

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



2015-01

Vol.41 No.1

北京航空航天大学学报

二〇一五年 第四十一卷 第一期 (总第二六三期)

北京航空航天大学

目 次

- 空气耦合超声检测中脉冲压缩方法的参数选优 周正干, 马保全, 孙志明, 周晖, 黄姿禹, 刘晶晶 (1)
- 基于 Riccati 方程解的高增益未知输入观测器设计 朱芳来, 张永军 (8)
- 基于 FPGA 的高效机载视频采集及预处理方法 姜宏旭, 李辉勇, 刘亭杉, 段冰毅, 张萍 (14)
- 低噪声风力机翼型设计方法及实验分析 汪泉, 陈进, 程江涛, 王君, 孙金凤, 游颖 (23)
- 基于广义线性模型的固体推进剂贮存寿命评估 洪东跑, 王英华, 管飞, 马小兵 (29)
- 任意波形失真度的一种评价方法 孙璟宇, 王中宇, 梁志国 (33)
- 加速度作用下环路热管工作特性实验 谢永奇, 于印, 解立垚, 高红霞, 余建祖 (38)
- 具有校正项的 K 分布形状参数的 V-估计器 李大朋 (45)
- 摩擦力作用下电液伺服系统非线性动力学行为 朱勇, 姜万录, 郑直 (50)
- 一种变体飞行器的动力学建模与动态特性分析 张杰, 吴森堂 (58)
- 基于连续蚁群算法的 Bayesian 方位估计快速方法 焦亚萌, 黄建国, 韩晶 (65)
- 基于 JPL 星历的月基 SAR 多普勒参数估算方法 丁翼星, 郭华东, 刘广 (71)
- 针对机动目标的改进 UFIR 跟踪算法 付锦斌, 孙进平, 卢松涛, 张耀天 (77)
- 超低空空投拉平阶段混合迭代滑模控制 刘日, 孙秀霞, 董文瀚 (83)
- 层次测试性模型的评估方法 尹园威, 尚朝轩, 马彦恒, 李刚 (90)
- 基于约束边长 FART-Q 的智能决策算法 周亚楠, 龚光红 (96)
- 基于数据链的空战对抗建模及增援决策分析 牛德智, 陈长兴, 徐浩翔, 李永宾, 王卓, 陈强 (102)
- 基于 ASIFT 的离线签名认证方法 唐有宝, 卜巍, 张恩泽, 邬向前 (110)
- 基于视频内容关联密钥加密算法 王玮, 黄浩, 谢长生, 韩林 (117)
- 基于舵机指令前馈的电液负载模拟器同步控制 韩松杉, 焦宗夏, 尚耀星, 汪成文 (124)
- 蜂蝇悬停和前飞时的动稳定性 许娜, 孙茂 (133)
- 机载空分装置富氮气体流量及影响因素 邵垒, 刘卫华, 冯诗愚, 古远康, 刘维璠 (141)
- 螺旋桨/大柔性机翼静气动弹性快速分析方法 谢长川, 张利娟, 刘燧, 杨超 (147)
- 基于经验小波变换的目标加速度估计算法 陈浩, 郭军海, 齐巍 (154)
- 双机协同无源目标跟踪轨迹优化 冉华明, 周锐, 吴江, 董卓宁 (160)
- 多无人机协同搜索区域分割与覆盖 于驹男, 周锐, 夏洁, 车军 (167)
- iGPS 测量不确定度空间分布分析方法 孙涪龙, 赵罡, 王伟, 陈磊 (174)
- X 型尾翼临近空间飞艇隐身特性仿真 肖厚地, 刘龙斌, 吕明云 (181)

期刊基本参数: CN11-2625/V * 1956 * m * A4 * 186 * zh * P * ¥ 20.00 * 900 * 28 * 2015-01

CONTENTS

Parameter optimization of pulse compression method in air-coupled ultrasonic testing
..... ZHOU Zhenggan, MA Baoquan, SUN Zhiming, ZHOU Hui, HUANG Ziyu, LIU Jingjing (1)

Design of high-gain unknown input observer based on Riccati equation
..... ZHU Fanglai, ZHANG Yongjun (8)

Method for airborne video capture and preprocessing based on FPGA
..... JIANG Hongxu, LI Huiyong, LIU Tingshan, DUAN Miyi, ZHANG Ping (14)

Wind turbine airfoil design method with low noise and experimental analysis
..... WANG Quan, CHEN Jin, CHENG Jiangtao, WANG Jun, SUN Jinfeng, YOU Ying (23)

Storage life assessment for solid propellant based on generalized linear model
..... HONG Dongpao, WANG Yinghua, GUAN Fei, MA Xiaobing (29)

Evaluation method for distortion of arbitrary waveform
..... SUN Jingyu, WANG Zhongyu, LIANG Zhiguo (33)

Experimental investigation on operational performance of loop heat pipe subjected to acceleration force
..... XIE Yongqi, YU Yin, XIE Liyao, GAO Hongxia, YU Jianzu (38)

V-estimator with corrective term for K-distribution shape parameter
..... LI Dapeng (45)

Nonlinear dynamic behaviors of electro-hydraulic servo system under friction
..... ZHU Yong, JIANG Wanlu, ZHENG Zhi (50)

Dynamic modeling for a morphing aircraft and dynamic characteristics analysis
..... ZHANG Jie, WU Sentang (58)

Fast Bayesian DOA estimator using continuous ant colony optimization
..... JIAO Yameng, HUANG Jianguo, HAN Jing (65)

Method to estimate the Doppler parameters of moon-borne SAR using JPL ephemeris
..... DING Yixing, GUO Huadong, LIU Guang (71)

Maneuvering target tracking with modified unbiased FIR filter
..... FU Jinbin, SUN Jinping, LU Songtao, ZHANG Yaotian (77)

Hybrid iteration sliding mode control for ultra-low altitude airdrop level off
..... LIU Ri, SUN Xiuxia, DONG Wenhan (83)

Method of testability evaluation using hierarchical testability model
..... YIN Yuanwei, SHANG Chaoxuan, MA Yanheng, LI Gang (90)

Intelligent decision-making algorithm based on bounded FART-Q
..... ZHOU Yanan, GONG Guanghong (96)

Modeling and reinforcement decision analysis in air force combat based on data link
..... NIU Dezhi, CHEN Changxing, XU Haoxiang, LI Yongbin, WANG Zhuo, CHEN Qiang (102)

Offline signature verification based on ASIFT
..... TANG Youbao, BU Wei, ZHANG Enze, WU Xiangqian (110)

Video encryption algorithm of content associated key
..... WANG Wei, HUANG Hao, XIE Changsheng, HAN Lin (117)

Synchronizing compensation control of electro-hydraulic load simulator using command signal of actuator
..... HAN Songshan, JIAO Zongxia, SHANG Yaoxing, WANG Chengwen (124)

Dynamic flight stability of a model dronefly in hovering and forward flight
..... XU Na, SUN Mao (133)

Flow rate of nitrogen-rich air and influence factors for onboard air separation unit
..... SHAO Lei, LIU Weihua, FENG Shiyu, GU Yuankang, LIU Weipan (141)

Aeroelasticity quick analysis method of very propeller/flexible wing system
..... XIE Changchuan, ZHANG Lijuan, LIU Yi, YANG Chao (147)

Estimation of target's acceleration based on empirical wavelet transform
..... CHEN Hao, GUO Junhai, QI Wei (154)

Trajectory optimization of two aircrafts in collaborative passive target tracking
..... RAN Huaming, ZHOU Rui, WU Jiang, DONG Zhuoning (160)

Decomposition and coverage of multi-UAV cooperative search area
..... YU Sinan, ZHOU Rui, XIA Jie, CHE Jun (167)

Analysis method of iGPS measurement uncertainty spatial distribution
..... SUN Fulong, ZHAO Gang, WANG Wei, CHEN Lei (174)

Simulation on stealth characteristics of X-tail near space airship
..... XIAO Houdi, LIU Longbin, LÜ Mingyun (181)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0037

空气耦合超声检测中脉冲压缩方法的参数选优

周正干^{*1}, 马保全¹, 孙志明¹, 周晖², 黄姿禹², 刘晶晶²

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100191; 2. 上海飞机制造有限公司航空制造技术研究所, 上海 200436)

摘 要: 多种脉冲压缩方法已成为提高空气耦合超声检测信号信噪比(SNR)的有效手段,而实际使用中面临如何选取合适参数以获得更好压缩效果的问题.基于脉冲压缩技术的基本原理及其在超声检测中的实现,建立了具备超声信号脉冲压缩实时处理的空气耦合超声检测系统.使用窄带空气耦合超声换能器分别就线性调频、非线性调频及相位编码脉冲压缩方法的关键参数对压缩效果的影响开展了实验研究,获得了脉冲压缩参数选取准则.最后以模拟缺陷的蜂窝夹芯复合材料试样为对象,验证了参数选优后的脉冲压缩方法在空气耦合超声检测中的应用效果.

