navigation Office. Beidou navigation satellite system signal-in-space interface control document open service signal (Version 2.0) [EB/OL]. Beijing: Beidou Navigation Satellite System Network, (2013-12-26) [2015-12-10]. <http://www.beidou.gov.cn/attach/2013/12/26/2013122604a521b35b7f4a54b44cfbbc8abd74a8.pdf> (in Chinese).
- [16] 刘基余. 北斗卫星导航系统的现况与发展[J]. 遥测遥控, 2013, 34(3): 1-8.
LIU J Y. Status and development of the Beidou navigation satellite system [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2013, 34(3): 1-8 (in Chinese).
- [17] 刘经南,邵连军,张训械. GNSS-R 研究进展及其关键技术[J]. 武汉大学学报: 信息科学版, 2007, 32(11): 955-960.
LIU J N, SHAO L J, ZHANG X X. Advances in GNSS-R studies and key technologies [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2007, 32(11): 955-960 (in Chinese).
- [18] THOMPSON D R, ELFOUHAILY T M, GASPAROVIC R F. Polarization dependence of GPS signals reflected from the ocean [C] // 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 2000). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000: 3099-3101.
- [19] 杨东凯,张其善. GNSS 反射信号处理基础与实践[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012: 81.
YANG D K, ZHANG Q S. GNSS reflected signal processing: Fundamentals and applications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012: 81 (in Chinese).
- [20] KLEIN L A, SWIFT C T. An improved model for the dielectric constant of sea water at microwave frequencies [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1977, 25(1): 104-111.

- [21] 魏爱军,金友煌,王颖. 网络分析仪法测量稠油介电常数[J]. 宇航计测技术,1999(4):50-55.
WEI A J, JIN Y H, WANG Y. Measuring heavy oil's dielectric constant by network analyzer [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 1999(4):50-55 (in Chinese).
- [22] ZAVOROTNY V U, VORONOVICH A G. Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2000, 38(2):951-964.
- [23] 张益强,张其善,杨东凯,等. 基于 GPS 遥感的延迟映射接收机关键技术[J]. 北京航空航天大学学报,2006,32(3):333-336.
ZHANG Y Q, ZHANG Q S, YANG D K, et al. Design of delay mapping receiver for GPS remote sensing [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(3):333-336 (in Chinese).
- [24] 杨东凯,丁文锐,张其善. 软件定义的 GNSS 反射信号接收机设计[J]. 北京航空航天大学学报,2009,35(9):1048-

1051.

YANG D K, DING W R, ZHANG Q S. Software defined GNSS reflections receiver design [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 35(9):1048-1051 (in Chinese).

作者简介:

吴军 男, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星导航。

张波 男, 博士, 讲师, 硕士生导师。主要研究方向: 扩频通信、卫星导航及其应用等。

洪学宝 男, 博士研究生。主要研究方向: 卫星导航及其应用。

杨东凯 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 卫星导航信号处理及应用技术、无线数据传输等。

汉牟田 男, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星导航。

Sea surface oil spill detection method using BeiDou satellite reflected signal and its experiment

WU Jun, ZHANG Bo*, HONG Xuebao, YANG Dongkai, HAN Mutian

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

Abstract: To monitor the oil spill situation in small-scale fixed sea area, a shore-based sea surface oil spill detecting method was developed using BeiDou reflected signal. This method applies/global navigation satellite system-reflection (GNSS-R) technology to shore-based oil spill detection. A shore-based experiment has been carried out, in which a right hand circular polarization (RHCP) antenna and a left hand circular polarization (LHCP) antenna were used to gain the direct and reflected raw signal power from the BeiDou satellites based on signal synchronization respectively. After BeiDou satellites' elevation angle and azimuth angle are taken into account, whether oil spill events happened or not can be judged from the retrieved dielectric constant of sea surface, which is obtained from the reflectivity calculated according to the extracted signal power values. Experiment results show that the mean and standard deviation of retrieved dielectric constant is 3.6 and 2.13 respectively on an oil covered surface, which is in accordance with real oil dielectric constant that falls between 2.0 and 4.5, and much smaller than dielectric constant of sea water. It proves that the method using BeiDou reflected signal is feasible to detect oil spill events in shore-based environment.