关键词: 脉冲压缩方法; 空气耦合超声; 无损检测; 参数选优; 信噪比

中图分类号: TB553

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0001-07

空气耦合超声检测技术是一种以空气作为耦合介质的非接触声学检测方法,被认为是检测与评价纤维增强复合材料(即CFRP, GFRP, GLARE)、蜂窝夹芯/泡沫夹芯结构材料、金属、耐高温陶瓷材料等质量的有效手段^[1-3].空气耦合条件下,由于空气同检测对象之间巨大的声阻抗差及空气对高频声波的高吸收率,造成接收信号微弱且信噪比低,提高空气耦合条件下接收信号强度及信噪比是该技术发展及应用所面临的首要问题.雷达系统中,为了提高检测范围及距离分辨率,基于相关运算的脉冲压缩技术实现了从大时宽、低幅值信号向小时宽、高幅值信号的转换,有效解决了雷达距离分辨率与平均功率之间的矛盾.因此,具有诸多优异特性的脉冲压缩技术为空气耦合超声信号信噪比的提高提供了有效的参考手段,基于该技术建立的空气耦合超声检测方法能显著提高信号的鲁棒性及检测图像的分辨率,并已应用到医学超声领域^[4].国外针对脉冲压缩

方法应用于超声无损检测领域的研究开展较深入^[5],目前常用的脉冲压缩处理方法包括频率调制脉冲压缩技术和相位调制脉冲压缩技术.频率调制脉冲压缩技术已经在超声无损检测领域获得应用(线性调频、非线性调频等)^[6-8],尤其在医学高精度超声成像方面得到验证^[4,9].相位编码脉冲压缩方法也是雷达信号处理的重要手段,相比频率调制脉冲压缩方法而言,相位编码信号的调制更便捷,更容易获得高主副比(主瓣旁瓣幅值比)的脉冲压缩信号,因此该技术也已得到普遍重视和广泛应用,并逐步向超声检测领域推广^[10].

在特殊复合材料的空气耦合超声检测方面,应用脉冲压缩技术可使接收信号信噪比得到大幅提高,上述方法已被认为是可行、可靠的信号处理手段,已成为空气耦合超声检测技术的重要研究内容之一.与脉冲压缩方法在雷达信号处理技术中的成熟应用不同,空气耦合超声检测中超

收稿日期: 2014-01-19; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-06-24 09:04

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0037.html

基金项目: 国家商用飞机制造工程技术研究中心创新基金资助项目(SAMC13-JS-15-022); 航天科技创新基金资助项目(CASC06)

* 通讯作者: 周正干(1967—),男,湖南湘潭人,教授,zzhenggan@buaa.edu.cn,主要研究方向为超声无损检测技术.

引用格式: 周正干, 马保全, 孙志明, 等. 空气耦合超声检测中脉冲压缩方法的参数选优[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 1-7. Zhou Z G, Ma B Q, Sun Z M, et al. Parameter optimization of pulse compression method in air-coupled ultrasonic testing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 1-7 (in Chinese).

声换能器激发出的超声波信号与雷达信号有较大差异,针对脉冲压缩参数的调整对超声信号脉冲压缩效果的影响并不十分明确,影响了该技术在空气耦合超声检测领域的推广应用.为更好地利用脉冲压缩方法来提高空气耦合超声信号信噪比,研究脉冲压缩方法的参数选优问题很有必要.

本文基于脉冲压缩技术的基本原理及其在超声检测领域的实现过程,建立完善的空气耦合超声检测系统(并编制上位机C++算法实现超声信号的实时脉冲压缩处理).针对窄带空气耦合超声换能器分别就线性调频、非线性调频及相位编码脉冲压缩方法的关键参数(激励信号时宽、带宽、巴克码位数及载波周期数)对脉冲压缩效果(主瓣峰值及信噪比)的影响开展实验研究,进而获得脉冲压缩参数的选取准则.最后,以模拟缺陷的蜂窝夹芯复合材料试样为对象,验证参数选优后的脉冲压缩方法在空气耦合超声检测中的实际应用效果.

1 基本理论

1.1 脉冲压缩处理技术原理及其实现

所谓脉冲压缩,就是采用宽脉冲发射以提高发射的平均功率,在接收时采用匹配滤波器进行脉冲压缩以获得窄脉冲信号,进而提高检测能力的同时又不失距离分辨力^[11].发射脉冲宽度 t 与压缩后系统有效脉冲宽度 t_0 的比值,称为脉冲压缩比,即

$$D = t/t_0 \quad (1)$$

因为脉冲压缩后的有效脉冲宽度 $t_0 = 1/B$ (B 为调制信号带宽),所以上式可写成:

$$D = t \cdot B \quad (2)$$

即脉冲压缩比等于信号的时宽带宽积.

匹配滤波器的作用是处理系统通过匹配滤波过程对输入的信号进行一次相关运算.在输入为已知信号及白噪声时,所得输出信噪比最大的线性滤波器就是匹配滤波器.假设参考信号为 $u_s(t)$,与参考信号相关的接收信号为 $x_s(t)$,对接收信号进行脉冲压缩处理过程如图1所示.基于相关性原理,两相关信号的脉冲压缩过程实际上是接收信号 $x_s(t)$ 与参考信号的匹配滤波器进行卷积运算,其中匹配滤波器的频率特性函数实际上是参考信号频谱的共轭.为提高数据处理效率,实现信号的实时处理,卷积运算一般通过频域点乘来实现,经傅里叶逆变换获得时域脉冲压缩信号.

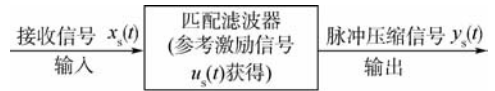


图1 接收信号的脉冲压缩原理

Fig. 1 Pulse compression principle of received signal

基于上述原理,对超声信号进行脉冲压缩的实现过程主要分为以下几个步骤:

1) 编制合理的激励信号来激发超声换能器,同时对激励信号进行快速傅里叶变换(FFT),存储变换后的数据作为参考信号;

2) 基于参考信号获得匹配滤波器的频率响应函数(即对激励信号频域上的各点取共轭);

3) 对超声接收信号采样点进行快速傅里叶变换,并与匹配滤波器频率响应函数在频域点乘;

4) 将点乘后的数据进行傅里叶逆变换(IFFT),获得脉冲压缩后的时域信号.

1.2 三大脉冲压缩处理技术

1.2.1 线性调频脉冲压缩技术

线性调频(LFM)是超声信号脉冲压缩中的常用调制手段.线性调频信号激励超声发射换能器,通过匹配滤波器(matched filter)对接收到的透射信号进行压缩处理,可得到满足要求的检测信号^[12].LFM信号(也称Chirp信号)的数学表达式为^[7]

$$u_s(t) = A \exp \left[j2\pi \left(f_0 t + \frac{B}{2T} t^2 \right) \right] \quad (3)$$

式中, A 为信号幅值; f_0 为基频(选择换能器中心频率); T 为调制信号时宽.线性调频信号斜率 K 为

$$K = \frac{B}{T} \quad (4)$$

当选定调制信号时宽 T ,调制信号带宽 B ,则调制信号瞬时频率以斜率 K 做线性变化.在超声检测中,一般需要调整时宽 T 和带宽 B 来获得最佳的脉冲压缩效果.

1.2.2 非线性调频脉冲压缩技术

由于线性调频方法产生的激励信号瞬时频率呈线性增加,信号频带与换能器频带相符程度不高.非线性调频(NLFM)信号是线性调频信号的一种改进,使调制后信号频带与换能器频带接近,从而能使换能器在各个频段都能输出最高的能量,大大提高了脉冲压缩信号主副比^[8].NLFM信号是按特定的信号幅度谱来生成,假设以相角函数表示的非线性调制信号为

$$u_s(t) = \sin(\varphi(t)) \quad (5)$$

式中 $\varphi(t)$ 为相角函数.根据相位逗留原理,求得激励超声换能器的非线性调频信号 $u_s(t)$ 为

$$u_s(t) = \sin\left(2\pi\int_0^t \text{inv}(T(f)) d\tau\right) \quad (6)$$

其中 $T(f)$ 为群延时函数,表达式为

$$T(f) = \int_0^f C_1 |S(v)|^2 dv + C_2 \quad (7)$$

式中 $S(v)$ 为调制信号幅度谱,通过对超声换能器扫频获得. 根据设定的调制时宽 T 确定边界条件 $T(f_1) = 0, T(f_2) = T$, 可得常数项 C_1, C_2 .

将非线性调频脉冲压缩技术应用于超声检测时,由于换能器频谱分布特性已知,只要设置不同调制时宽 T ,即可获得一系列不同的激励信号.

1.2.3 相位编码脉冲压缩技术

常用的相位编码方式有巴克码、互补格莱(Golay)码、M 序列、Taylor 码、弗兰克码等. 选择相位编码的依据是其自相关函数旁瓣幅值足够小,使主副比尽可能小. 二相巴克码信号具有良好的自相关特性及噪声抑制特性,被认为是一种获得最小时域旁瓣的有效编码方式^[13-14]. 二相编码信号的复包络可表示为

$$u_s(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N-1} C_k v(t - kt_p) & 0 < t < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

式中, $v(t)$ 为子脉冲函数; t_p 为子脉冲宽度; N 为子脉冲个数; $T = N \cdot t_p$ 为二相编码信号持续时间. 相位编码调制信号是离散伪随机信号,二相编码信号的频谱函数主要是由子脉冲函数的频谱决定,其带宽近似等于子脉冲的带宽^[15],即 $B = 1/t_p$,因此时宽带宽积 $D = T \cdot B = N$,当改变时宽(或带宽)时,带宽(或时宽)相应发生变化,时宽带宽积 D 仅与子脉冲个数 N 有关. 常规二相巴克码有 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13 位等(如表 1 所示).

表 1 不同码长的巴克码序列及其主副比

Table 1 Different length Barker code sequence and the corresponding main to side lobe ratio

码长	码序列	自相关函数序列	主副比/dB
2	1, 1/-1, 1	2, 1/2, -1	6
3	1, 1, -1	3, 0, -1	9.6
4	1, 1, -1, 1/1, 1, 1, -1	4, -1, 0, 1/4, 1, 0, -1	12
5	1, 1, 1, -1, 1	5, 0, 1, 0, 1	14
7	1, 1, 1, -1, -1, 1, -1	7, 0, -1, 0, -1, 0, -1	17
11	1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1	11, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1	20.8
13	1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1	13, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1	22.3

2 实验分析

2.1 穿透式空气耦合超声检测原理及实验系统

实验采用的空气耦合超声检测方法为穿透

法. 穿透法是将两个换能器分别置于被检测试件的两侧,一个探头发射超声波,另一个探头接收透射波,根据超声波穿透试件后的能量变化来判断试件内部质量. 空气耦合超声检测系统基本构成如图 2 所示,包括任意信号发生器、功率放大器、500 kHz 空气耦合超声换能器(NCG500-D13)、滤波与前置放大器、含有数据采集卡的上位机,其他还有运动控制系统、扫查架等.

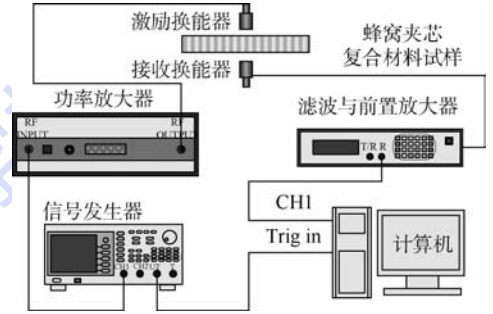


图 2 空气耦合超声检测系统基本构成

Fig. 2 Basic construction of air-coupled ultrasonic testing system

2.2 脉冲压缩方法各参数选优实验

2.2.1 线性调频脉冲压缩

针对线性调频脉冲压缩技术,需要分析不同时宽 T 、带宽 B 对超声信号脉冲压缩效果的影响. 设置一对空气耦合超声换能器的间距为 25 mm,中间无试样,激励电压 127 V,增益 65.9 dB.

1) 时宽的影响.

时宽 T 从 10 ~ 270 μs 每隔 20 μs 选值一次,获得 14 种不同时宽脉冲压缩前后的主瓣峰值比,如图 3 所示. 主瓣峰值比随着时宽的增加逐渐增大并且呈近似线性增加.

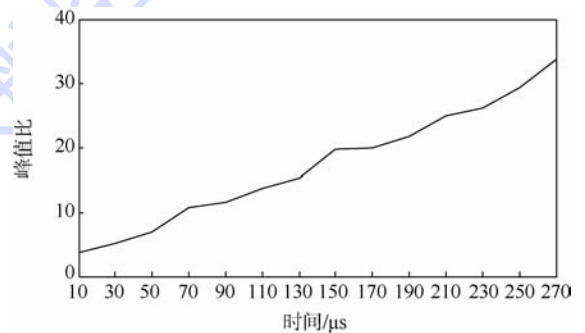


图 3 不同时宽条件下线性调频脉冲压缩前后主瓣峰值比

Fig. 3 Main lobe peak ratio between compressed signal and original signal under different time-width in

LFM pulse compression process

2) 带宽的影响.

带宽 B 从 0.2 ~ 1.2 MHz 每隔 0.2 MHz 选值一次,时宽 T 分别选取 10, 70 和 210 μs ,获得 3 组

定时宽变带宽条件下的脉冲压缩前后主瓣峰值比(如图4所示).采用不同带宽 B 的激励信号激励换能器,脉冲压缩前后主瓣峰值比随带宽增加逐渐减小,最后趋于稳定.

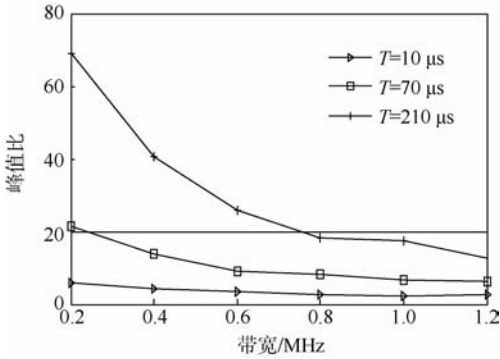


图4 不同带宽条件下线性调频脉冲压缩前后的主瓣峰值比

Fig.4 Main lobe peak ratio between compressed signal and original signal under different band-width in LFM pulse compression process

2.2.2 非线性调频脉冲压缩技术

非线性调频脉冲压缩中,由于换能器频谱分布特性已知,时宽 T 是唯一能改变的参数.为分析时宽 T 对脉冲压缩效果的影响,设置激励电压为 67 V,信号增益为 55.9 dB.时宽 T 从 10 ~ 270 μ s 每隔 20 μ s 取值一次,获得不同时宽条件下

的脉冲压缩前后主瓣峰值比,如图5所示.

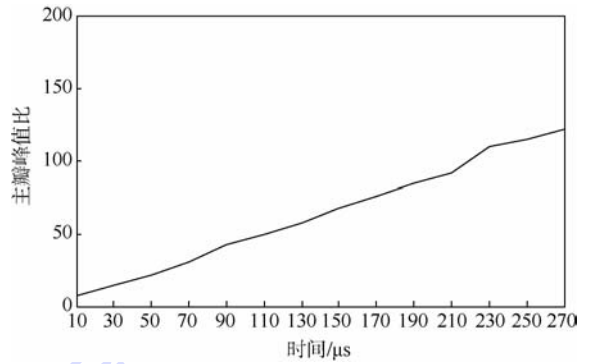


图5 不同时宽条件下非线性调频脉冲压缩前后的主瓣峰值比

Fig.5 Main lobe peak ratio between compressed signal and original signal under different time-width in NLFM pulse compression process

脉冲压缩前后主瓣峰值比随着时宽 T 的增加呈近似线性增长,因此,在选择非线性调频脉冲压缩参数时,应尽可能选择大时宽的调制信号.

2.2.3 相位编码脉冲压缩技术

1) 不同位数巴克码序列的脉冲压缩效果.

保持上述实验条件不变,采用码元为正弦的巴克码序列(码长分别为 2,3,4,5,7,11,13)激励换能器,对各自接收的回波信号进行脉冲压缩处理,得到脉冲压缩前后主瓣峰值的变化如图6所示.

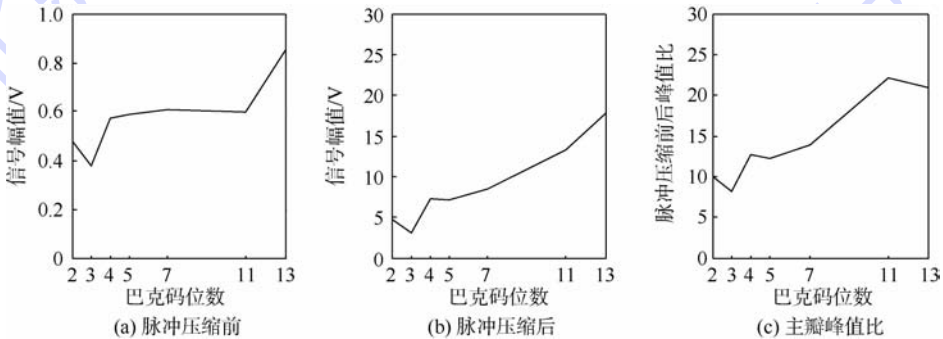


图6 不同位数巴克码序列脉冲压缩前后主瓣峰值

Fig.6 Main lobe peak of pulse compressed signal with different length Barker code and unprocessed signal

由图6可知,脉冲压缩前,接收信号主瓣峰值随巴克码位数的增加呈类阶梯状增大,经匹配滤波之后,输出信号主瓣峰值以及脉冲压缩前后主瓣峰值比也随着巴克码位数的增加逐渐增大,当巴克码序列位数为 13 时,主瓣峰值达到最大.

2) 不同周期 13 位巴克码的脉冲压缩效果.

采用 1 ~ 6 个周期载波巴克码信号激励换能器(以 2 周期为例,其序列 $C_k = \{1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1\}$,其他周期编码方式以此类推),获得不同周期数的 13 位巴克码序列的脉冲压缩效果如图7所示.