Keywords: global navigation satellite system-reflection (GNSS-R); BeiDou satellite reflected signal; shore-based platform; sea surface oil spill detection; dielectric constant

Received: 2016-01-26; Accepted: 2016-02-29; Published online: 2016-04-15 16:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160415.1656.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61171070)

* Corresponding author. E-mail: bozhang@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0054

基于小波的反作用轮力矩测量系统校准



林夏^{1,2}, 白涛¹, 武国强¹, 熊淑杰¹, 林宝军^{1,*}

(1. 中国科学院光电研究院, 北京 100094; 2. 中国科学院大学, 北京 100094)

摘 要: 将反作用轮实时输出力矩值由力矩测量系统采集引入卫星半物理闭环仿真试验是一种更为优越的闭环仿真新方法。但由于仿真过程中,存在持续的外力矩干扰引入仿真控制闭环,导致半物理仿真试验无法长时间准确运行。为解决这一问题,结合实验数据分析,确定了力矩测量系统为半物理仿真试验外力矩干扰来源,并结合小波阈值滤波原理分别使用实时小波滤波方法和基于小波去噪的均值滤波算法对力矩测量系统初始及过程中产生的外力矩干扰进行消除,使测量系统得以准确校准。最后,将此方法应用于半物理闭环仿真试验中,取得了良好的效果。

关键词: 半物理仿真; 力矩测量系统; 反作用轮; 小波分析; 实时滤波; 降噪

中图分类号: TP206⁺.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)01-0200-07

反作用轮是进行卫星姿态控制的主要部件,卫星通过调节反作用轮转速,使反作用轮角动量与卫星角动量进行交换达到卫星姿态转角控制的作用^[1]。在对于卫星地面验证具有重要意义半物理仿真试验中,应用力矩测量系统将反作用轮实时输出力矩值引入控制闭环是一种反作用轮参与闭环仿真的新方法,它相比于传统的反作用轮闭环方法(只将反作用轮利用遥测采集转速引入仿真闭环的“转速闭环”方法以及只将卫星动力学模型闭环而使反作用轮只接收遥测指令的“模型闭环反作用轮开环”方法)具有更好的实时性,与真实系统一致性等优点。

但将反作用轮实时力矩引入闭环的过程中,存在外力矩引入卫星动力学模型。因而,模型需利用调节反作用轮转速变化抵消外力矩干扰,而这将极大地影响反作用轮的正常使用及试验的准确运行。特别是在半物理仿真试验进入长时间卫星对地稳定环节,在试验过程中,由于外力矩的引

入,为了保持卫星姿态稳定,迫使反作用轮转速以一定加速度加速以抵消外力矩干扰,致使转速沿着某一方向上升,直至超出转速阈值。该现象影响了半物理闭环仿真的有效性,并且极易对反作用轮造成损害。因此,为了保证这一更好的反作用轮闭环仿真方法引入,外力矩误差需要有效补偿。目前,工程中多采用初始人为补偿方法,即观测一段时间系统输出,手动输入补偿值对力矩测量系统输出进行校准,进而消除仿真试验中外力矩干扰。但人为校准存在诸多问题,首先,校准必会受人为因素等误差干扰;再者,由于在仿真试验中,反作用轮起旋后,反作用轮持续作用,无法人为估计补偿量,因此,人为校准只能在初始时刻补偿。最后,初始上电时,力矩测量系统误差跳变较大,致使人为对初始误差的补偿很可能造成更大的输出偏差。

小波滤波方法具有广泛的函数适应性及最优的自适应降噪能力^[2-3]。其优势在于在信号的短

收稿日期: 2016-01-15; 录用日期: 2016-02-06; 网络出版时间: 2016-02-18 12:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160218.1236.004.html

* 通讯作者: E-mail: linbaojun@aoe.ac.cn

引用格式: 林夏, 白涛, 武国强, 等. 基于小波的反作用轮力矩测量系统校准[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 200-206.
LIN X, BAI T, WU G Q, et al. Calibration of reaction wheel torque measuring system based on wavelet methods [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 200-206 (in Chinese).

时高频部分,短支撑的小波函数起较大作用;而在长时低频部分,长支撑的小波起较大作用^[4]。因此,小波在工程中得到了广泛的应用,不仅在惯性导航器件的漂移校准中大量使用^[5-7],同时在噪声复杂难以辨识的其他工程领域中应用也极为方便^[8-10]。

在本文中,首先,经对卫星模型外力矩引入数据及力矩测量系统输出误差数据分析后,确定力矩测量系统为仿真闭环试验外力矩干扰源。而后,根据力矩系统输出误差特性,基于小波阈值滤波原理,分别讨论了初始时刻及仿真过程中系统输出误差的补偿方法。提出了采用实时小波滤波法对系统初始输出误差进行补偿;基于反演法原理采用基于小波去噪后的均值滤波算法对仿真过程中误差进行补偿。最后,将 2 种方法结合应用于仿真试验中,使力矩测量系统得以有效校准,并保证了反作用轮实时力矩的准确引入,使闭环仿真试验可以长时间准确平稳地运行。

1 外力矩干扰来源及特性分析

1.1 卫星动力学模型外力矩计算

首先,根据姿态动力学方程式(1),得到外力矩引入与角动量关系。

$$\dot{\mathbf{H}} + \boldsymbol{\omega} \mathbf{H} = \mathbf{M} \quad (1)$$

式中: \mathbf{H} 为卫星角动量; \mathbf{M} 为卫星外力矩; $\boldsymbol{\omega}$ 为式(2)所示的斜对称矩阵:

$$\boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ω_x 、 ω_y 、 ω_z 分别为卫星轨道相对于惯性系的转动角速度。