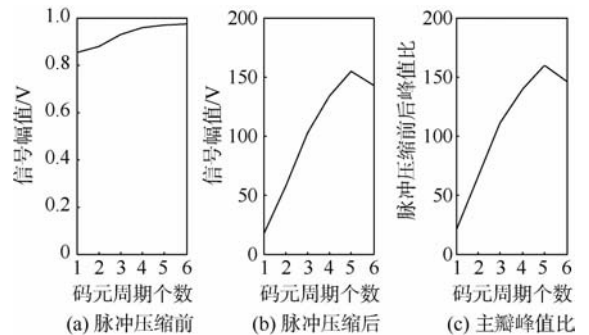


图7 不同周期 13 位巴克码脉冲压缩前后主瓣幅值变化
Fig.7 Main lobe peak ratio between compressed signal with different cycle 13 bit Barker code and original signal

由图 7 可知,载波周期增大时脉冲压缩信号主峰值不断提高,1~3 周期获得的脉冲压缩信号主峰值从 17.79 V 变为 102.2 V. 而随着载波周期数的不断增大,主瓣和旁瓣开始变得难以分辨. 因此,采用多周期载波 13 位巴克码信号作为超声激励信号时,可尽量选择多个周期载波信号,但同时要兼顾信号主副比,保证脉冲压缩后的超声透射信号易于识别,使其满足 C 扫描检测要求.

2.3 有试样时脉冲压缩方法的检测性能对比

2.3.1 试样准备

在一块无缺陷的碳纤维蒙皮-铝蜂窝夹芯复合材料表面,按从大到小的顺序分别粘接不同的厚纸片以模拟蜂窝夹芯材料中的缺陷. 试样尺寸及缺陷布置如图 8 所示,蜂窝试样光学照片如图 9 所示(蜂窝芯厚 12 mm,蒙皮厚 1 mm).

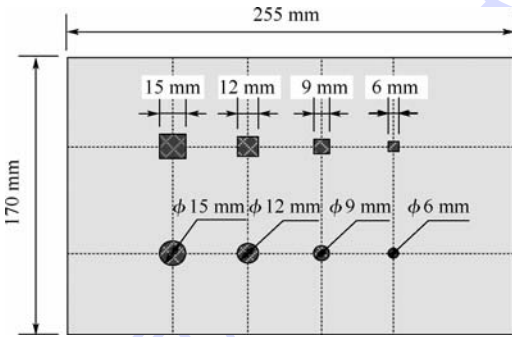


图 8 试样尺寸及缺陷布置

Fig. 8 Specimen size and defect allocation

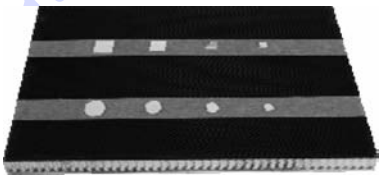


图 9 蜂窝夹芯复合材料试样照片

Fig. 9 Photograph of honeycomb composite sample

2.3.2 透射信号能量及信噪比对比

根据上述结果可知,线性调频脉冲压缩参数选取应遵循大时宽、小带宽的原则;非线性调频脉冲压缩参数仅由时宽决定,应选择尽量大的时宽;相位编码脉冲压缩参数在选择 13 位巴克码且载波周期数为 3 时可获得良好的脉冲压缩效果. 用于对比的 3 种脉冲压缩参数设置如表 2 所示.

表 2 脉冲压缩性能对比的参数设置

Table 2 Parameters for comparison experiments of pulse compression efficiency

信号类型	参数选择
线性调频	$T = 270 \mu\text{s}, B = 0.2 \text{ MHz}$
非线性调频	$T = 270 \mu\text{s}$
相位编码	13 位巴克码载波周期数为 3

利用表 2 中给出的参数对上述 3 种方法进行有试样条件下的脉冲压缩效果对比. 3 种方法所用换能器激励电压均为 200 V,增益均为 103.9 dB. 脉冲压缩处理前,接收信号中的透射始波几乎全被噪声淹没,采用不同脉冲压缩方法后的信号如图 10~图 12 所示,从各图中都能识别透射始波.

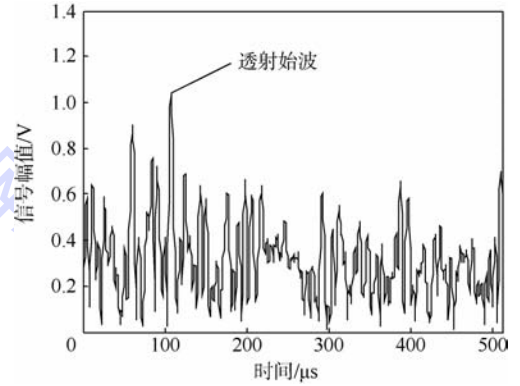


图 10 线性调频脉冲压缩后的信号

Fig. 10 Pulse compressed signal with linear frequency modulation method

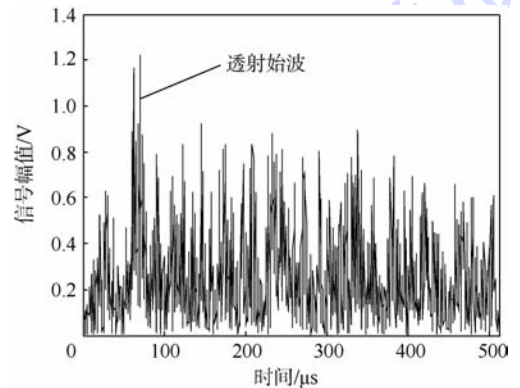


图 11 非线性调频脉冲压缩后的信号

Fig. 11 Pulse compressed signal with non-linear frequency modulation method

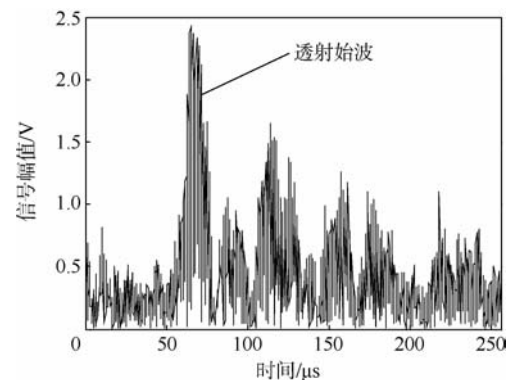


图 12 相位编码脉冲压缩后的信号

Fig. 12 Pulse compressed signal with phase code modulation method

脉冲压缩后的透射超声信号信噪比如表3所示.由表3可知,相位编码脉冲压缩信号信噪比明显优于线性调频和非线性调频脉冲压缩方法的信噪比.

表3 脉冲压缩后的透射超声信号信噪比(SNR)

Table 3 Signal to noise ratio (SNR) comparison of pulse compressed signal of through-transmitted ultrasound

信号类型	主瓣峰值/V	噪声平均值/V	信噪比
线性调频	0.9013	0.6653	2.6374
非线性调频	1.22	0.7601	4.1098
相位编码	2.423	0.4265	15.0882

2.3.3 蜂窝夹芯试样的C扫描检测

按照表2中的参数对不同脉压处理后的透射始波设置闸门进行C扫描检测,成像对比如图13~图15所示.由图13~图15可知,相位编码脉冲压缩方法获得的C扫描图中对缺陷及蜂窝芯格的识别能力明显优于线性调频和非线性调频脉冲压缩方法的识别能力.

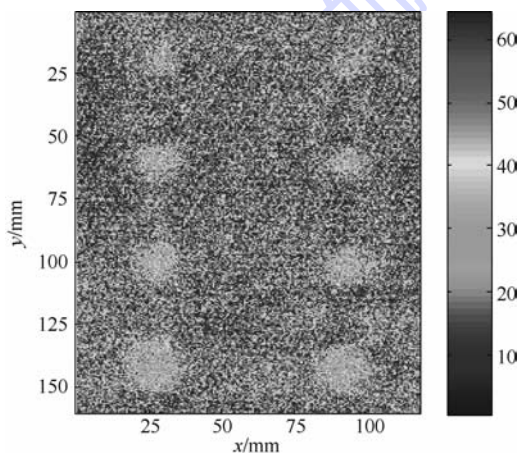


图13 线性调频脉冲压缩C扫描成像结果

Fig. 13 C-scan result based on linear frequency modulation pulse compression process

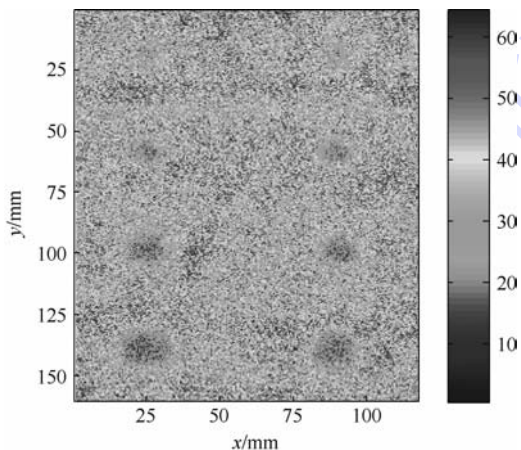


图14 非线性调频脉冲压缩C扫描成像结果

Fig. 14 C-scan result based on non-linear frequency modulation pulse compression process

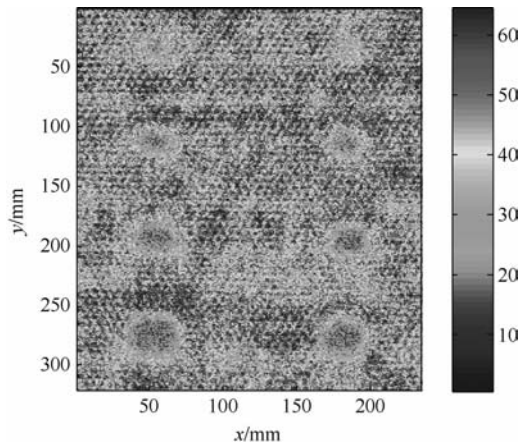


图15 相位编码脉冲压缩C扫描成像结果

Fig. 15 C-scan result based on phase code modulation pulse compression process

3 结论

1) 针对窄带空气耦合超声换能器,线性调频脉冲压缩方法中激励信号的设计应遵循大时宽、小带宽的原则;非线性调频脉冲压缩效果仅由时宽决定,应选择尽量大的时宽,但激励信号时宽不能太大以防止损坏超声换能器;相位编码脉冲压缩方法中选择13位巴克码时获得优良的脉冲压缩效果.随着巴克码载波周期数的增大,脉冲压缩主瓣峰值不断提高,而对透射信号主瓣的识别能力变差,一般选3周期即可.

2) 采用脉冲压缩方法检测高声衰减的复合材料时,在同等激励电压及接收信号增益条件下,相位编码脉冲压缩信号获得最高的透射信号主瓣幅值和信噪比,且获得的C扫描成像效果明显优于线性调频和非线性调频脉冲压缩方法的成像效果.

参考文献 (References)

- [1] Bhardwaj M C, Stead G F. High frequency non-contact ultrasonic analysis of materials: introduction and applications [J]. Nondestructive Evaluation of Materials and Composites V, 2001, 4336: 117-128.
- [2] Imielinska K, Castaigns M, Wojtyra R, et al. Air-coupled ultrasonic C-scan technique in impact response testing of carbon fibre and hybrid: glass, carbon and Kevlar/epoxy composites [J]. Journal of Materials Processing Technology, 2004, 157: 513-522.
- [3] Tat H, Georgeson G, Bossi R. Evaluation of air coupled ultrasound for composite aerospace structure [J]. AIP Conference Proceedings, 2009, 1096 (1): 912-919.
- [4] Rao N, Mehra S. Medical ultrasound imaging using pulse compression [J]. Electronics Letters, 1993, 29 (8): 649-651.
- [5] Pallav P, Hutchins D A, Yin X K. Air-coupled ultrasonic spectroscopy of highly damping materials using pulse compression

- [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2009, 56(6): 1207-1217.
- [6] Lam F, Szilard J. Pulse compression techniques in ultrasonic non-destructive testing[J]. Ultrasonics, 1976, 14(3): 111-114.
- [7] 周正干,魏东,向上. 线性调频脉冲压缩方法在空气耦合超声检测中的应用研究[J]. 机械工程学报, 2010, 46(18): 24-28.
Zhou Z G, Wei D, Xiang S. Application of linear-frequency-modulation based pulse compression in air-coupled ultrasonic testing [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(18): 24-28 (in Chinese).
- [8] 魏东,周正干. 改进的非线性调频脉冲压缩方法在空气耦合超声检测中的应用[J]. 机械工程学报, 2012, 48(16): 8-13.
Wei D, Zhou Z G. Application of non-linear frequency-modulation based pulse compression in air-coupled ultrasonic testing [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2012, 48(16): 8-13 (in Chinese).
- [9] Laurence R W, Martin D F. Practical spread spectrum pulse compression for ultrasonic tissue imaging[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 1998, 45(2): 349-355.
- [10] Sato R, Shinriki M. Time sidelobe reduction technique for binary phase coded pulse compression[J]. Electronics and Communications in Japan, Part I: Communications (English Translation of Denshi Tsushin Gakkai Ronbunshi), 2001, 84(12): 52-60.
- [11] 蔡凤丽. 相位编码信号脉冲压缩旁瓣抑制技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2009.
Cai F L. Research on side-lobe suppression for phase encoding signal[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2009 (in Chinese).
- [12] Gan T H, Hutchins D A, Billson D R, et al. The use of broadband acoustic transducers and pulse-compression techniques for air-coupled ultrasonic imaging[J]. Ultrasonics, 2001, 39(3): 181-194.
- [13] Chen W H, Deng J L. Ultrasonic non-destructive testing using barker code pulse compression techniques [J]. Ultrasonics, 1988, 26(1): 23-26.
- [14] Sun G M, Liu G S, Gu H. Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2004, 15(4): 520-524.
- [15] 周谊眠. 雷达信号分析技术与软件设计[D]. 南京: 南京大学, 2012.
Zhou Y M. Radar signal analysis technology and software design [D]. Nanjing: Nanjing University, 2012 (in Chinese).

Parameter optimization of pulse compression method in air-coupled ultrasonic testing

ZHOU Zhenggan^{*1}, MA Baoquan¹, SUN Zhiming¹, ZHOU Hui², HUANG Ziyu², LIU Jingjing²

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Institute of Aeronautical Manufacturing Technology of Shanghai Aircraft Manufacturing Co., Ltd., Shanghai 200436, China)

Abstract: A variety of pulse compression methods are viewed as viable solutions to improve the signal to noise ratio (SNR) of received signal in air-coupled ultrasonic testing. However, the use of corresponding method to realistic inspection is faced with problem of optimal parameter selection to get better compression effect. Based on the basic principle of pulse compression method and its implementation in ultrasonic testing, an air-coupled ultrasonic testing system with function of real-time pulse compression processing of ultrasonic signal was established. The impact of key parameters of linear frequency modulation, nonlinear frequency modulation and phase coded pulse compression method on compression effect in narrow-band air-coupled ultrasonic transducer was analyzed, respectively, and then the optimal parameter selection criteria was acquired. Finally, the corresponding pulse compression method of optimized parameters was verified in air-coupled ultrasonic inspection of a honeycomb sandwich composite sample with simulated defects.

Key words: pulse compression method; air-coupled ultrasound; nondestructive testing; parameter optimization; signal to noise ratio

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0041

基于 Riccati 方程解的高增益未知输入观测器设计

朱芳来*, 张永军

(同济大学 电子与信息工程学院, 上海 200092)



摘 要: 针对具有未知输入和测量噪声的一类 Lipschitz 非线性系统, 研究了状态估计、噪声估计及未知输入重构问题. 通过将输出噪声看作扩展状态, 把原系统转化为描述系统. 针对描述系统, 首先基于 Riccati 方程的解, 提出了一种高增益观测器设计方法, 实现对系统状态的估计和测量噪声的重构; 之后, 设计二阶高增益滑模观测器精确估计输出的微分, 并利用状态和输出微分的估计, 提出了一种未知输入的重构方法. 在一 Riccati 方程有解的前提下, 所提出的未知输入和测量噪声的重构, 均适用于强时变信号. 最后, 对一个实际模型仿真, 验证所提出方法的有效性.

关键词: 未知输入观测器; 测量噪声估计; Riccati 方程; 未知输入重构; 高增益

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2015)01-0008-06

从 20 世纪 70 年代开始, 未知输入观测器设计一直是现代控制研究领域所关注的热点之一. 未知输入观测器(UIO)不仅被广泛地应用到控制系统中, 同时在故障诊断和基于混沌同步的保密通讯^[1]等领域也有着重要的应用. 发展至今, 未知输入观测器设计无论是针对线性系统还是非线性系统, 都已经有着众多的研究成果呈现^[2-3]. 早期, 未知输入观测器设计着重于如何绕开未知输入的影响而达到状态估计的目的^[4], 之后未知输入与状态一并估计的方法^[5]得到了重视.

未知输入和测量噪声并存, 在实际的控制系统中普遍存在. 因而, 对同时具有测量噪声和未知输入的系统进行所谓的未知输入观测器设计, 更具有挑战性, 成为近期学者们所关注的研究热点之一^[6]. 例如, 文献[7]采用了降维观测器设计方法, 通过选取恰当的降维观测器增益, 有效处理了一类具有未知输入和测量噪声的线性系统的状态

和噪声估计及未知输入重构问题. Bejarano 等处理了具有相同未知输入和测量噪声的一类强可检测的奇异线性系统的观测器设计、未知输入重构及噪声估计, 并讨论系统强可观和检测的充要条件^[8]. 描述系统, 也称之为奇异系统, 经常被用来描述工程系统、社会系统和经济系统等实际系统^[9-10]. 由于描述系统在处理具有输出测量噪声的系统时, 可以方便地把输出噪声当作描述系统的扩展状态, 因而该方法在观测器设计中被广泛使用^[11-13]. 例如, 文献[8]针对具有相同未知输入和测量噪声的非线性系统结合描述系统方法提出了全维观测器设计方法. 文献[14]结合描述系统、滑模理论和自适应控制的方法, 针对一类非线性系统提出了一种系统状态和噪声同时估计的自适应鲁棒观测器, 该方法同样实现了对未知输入的重构. 文献[15]提出了一种鲁棒 H_∞ 滑模描述观测器, 对具有未知输入或者输出干扰的不确定

收稿日期: 2014-01-23; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-05-27 09:34

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0041.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61074009); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20110072110015); 广西制造系统与先进制造技术重点实验室项目(PF110289); 上海重点学科项目(B004)

* 通讯作者: 朱芳来(1965—), 男, 广西兴安人, 教授, zhufanglai@tongji.edu.cn, 主要研究方向为非线性系统鲁棒控制, 基于模型的故障检测与故障重构等.