将式(1)分别沿卫星本体下 x 、 y 、 z 三轴展开,得到

$$\begin{cases} \dot{H}_x + \omega_y H_z - \omega_z H_y = M_x \\ \dot{H}_y + \omega_z H_x - \omega_x H_z = M_y \\ \dot{H}_z + \omega_x H_y - \omega_y H_x = M_z \end{cases} \quad (3)$$

其中:三轴角动量可由式(4)求出:

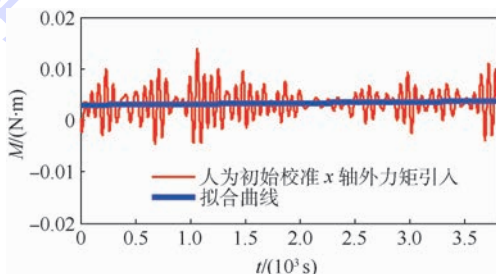
$$\mathbf{H} = \mathbf{J}_{\text{sat}} \boldsymbol{\omega}_{\text{sat}} + \mathbf{J}_w \boldsymbol{\omega}_w \quad (4)$$

式中: \mathbf{J}_{sat} 和 \mathbf{J}_w 分别为卫星反作用轮转动惯量矩阵; $\boldsymbol{\omega}_{\text{sat}}$ 和 $\boldsymbol{\omega}_w$ 为卫星反作用轮角速度。

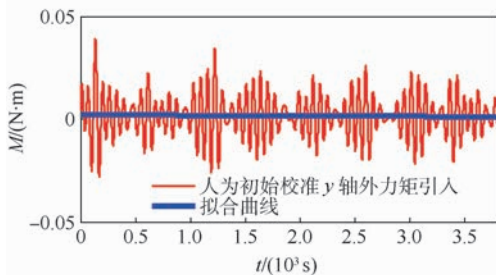
因此,通过采集多组半物理仿真试验卫星角速度、反作用轮转速及获取卫星及反作用轮转动惯量矩阵,并通过计算卫星三轴角动量实时差分求得角动量导数值,即可求出各组试验的外力矩值。

需要指出,试验所使用的卫星动力学模型中反作用轮为三正装、一斜装的结构,但由于条件有限,所进行的试验中 x 、 y 轴方向的反作用轮为实物,而 z 轴方向与斜装方向S1的反作用轮则由数学模型代替,因此,本文主要对仿真过程中 x 、 y 轴外力矩引入值与反作用轮转速变化进行讨论。

图 1 和图 2 为典型的过往半物理仿真试验数据。如图所示, x 、 y 轴方向均有叠加噪声的近似常值的外力矩干扰引入,由于该外力矩(M)的持续引入,使反作用轮转速(n)沿某一方向持续上升,直至超出转速阈值,影响正常半物理仿真试验的有效进行。



(a) x轴方向



(b) y轴方向

图 1 典型过往仿真中外力矩引入

Fig.1 Typical external torque introduction in previous simulations

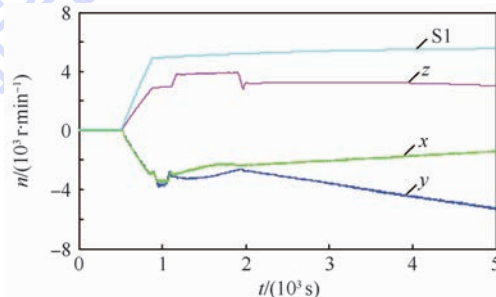


图 2 典型过往仿真反作用轮转速

Fig.2 Typical reaction wheels' speed in previous simulations

1.2 力矩测量系统输出误差计算

对于力矩测量系统输出偏差分析,可利用式(5)计算力矩测量系统实时输出与反作用轮实时转速差分力矩所得差值。

$$\mathbf{M}_{\text{err}} = \mathbf{M}_{\text{out}} - \mathbf{J}_{\text{wh}} (\boldsymbol{\omega}_{\text{now}} - \boldsymbol{\omega}_{\text{pre}}) / \Delta t \quad (5)$$

式中: \mathbf{M}_{err} 为力矩测量系统输出偏差; \mathbf{M}_{out} 为力矩

测量系统输出值; J_{wh} 为单轴反作用轮转动惯量; ω_{now} 和 ω_{pre} 为当前时刻及上一采样时刻反作用轮转速; Δt 采样间隔时间。

力矩测量系统输出偏差如图 3 所示。

图 1 与图 3 为同一时段卫星动力学模型外力矩引入及力矩测量系统输出误差数据。通过对图 1 与图 3 比较可知, 2 幅图直线拟合误差几乎相同。而所相差的噪声误差多为仿真过程模拟天上环境随机干扰叠加所致。因此, 经分析可得, 对力矩测量系统进行准确校准即可消除仿真过程中外力矩干扰。

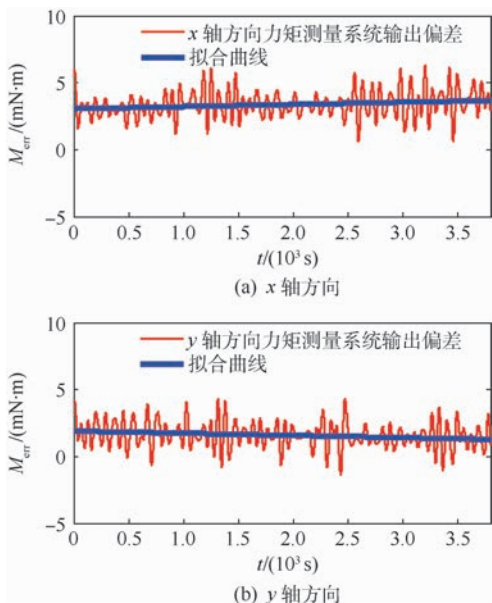


图 3 力矩测量系统输出偏差

Fig. 3 Output deviations in torque measuring system

1.3 力矩测量系统输出误差分析

试验所采用的反作用轮力矩测量系统主要由单轴高精度气浮轴承、高精度力传感器、信号前端处理器组成。系统利用高精度气浮轴承为反作用轮力矩测量提供一个微小力矩干扰环境, 并利用高精度力传感器采集反作用轮输出力的大小乘以其到回转中心半径得到输出力矩测量信号。力矩测量信号通过信号前端处理器放大, 被计算机采样, 发送给姿态动力学模拟计算机, 以实现控制闭环中反作用轮实时力矩引入。系统根据气浮台摩擦力矩, 力传感器精度等因素, 设定力矩测量精度为 $0.5 \text{ mN} \cdot \text{m}$ 。

由图 3 所示, 力矩测量系统初始输出力矩误差 (M_{err}) 即已超出精度之外, 且即使力矩误差在测量精度之内, 由于半物理仿真对地稳定环节需持续较长时间, 由式 (6) 将参与试验的反作用轮转动惯量代入, 可知每小时反作用轮转速至多会产生 440 r 的转速漂移。显然, 在对地稳定仿真环

节长达 $1 \sim 2 \text{ d}$ 的长时间仿真下, 会导致反作用轮转速漂移加剧。因此, 在初始阶段与仿真过程中均需对测量系统进行实时校准。

$$J_{wh} \Delta \omega = M_{err} t_p \quad (6)$$

式中: $\Delta \omega$ 为一段时间内角速度变化量; t_p 为间隔时间。

2 小波阈值滤波原理介绍

本文所采用的实时小波滤波方法以及小波滤波后的移动平均算法均使用了小波阈值滤波去噪的原理。小波降噪可以较好地保留原始信号, 滤去试验中的噪声误差, 从而较好地显示初始时刻及过程中测量系统产生偏差, 以达到对系统准确校准的目的。小波滤波去噪过程可分为 3 步:

1) 离散小波变换。通过选择适当的小波基将信号 $f(t)$ 分解为

$$f(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (7)$$

式中: $\psi_{j,k}$ 为小波函数, 参见式 (8), 其构成一组正交基。

$$\psi_{j,k}(t) = a_0^{-j/2} \psi(2^{-j}t - kb_0) \quad (8)$$

式中: a_0 为尺度因子; b_0 为平移因子, 通常取 $a_0 = 2$, $b_0 = 1$ 。

本文为满足实时性要求, 基于 Mallat 算法^[11]对信号进行快速离散小波变换, 并选取“DB6”小波, 并进行 5 层分解。

2) 选择阈值, 对小波系数进行阈值截断。

文献[12]提出了软阈值的消噪原理, 参见式(9), 文献[13]提出了“rigrsure”为最佳软阈值选取方法。在此, 小波去噪算法均选取软阈值及“rigrsure”选取方法。

$$W_\delta = \begin{cases} \text{sgn}(W)(|W| - \delta) & |W| \geq \delta \\ 0 & |W| < \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中: W 为原小波系数; δ 为阈值。

3) 对截断后的修正小波系数进行重构, 得到去噪后信号。

3 力矩测量系统校准

3.1 力矩测量系统初始阶段偏差补偿

图 4 为力矩测量系统在 30 min 内的初始加电数据, 由图可见初始输出偏差值 (M_{err}) 为伴有一定噪声的较大随机常值力矩偏差, 且其初始时刻有较大输出振荡。通常使用的人为手动初始校准, 由于力矩测量系统初始时刻较大的输出振荡及噪声影响, 输出力矩值在人为校准后依然会与真实值存在偏差, 使外力矩持续引入。并且人为初