引用格式: 朱芳来, 张永军. 基于 Riccati 方程解的高增益未知输入观测器设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 8-13.

Zhu F L, Zhang Y J. Design of high-gain unknown input observer based on Riccati equation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 8-13 (in Chinese).

系统提出了状态估计及未知输入重构方法.

从上面具有输出测量噪声和未知输入观测器的研究动态分析可以看出,把输出测量噪声看作描述系统的扩展状态已经成为十分有效的方法.在描述系统的基础上如何进一步地设计具有鲁棒性的观测器,具有重大研究意义.本文尝试在描述系统的基础上,利用通过求解 Riccati 方程的方法,构造观测器增益矩阵,以此提出估计一类 Lipschitz 非线性系统的状态和测量噪声的方法,同时还考虑了对未知输入重构的问题.

1 问题描述

考虑如下具有未知输入和测量噪声的非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bf(x, u) + D\eta \\ y = Cx + E\omega \end{cases} \quad (1)$$

其中, $x \in \mathbf{R}^n$, $y \in \mathbf{R}^p$, $u \in \mathbf{R}^m$ 分别为系统的状态、可测输出和已知控制输入; $\eta \in \mathbf{R}^r$ 为未知输入; $\omega \in \mathbf{R}^w$ 为测量噪声; $A \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbf{R}^{n \times s}$, $D \in \mathbf{R}^{n \times r}$, $C \in \mathbf{R}^{p \times n}$ 和 $E \in \mathbf{R}^{p \times w}$ 为已知矩阵. 假设系统 (A, C) 可观, 矩阵 B, D 和 E 都是列满秩的, C 是行满秩的, 并且满足 $\text{rank}[BD] = s + r$.

假设 1 非线性项函数 $f(x, u) \in \mathbf{R}^s$ 满足 Lipschitz 条件, 即存在一个 Lipschitz 常数 γ 使得 $\|f(x, u) - f(\hat{x}, u)\| \leq \gamma \|x - \hat{x}\| \quad \forall u \in \mathbf{R}^m$ (2)

假设 2 未知输入 η , 测量噪声 ω 及相应的微分 $\dot{\eta}, \dot{\omega}$ 都是有界的, 并且有 $\|\eta\| \leq \rho$.

为方便处理, 可以把测量噪声看作系统状态, 为此引入扩展状态 $\bar{x} = [x^T \ \omega^T]^T \in \mathbf{R}^{n+w}$, 相应地记矩阵 $\bar{A} = [A \ 0_{n \times w}] \in \mathbf{R}^{(n+w) \times (n+w)}$, 矩阵 $\bar{C} = [C \ E] \in \mathbf{R}^{p \times (n+w)}$, $T = [I_n \ 0_{n \times w}] \in \mathbf{R}^{(n+w) \times (n+w)}$. 则系统(1)等价于如下描述系统:

$$\begin{cases} T\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + Bf(T\bar{x}, u) + D\eta \\ y = \bar{C}\bar{x} \end{cases} \quad (3)$$

2 观测器设计

对于描述系统(3), 考虑如下观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\zeta}} = N\zeta + Ly + GBf(T\hat{\bar{x}}, u) \\ \hat{\bar{x}} = \zeta - Fy \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\zeta \in \mathbf{R}^{n+w}$ 为观测器状态; $\hat{\bar{x}} \in \mathbf{R}^{n+w}$ 为扩展状态估计; $N \in \mathbf{R}^{(n+w) \times (n+w)}$, $L \in \mathbf{R}^{(n+w) \times p}$, $G \in \mathbf{R}^{(n+w) \times n}$ 和 $F \in \mathbf{R}^{(n+w) \times p}$ 为需要设计的矩阵.

引理 1 存在矩阵 G 和 F 满足:

$$GT = I_{n+w} + F\bar{C} \quad (5)$$

证明 式(5)可以写为 $XR = I_{n+w}$, 其中

$$X = [G \ F] \in \mathbf{R}^{(n+w) \times (n+p)}$$

而

$$R = \begin{bmatrix} T \\ -\bar{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ -C & -E \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(n+p) \times (n+w)}$$

由于矩阵 E 是列满秩, 所以 R 是列满秩的, 这意味着 $R^T R$ 可逆, 因而 R 的右逆 $R^+ = (R^T R)^{-1} R^T$ 存在, 且 $R^+ R = I_{n+w}$.

取 $X = R^+ - Y(I_{n+p} - RR^+)$, 则它为 $XR = I_{n+w}$ 的解, 其中 $Y \in \mathbf{R}^{n \times (n+p)}$ 可以取为任意矩阵. 当计算出 X 后, 就可以得到

$$\begin{cases} G = X \begin{bmatrix} I_n \\ 0_{p \times n} \end{bmatrix} \\ F = X \begin{bmatrix} 0_{n \times p} \\ I_p \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

证毕

现定义扩展状态估计误差为

$$e = \hat{\bar{x}} - \bar{x} = \zeta - Fy - \bar{x} = \zeta - (I_n + F\bar{C})\bar{x}$$

注意到式(5)知 $e = \zeta - GT\bar{x}$. 对其微分得到

$$\dot{e} = \dot{\zeta} - GT\dot{\bar{x}} =$$

$$N\zeta + GBf(T\hat{\bar{x}}, u) + L\bar{C}\bar{x} - G\bar{A}\bar{x} - GBf(T\bar{x}, u) - GD\eta =$$

$$Ne + (NF\bar{C} + L\bar{C} + N - G\bar{A})\bar{x} +$$

$$GB\tilde{f} - GD\eta$$

即

$$\dot{e} = Ne + (NF\bar{C} + L\bar{C} + N - G\bar{A})\bar{x} + GB\tilde{f} - GD\eta \quad (7)$$

其中记 $\tilde{f} = f(T\hat{\bar{x}}, u) - f(T\bar{x}, u)$. 如果令

$$NF\bar{C} + L\bar{C} + N - G\bar{A} = 0 \quad (8)$$

并再记 $M = -GD \in \mathbf{R}^{n \times r}$, 则误差方程就可化为

$$\dot{e} = Ne + GB\tilde{f} + M\eta \quad (9)$$

有关代数方程(8), 有如下的引理.

引理 2 对任意的矩阵 $K \in \mathbf{R}^{(n+w) \times p}$, 如下定义的矩阵:

$$N = G\bar{A} - K\bar{C} \quad (10)$$

$$L = K - NF \quad (11)$$

满足式(8).

证明 直接代入式(8)验证即可.

对于满足式(8)的任意解 N 和 L , 至少存在

一个矩阵 $K \in \mathbf{R}^{(n+w) \times p}$ 使得 N 和 L 可以分别有式(10)和式(11)的形式. 事实上, $K = (L + NF)$ 就是一个满足要求的 K .

由前面的讨论知道, 对任意的矩阵 Y 和 K , 由式(6)、式(10)和式(11)所确定的矩阵 G, F, N 和 L 可以使观测器误差方程具有式(9)的形式. 本文试图确定矩阵 K , 使得误差方程(9)具有任意小邻域收敛意义下的零平衡状态, 即使得系统(4)是系统(3)的观测器.

进一步地, 观测器误差方程(9)可以等价地写为

$$\dot{e} = Ne + H\phi \quad (12)$$

$$\text{其中, } \phi = \begin{bmatrix} \tilde{f} \\ \eta \end{bmatrix}; H = [GB, M].$$

另记 $\bar{A}^* = G\bar{A}$, 对适当的正数 α 和 π , 如下的 Riccati 方程:

$$\begin{aligned} Q(\bar{A}^* + \alpha I)^T + (\bar{A}^* + \alpha I)Q - Q\bar{C}^T\bar{C}Q + \pi HH^T &= 0 \\ \pi > 0 \quad \alpha > 0 \end{aligned} \quad (13)$$

假设 (\bar{A}^*, \bar{C}) 可观和 (\bar{A}^*, H) 可控, 文献[16-17]已经证明对任意的 $\pi > 0, \alpha > 0$, 方程(13)存在正定解 Q .

引理 3^[18-19] 假设系统 $(\bar{A}^* + \alpha I, H, \bar{C})$ 是最小项系统, \bar{C}, H 满秩, 并且 $\text{rank}(\bar{C}^T) = \text{rank}(H)$, 那么 Riccati 方程(13)的解 $Q(\pi)$ 满足 $\lim_{\pi \rightarrow \infty} \frac{Q(\pi)}{\pi} = 0$.

定理 1 在引理 3 同样的前提条件下, 则 Riccati 方程(13)有正定解, 这时只要取 $K = Q\bar{C}^T$, 则系统(4)是系统(3)任意小邻域收敛意义下的观测器.