始校准方法也存在着需反复校准、无法判断力矩测量系统何时平稳输出等问题,给试验带来困扰。

由实时小波滤波方法具有兼顾小波良好的去噪能力与实时性的优点,本文采用该方法对初始误差进行补偿,以使力矩测量系统初始状态准确校准。首先,借鉴文献[2,14]中实时小波滤波参数选取,在试验中,采用滑动数据窗方法进行滑动滤波以保证实时性,选取数据窗大小为256。并且,为防止由小波滤波方法的边界干扰,采用对称数据窗的方法,将某一时刻采集数据对称添加于数据窗口中,使数据更新时,更新值在窗口中部。

同时,通过实时小波滤波方法,还可实现系统自动补偿校准,无需人为反复标定。而且,可根据补偿值在某一范围稳定时长,判断力矩测量系统是否稳定输出,以使仿真开始时,不会伴有较大的系统输出偏差。经多次采集力矩测量系统初始加电数据分析,本文采用时长为300s,阈值为1mN·m作为判断系统平稳输出标准。

图5和图6为典型的对力矩测量系统采用实时小波滤波方法进行初始校准后的试验结果。

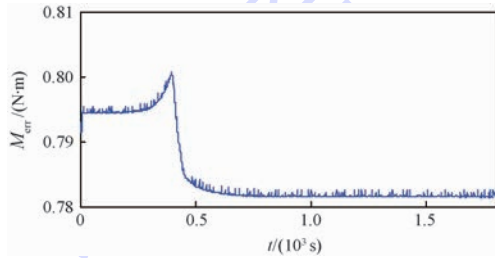


图4 力矩测量系统初始上电误差

Fig. 4 Initial power-up errors in torque measuring system

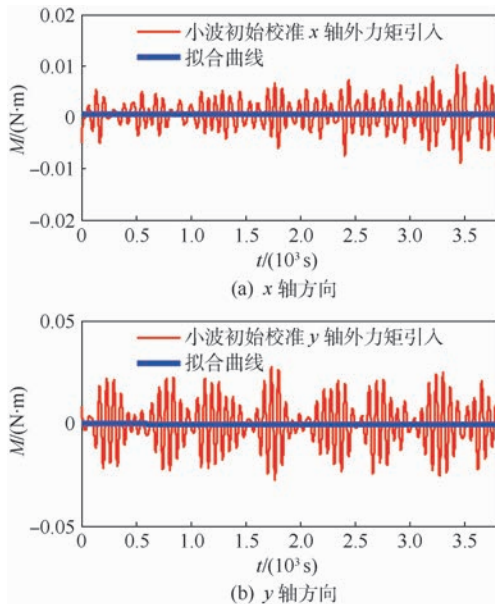


图5 小波初始校准外力矩引入

Fig. 5 External torque introduction based on wavelet initial calibration

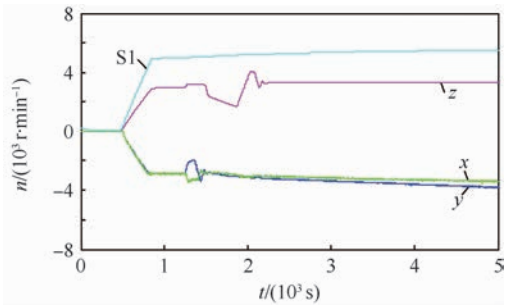


图6 小波初始校准反作用轮转速

Fig. 6 Reaction wheels' speed based on wavelet initial calibration

由图1、图5及图2、图6比较可知,与经人为初始校准的半物理仿真过程相比,由实时小波滤波初始校准后的半物理仿真试验校准更为精确,仅存在仿真过程中测量精度范围内的些许外力矩偏差,因此外力矩引入较少,反作用轮转速上升较慢。

3.2 力矩测量系统仿真过程中偏差补偿

对仿真过程中系统输出偏差,本文基于反演法原理^[15],并采用小波去噪后的均值滤波算法进行补偿。

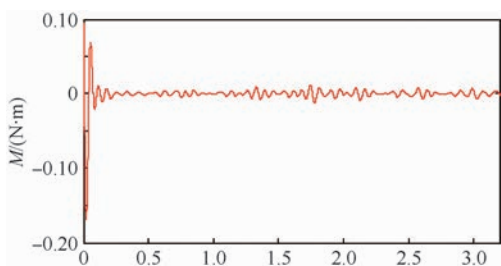
反演法原理,即实时计算当前测量系统力矩输出偏差,并对偏差进行实时补偿。

而采用小波去噪后的均值滤波方法原因有二:第一,无法采用实时性较好的方法。首先,校准过程需实时采集的反作用轮转速叠加有较大的噪声干扰。这是因为闭环仿真中需人为叠加随机噪声以模拟天上环境,在反作用轮作用时,为保证卫星姿态稳定,这些噪声均会作用于反作用轮上,因此反作用轮转速存在较大振荡;再有,仿真试验环境实时性较差,试验采集到的实时转速往往与力矩测量系统实时输出值具有1~2s的误差。综上,若采用实时性较好的方法会使系统输出波动较大的力矩值,致使反作用轮转速剧烈振荡,甚至使卫星动力学模型失稳。第二,若直接使用移动平均算法进行输出误差补偿,需基于较大数据量进行平均,以滤去力矩系统引入的随机噪声,该方法不仅使校准的实时性减弱,也使实时系统校准的准确性大大降低。