证明 考虑 Lyapunov 函数 $V(t) = e^T Q^{-1} e$, 则它沿着误差方程(9)的微分是

$$\dot{V} = e^T (N^T Q^{-1} + Q^{-1} N) e + 2e^T Q^{-1} H f \quad (14)$$

由于

$$\begin{aligned} e^T (N^T Q^{-1} + Q^{-1} N) e &= \\ e^T Q^{-1} (Q\bar{A}^{*T} + \bar{A}^* Q - 2Q\bar{C}^T K^T) Q^{-1} e \end{aligned} \quad (15)$$

由式(13)得到

$$Q\bar{A}^{*T} + \bar{A}^* Q = -2\alpha Q + Q\bar{C}^T\bar{C}Q - \pi HH^T$$

上式代入式(14)得到

$$\begin{aligned} e^T (N^T Q^{-1} + Q^{-1} N) e &= \\ e^T Q^{-1} (-2\alpha Q + Q\bar{C}^T\bar{C}Q - \pi HH^T - \\ & 2Q\bar{C}^T K^T) Q^{-1} e \end{aligned}$$

因为 $K = Q\bar{C}^T$, 所以

$$e^T (N^T Q^{-1} + Q^{-1} N) e =$$

$$e^T Q^{-1} (-2\alpha Q - Q\bar{C}^T\bar{C}Q - \pi HH^T) Q^{-1} e$$

即

$$\begin{aligned} e^T (N^T Q^{-1} + Q^{-1} N) e &= \\ -2\alpha V - \|\tilde{y}\|^2 - \pi \|H^T Q^{-1} e\|^2 \end{aligned}$$

其中 $\tilde{y} = \bar{C}\hat{x} - \bar{C}\bar{x} = \bar{C}e$. 将上式代入式(14)得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -2\alpha V - \|\tilde{y}\|^2 - \pi \|H^T Q^{-1} e\|^2 + 2e^T Q^{-1} H \phi \leq \\ & -2\alpha V - \pi \|H^T Q^{-1} e\|^2 + 2\|H^T Q^{-1} e\|(\|\tilde{f}\| + \|\eta\|) \leq \\ & -2\alpha V - \pi \|H^T Q^{-1} e\|^2 + \\ & 2\gamma \|H^T Q^{-1} e\| \|e\| + 2\rho \|H^T Q^{-1} e\| \end{aligned}$$

对于任意的 $a > 0$, 有

$$2\gamma \|H^T Q^{-1} e\| \|e\| \leq \frac{\gamma^2}{a} \|e\|^2 + a \|H^T Q^{-1} e\|^2$$

对于任意的 $b > 0$, 有

$$2\rho \|H^T Q^{-1} e\| \leq \frac{\rho^2}{b} + b \|H^T Q^{-1} e\|^2$$

于是, 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -2\alpha V - \pi \|H^T Q^{-1} e\|^2 + \\ & (a + b) \|H^T Q^{-1} e\|^2 + \frac{\gamma}{a} \|e\|^2 + \frac{\rho^2}{b} \end{aligned}$$

如果取 $a = b = \frac{\pi}{2}$, 就得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -2\alpha V + \frac{2\gamma}{\pi} \|e\|^2 + \frac{2\rho^2}{\pi} \leq \\ & -2 \left[\alpha - \frac{\lambda_{\max}(Q)}{\pi} \gamma^2 \right] V + \frac{2\rho^2}{\pi} \end{aligned}$$

只要取充分大的 π , 上式就说明, 误差 e 在充分小的邻域内收敛到零. **证毕**

在得到了扩展状态的估计后, 可以由如下的方式得到原系统状态和测量噪声的估计分别如下:

$$\hat{x} = [I_n \quad 0] \hat{\bar{x}}$$

$$\hat{w} = [0 \quad I_w] \hat{\bar{x}}$$

上述证明验证了 Riccati 方程求解矩阵 K 的有效性, 结合引理 1 和引理 2, 观测器设计算法步骤如下.

步骤 1 按式(6)求出矩阵 G 和 F ;

步骤 2 取充分大的正数 α 和 π , 求解代数 Riccati 方程(13), 得到正定矩阵解 Q , 并根据 $K = Q\bar{C}^T$ 计算出 K ;

步骤 3 将 K 的值代入式(10)和式(11)分别得到矩阵 N 和 L .

3 未知输入重构

本节在状态得到估计的前提下,提出一种未知输入代数重构方法.该方法能对未知输入的最小二乘最优解进行任意领域收敛估计.同时,为了在重构中避免可测输出微分信息的使用,本文还基于他人的前期研究,考虑了一种二阶高增益滑模观测器,用于估计可测输出的微分.

由系统(3),在等式两边同时左乘矩阵 G 得

$$GT\dot{\bar{x}} = G\bar{A}\bar{x} + GBf(T\bar{x}, u) + GD\eta \quad (16)$$

将式(5)代入式(16),化简得

$$\dot{\bar{x}} = G\bar{A}\bar{x} + GBf(T\bar{x}, u) + GD\eta - F\dot{y} \quad (17)$$

两边都乘以 \bar{C} ,并记 $W = \bar{C}GD$,则有

$$W\eta = (I_p + \bar{C}F)\dot{y} - \bar{C}G\bar{A}\bar{x} - \bar{C}GBf(T\bar{x}, u)$$

可知未知输入的最小二乘最优解为

$$\eta = W^+ [(I_p + \bar{C}F)\dot{y} - \bar{C}G\bar{A}\bar{x} - \bar{C}GBf(T\bar{x}, u)] \quad (18)$$

其中 $W^+ = (W^T W)^{-1} W^T$.

由式(18)可知,为了重构未知输入的最小二乘最优解,必须事先知道可测输出的微分.为此,本文引入二阶高增益滑模观测器对输出的微分进行估计.

由式(17)知

$$\dot{\bar{x}} = G\bar{A}\bar{x} + GBf(T\bar{x}, u) + GD\eta - F\dot{y}$$

假设输出 y 为 $y_{i,1} = y_i = \bar{c}_i \bar{x} (i = 1, 2, \dots, p)$ 的时间微分,其中, \bar{c}_i 表示输出矩阵 \bar{C} 的第 i 行

$$\dot{y}_{i,1} = \bar{c}_i \dot{\bar{x}} = \bar{c}_i G\bar{A}\bar{x} + \bar{c}_i GBf(T\bar{x}, u) + c_i GD\eta - \bar{c}_i F\dot{y}$$

令

$$y_{i,2} = \varphi_i(\bar{x}, \eta, \dot{y}) =$$

$$c_i G\bar{A}\bar{x} + c_i GBf(\bar{x}) + c_i GD\eta - c_i F\dot{y}$$

则有

$$\begin{cases} \dot{y}_{i,1} = y_{i,2} \\ \dot{y}_{i,2} = \dot{\varphi}_i \end{cases} \quad (19)$$

基于 Levant^[20]的工作,可以引入二阶高增益滑模观测器获取原系统的输出微分估计.

定理 2^[20] 在未知输入有界的条件下,如下二阶系统:

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}}_{i,1} = v_{i,1}, v_{i,1} = \hat{y}_{i,2} - \lambda_{i,1} |\hat{y}_{i,1} - y_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\hat{y}_{i,1} - y_i) \\ \dot{\hat{y}}_{i,2} = v_{i,2}, v_{i,2} = -\lambda_{i,2} \text{sgn}(\hat{y}_{i,2} - v_{i,1}) \\ i = 1, 2, \dots, p \end{cases} \quad (20)$$

是式(19)的高阶滑模观测器,该观测器不仅精确地估计出 y_i ,而且在有限时间内能精确估计 y_i 的微分.具体而言, $\hat{y} = [\hat{y}_{1,1} \ \hat{y}_{2,1} \ \dots \ \hat{y}_{p,1}]$ 和 $\hat{\xi} = [\hat{y}_{1,2} \ \hat{y}_{2,2} \ \dots \ \hat{y}_{p,2}]$ 是输出 y 及 \dot{y} 的精确估计.其中 $\lambda_{i,1}$ 和 $\lambda_{i,2}$ 是需要合理选取的观测增益.

基于观测器(4)所给出的扩展状态估计和式(20)所提供的系统输出微分的估计,提出能对未知输入最小二乘最优解式(18)进行重构的方法如下:

$$\hat{\eta} = W^+ [(I_p + \bar{C}F)\hat{\xi} - \bar{C}G\bar{A}\hat{x} - \bar{C}GBf(T\hat{x}, u)] \quad (21)$$

4 仿真分析

考虑单连杆柔性关节机器人模型作为仿真对象,描述成系统(1)的形式:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -3.75 & -0.0015 & 3.75 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3.75 & 0 & -3.75 & -0.0013 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ -1.1104 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.5 \\ 0 \\ 1.3 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix}$$

非线性项 $f(x, u) = 1.3 \sin x_1 + u$,未知输入项 $\eta(t) = 2.5 \sin(3t + 1)$,输出测量噪声 $\omega(t) = 15 \cos(10t + 3)$.假设初始的状态 $x_1(0) = x_2(0) = x_3(0) = x_4(0) = 1$,初始的状态估计 $\hat{x}_1(0) = \hat{x}_2(0) = \hat{x}_3(0) = \hat{x}_4(0) = 1.5$,噪声初始估计值 $\hat{\omega}(0) = 2$.