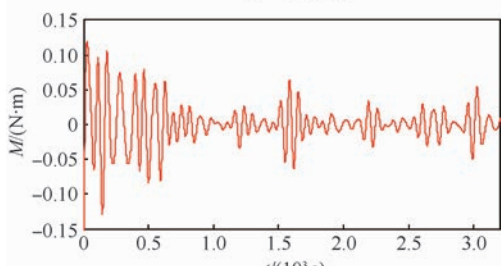
因此,通过以上分析,在仿真过程中,本文实时采集力矩测量系统输出力矩值,及反作用轮实时转速,根据式(5)实时计算系统输出偏差值。而后取当前一段时间的偏差值经小波去噪后进行平均,将均值取反补偿于测量系统输出力矩值中,以实现对力矩测量系统仿真过程中的准确校准。为保证程序的通用性,在基于实时小波滤波方法的程序基础上,将均值数据长度选取为400,进行

基于小波去噪的移动平均算法进行滤波。

图7和图8为仿真过程中仅采用基于小波滤波的移动平均算法的仿真结果。如图所示,该方法抑制了仿真过程中伴随的外力矩引入,因而 x 、 y 轴反作用轮转速后期趋于平稳。虽然由于采集实时反作用轮转速导致仿真环境噪声量引入,使外力矩(M)振荡加剧叠加噪声有所增大。然而通过小波的良好去噪效果,噪声仍在工程可接受范围之内。但稍有不足的是,仅采用该方法时,由于力矩测量系统初始误差较大,使前期存在较大的外力矩引入,导致初始力矩补偿存在明显振荡,且反作用轮转速平稳后转速较标称转速有明显偏离。



(a) x轴方向



(b) y轴方向

图7 基于小波去噪的移动平均滤波法外力矩引入

Fig.7 External torque introduction based on moving average filtering method incorporated with wavelet de-noising

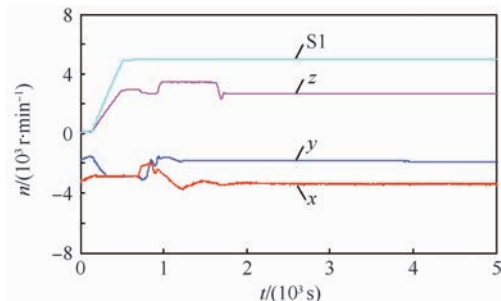
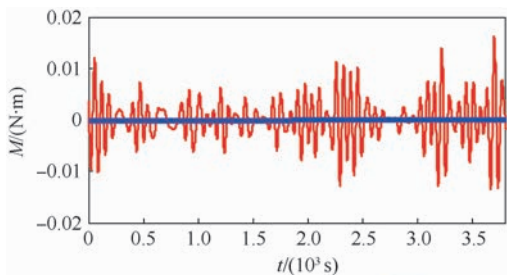


图8 基于小波去噪的移动平均滤波法反作用轮转速

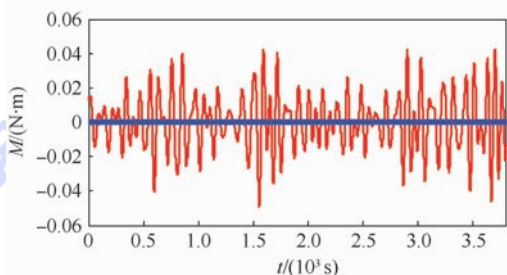
Fig.8 Reaction wheels' speed based on moving average filtering method incorporated with wavelet de-noising

3.3 半物理仿真试验结果分析

将3.1和3.2节提到的2种方法结合应用于半物理仿真试验中,补偿效果如图9~图11所示。经过较长时间试验运行,可以看出,在整个半物理仿真试验过程中,未有明显外力矩引入,实现



半物理仿真x轴外力矩引入 拟合曲线
(a) x轴方向



半物理仿真y轴外力矩引入 拟合曲线
(b) y轴方向

图9 半物理仿真试验外力矩引入

Fig.9 External torque introduction in semi-physical simulation experiment

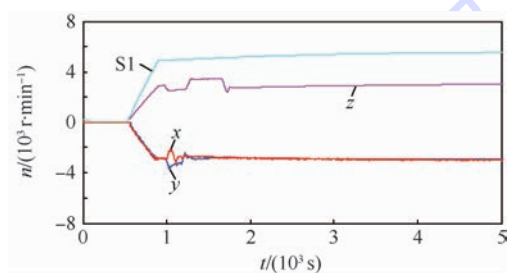
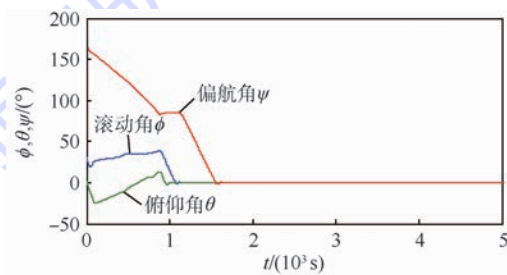
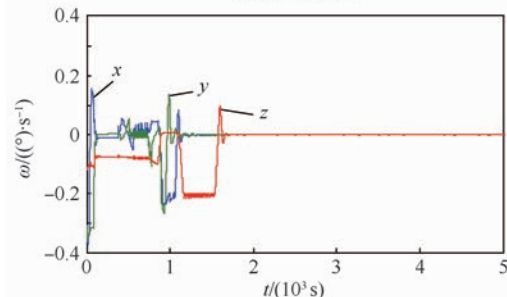


图10 半物理仿真试验反作用轮转速

Fig.10 Reaction wheels' speed in semi-physical simulation experiment



(a) 卫星姿态角



(b) 卫星姿态角速度

图11 半物理仿真试验卫星姿态

Fig.11 Satellite attitude in semi-physical simulation

了力矩测量系统的准确校准。因此,在卫星三轴对地稳定后,卫星姿态角和姿态角速度均几乎为0,反作用轮在标称转速值附近稳定运转,保证了半物理仿真试验的正常运行。

4 结 论

将反作用轮实时输出力矩引入半物理闭环仿真可使闭环仿真具有更好的实时性与真实性。但以往由于仿真闭环存在外力矩干扰,致使该闭环仿真方法无法有效应用。本文首先通过过往仿真试验数据分别计算试验中卫星动力学模型外力矩值与力矩测量系统输出偏差值,确定了力矩测量系统为仿真外力矩干扰源。而后针对力矩测量系统误差特性,使用实时小波滤波方法对力矩测量系统初始误差进行消除;基于反演法,并采用基于小波去噪的移动平均算法对仿真过程中误差引入进行补偿。试验结果表明,初始时刻,使用实时小波滤波方法进行校准相比于传统的人为手动校准其效果更为准确,方法易于操作,并且能够判断力矩测量系统输出是否平稳,以开始仿真试验;在仿真过程中,基于反演法原理,并采用基于小波去噪的移动平均算法可将试验过程中产生的外力矩干扰实时去除,并可抑制由于采集反作用轮转速而带来的仿真环境中的干扰引入力矩系统输出。经试验验证,结合2种方法应用于闭环仿真试验,可将力矩测量系统准确校准,将半物理仿真试验中外力矩干扰消除,并使反作用轮实时力矩值准确地引入仿真闭环,使这一更为优越的反作用轮闭环仿真新方法投入于半物理仿真试验中使用。

参考文献 (References)

- [1] 章仁为. 卫星轨道姿态动力学与控制[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,1998:270-278.
ZHANG R W. Satellite orbit dynamics and control[M]. Beijing:Beihang University Press,1998:270-278(in Chinese).
- [2] 蒋东方,陈明. 一种实时小波降噪方法[J]. 仪器仪表学报,2004,25(6):781-783.
JIANG D F, CHEN M. A real-time wavelet de-noising algorithm[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2004, 25(6): 781-783(in Chinese).
- [3] DONOHO D L, JOHNSTONE I M. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage[J]. Biometrika, 1994, 81(9): 425-455.
- [4] STRANG G, NGUYEV T. Wavelets and filter banks[M]. Cambridge:Wellesley-Cambridge Press,1997:490-495.
- [5] 高凤荣,高峰,付中泽,等. 基于小波滤波的激光陀螺 SINS 晃动基座初始对准[J]. 中国惯性技术学报,2014,22(2): 157-160.
GAO F R, GAO F, FU Z Z, et al. Wavelet used in initial alignment of SINS on a rocking base[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2014, 22(2): 157-160(in Chinese).
- [6] 李家垒,许化龙,何婧. 光纤陀螺随机漂移的实时滤波方法研究[J]. 宇航学报,2010,31(12):2717-2721.
LI J L, XU H L, HE J. Real-time filtering methods of random drift of fiber optic gyroscope[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(12): 2717-2721(in Chinese).
- [7] EL-SHEIMY N. Wavelet de-noising for IMU alignment[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2004, 19(10): 32-39.
- [8] BRUTON A M, SCHWARZ K P, ŠKALOUD J. The use of wavelets for the analysis and de-noising of kinematic geodetic measurements[C] // Geodesy Beyond 2000. Berlin: Springer, 2000:227-232.
- [9] DONOHO D L, JONESTONE I M. Adapting to unknown smoothness via wavelet shrinkage[J]. Journal of the American Statistical Association, 1995, 90(432): 1200-1224.
- [10] 陈益,李书. 改进的小波阈值消噪法应用于超声信号处理[J]. 北京航空航天大学学报,2006,32(4):466-470.
CHEN Y, LI S. Application of improved threshold denoising based on wavelet transform to ultrasonic signal processing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(4): 466-470(in Chinese).
- [11] MALLAT S G. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1989, 11(7): 674-693.
- [12] DOHONO D L. Denoising by soft-thresholding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(3): 613-627.
- [13] JOY J, PETER S, JOHN N. Denoising using soft thresholding[J]. International Journal of Advanced Research in Electrical Electronics and Instrumentation Engineering, 2013, 2(3): 1027-1032.
- [14] XIA R, MENG K, QIAN F. Online wavelet denoising via a moving window[J]. Acta Automatic Simica, 2007, 33(9): 897-901.
- [15] 向东,杨庆俊,包钢,等. 三轴气浮平台常值干扰力矩的分析与补偿[J]. 宇航学报,2009,30(2):448-452.
XIANG D, YANG Q J, BAO G, et al. Research on analysing and compensation of the steady disturbing torque of the three axis air bearing table[J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(2): 448-452(in Chinese).

作者简介:

林夏 男,硕士研究生。主要研究方向:卫星姿态控制。

林宝军 男,博士,研究员。主要研究方向:计算机应用技术、空间飞行器总体设计。

Calibration of reaction wheel torque measuring system based on wavelet methods

LIN Xia^{1,2}, BAI Tao¹, WU Guoqiang¹, XIONG Shujie¹, LIN Baojun^{1,*}

(1. Academy of Opto-Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China)

Abstract: It is a superior new closed-loop simulation method to introduce reaction wheels' real-time torque acquired by a torque measuring system into satellite semi-physical simulation. However, due to the sustained external torque introduced into the simulation closed loop, the semi-physical simulation could not run accurately in a long time. To solve this problem, with experimental data analysis, it was determined that the reaction wheel measuring system was the external torque interference source. Then, based on the wavelet threshold filtering method, we eliminated the initial bias by using the real-time wavelet filtering method and cancelled the process deviations by moving average method incorporating with wavelet de-noising method, and thus the measuring system can be calibrated accurately. Finally, with these methods applied, the satisfactory result was achieved in the semi-physical closed-loop simulation.

Keywords: semi-physical simulation; torque measuring system; reaction wheel; wavelet analysis; real-time filtering; de-noising

Received: 2016-01-15; **Accepted:** 2016-02-06; **Published online:** 2016-02-18 12:36

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160218.1236.004.html

Foundation item: National Defense Basic Research Program (0301030104)

* **Corresponding author.** E-mail: linbaojun@aoe.ac.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码(作者顺序始终不得更改),中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5~8 个),中图分类号,引言,正文,参考文献,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100083 北京市海淀区学院路 37 号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电话:(010)82315594,82338922,82314839

E-mail: jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

《北京航空航天大学学报》
第五届编辑委员会

北航学报
赠阅

主任(主编): 赵沁平

(以下按姓氏笔划为序)

副主任(副主编): 丁希仑 王少萍 孙志梅 李秋实 李焕喜 杨嘉陵
苗俊刚 相艳 徐立军 钱德沛 曹晋滨
编委: 马殿富 王琪 王聪 邓小燕 王青云 王荣明 刘宇
刘红 江洁 刘强 闫鹏 朱天乐 刘铁钢 齐铂金
陈万春 邹正平 苏东林 杨世春 沈成平 邱志平 宋知人
杨树斌 张晓林 杨晓奕 杨继萍 李惠峰 吴新开 张瑞丰
杨照华 宋凝芳 周锐 林宇震 林贵平 战强 姚仰平
胡庆雷 赵秋红 段海滨 赵巍胜 席平 郭宏 徐洁
徐世杰 郭洪波 康锐 翟锦 熊华钢

北京航空航天大学学报

Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

(原《北京航空学院学报》)

(月刊 1956年创刊)

第43卷第1期 2017年1月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS
(JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.43 No.1 January 2017

主管单位 中华人民共和国工业和信息化部
主办单位 北京航空航天大学
主编 赵沁平
编辑出版 《北京航空航天大学学报》编辑部
邮编 100083
地址 北京市海淀区学院路37号
印刷 北京科信印刷有限公司
发行 北航文化传媒集团
发行范围 国内外发行
联系电话 (010) 82315594 82338922
82314839
电子信箱 jbuua@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information
Technology of the People's Republic of China
Sponsored by Beijing University of Aeronautics
and Astronautics (BUAA)
(Beijing 100083, P. R. China)
Chief Editor Zhao Qinpings
Edited and Published by Editorial Board of JBUA
Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.
Distributed by BUAA Culture Media Group Limited
Telephone (010) 82315594 82338922
82314839
E-mail jbuua@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

刊号 ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V
国内定价 50.00元/期

ISSN 1001-5965
9 771001 596175 01>