根据式(6)可以计算出 G 和 F ,限于篇幅,具体值没有给出.取正数 $\alpha = 0.05$ 和 $\pi = 10^\circ$,通过式(13)可以求得 Q ,然后计算出:

$$K = Q\bar{C}^T =$$

$$10^3 \times \begin{bmatrix} 13.463 & 7.4015 & 3.7151 \\ 3.1839 & -19.544 & -9.3467 \\ -3.6865 & -8.7134 & -4.2704 \\ 11.102 & 26.024 & 12.955 \\ -3.7008 & -8.6757 & -4.3170 \end{bmatrix}$$

又由式(10)和式(11),可以计算出 N 和 L ,限于篇幅,略去具体值的给出.计算出相应的矩阵值之后,就可以根据式(4)构造能够同时对状态和测量噪声估计的观测器.状态估计效果由图 1~图 4 给出,而测量噪声的重构效果由图 5 提供.从

图1~图5可以看出,无论是状态估计,还是测量噪声的重构,效果令人满意.

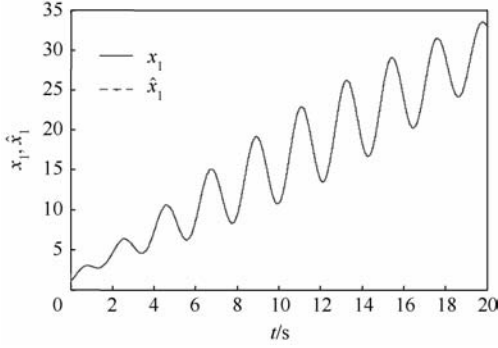


图1 状态 $\hat{x}_1(t)$ 对 $x_1(t)$ 的跟踪

Fig.1 Track of $\hat{x}_1(t)$ to $x_1(t)$

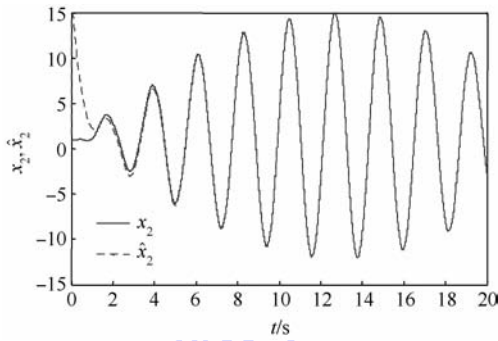


图2 状态 $\hat{x}_2(t)$ 对 $x_2(t)$ 的跟踪

Fig.2 Track of $\hat{x}_2(t)$ to $x_2(t)$

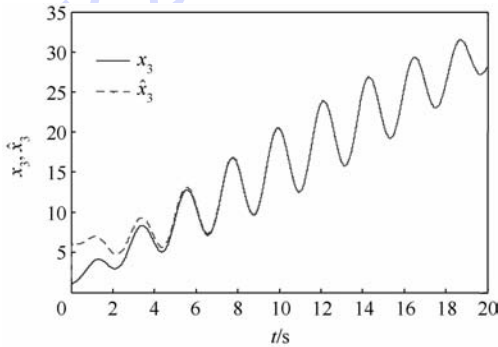


图3 状态 $\hat{x}_3(t)$ 对 $x_3(t)$ 的跟踪

Fig.3 Track of $\hat{x}_3(t)$ to $x_3(t)$

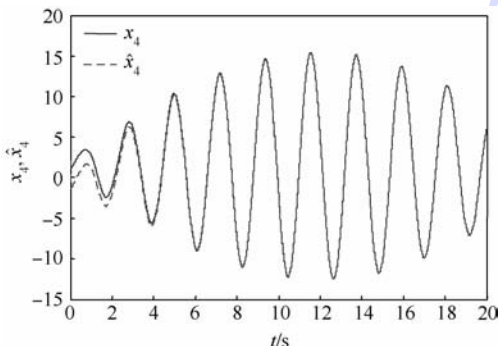


图4 状态 $\hat{x}_4(t)$ 对 $x_4(t)$ 的跟踪

Fig.4 Track of $\hat{x}_4(t)$ to $x_4(t)$

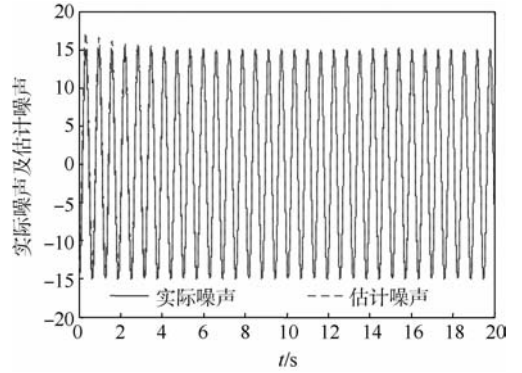


图5 估计噪声及实际噪声

Fig.5 Estimation of noise and the actual noise

为了重构未知输入,必须知道原系统有限时间内的输出微分估计,这可由二阶高增益滑模观测器(20)给出.图6分别给出了 \dot{y}_1, \dot{y}_2 及 \dot{y}_3 的估计误差.图7给出了未知输入重构效果.

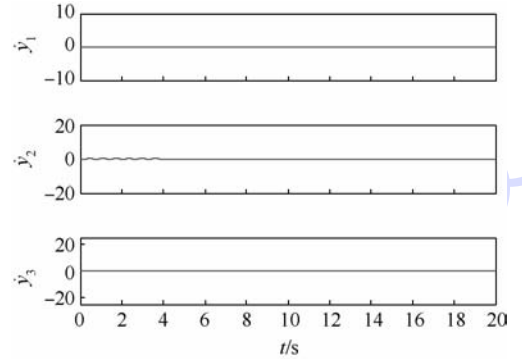


图6 输出微分 $\dot{y}_1, \dot{y}_2, \dot{y}_3$ 的估计误差

Fig.6 Estimation error of the output differential $\dot{y}_1, \dot{y}_2, \dot{y}_3$

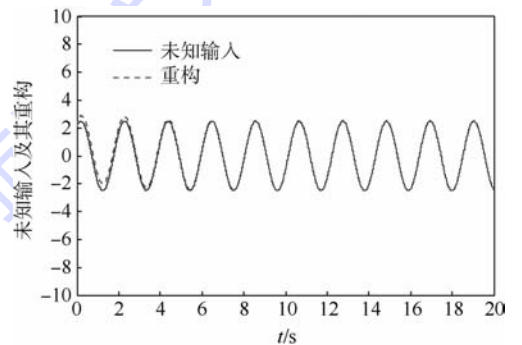


图7 未知输入及其重构

Fig.7 Unknown input and its reconstruction

5 结论

本文综合研究具有未知输入和噪声的一类非线性系统,经试验验证表明:

1) 提出了状态估计和未知输入和测量噪声同时重构的方法.

2) 本文的方法可以有效地抵消系统未知输入项给观测器带来的影响,即在不知道未知输入

的情况下,实现对系统状态任意小邻域收敛估计。

3) 本文还结合二阶高增益滑模观测器,提出了一种未知输入代数重构方法,且方法具有不必用到系统可测输出微分信息的优点。

参考文献 (References)

- [1] Boutayeb M, Darouach M, Rafaralahy H. Generalized state-space observers for chaotic synchronization and secure communication [J]. IEEE Transactions on Circuits System-I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(3): 345-349.
- [2] Wang S H, Davison E J, Dorato P. Observing the states of systems with unmeasurable disturbance [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1975, AC-20: 716-717.
- [3] Kudva P, Viswanadham N, Ramakrishna A. Observers for linear systems with unknown inputs [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1980, AC-25: 113-115.
- [4] Yang F Y, Wilde R W. Observer for linear systems with unknown inputs [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(7): 677-681.
- [5] Zhu F L. State estimation and unknown input reconstruction via both reduced-order and high-order sliding mode observers [J]. Journal of Process Control, 2012, 22(1): 296-302.
- [6] Bejarano F J, Floquet T, Perruquetti W, et al. Observability and detectability of singular linear systems with unknown inputs [J]. Automatica, 2013, 49(3): 793-800.
- [7] Yang J Q, Zhu F L, Sun X. State estimation and simultaneous unknown input and measurement noise reconstruction based on associated observers [J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2013, 27(10): 846-858.
- [8] Bejarano F J, Floquet T, Perruquetti W, et al. Observability and detectability of singular linear systems with unknown inputs [J]. Automatica, 2013, 49(3): 793-800.
- [9] Duan G R. Analysis and design of descriptor linear system [M]. New York: Springer-Verlag New York Inc, 2010.
- [10] Sentouh C, Mammari S, Glaser S. Simultaneous vehicle state and road attributes estimation using unknown input proportional-integral observer [C]//IEEE Intelligent Vehicles Symposium Eindhoven. New York: IEEE, 2008: 690-696.
- [11] Wang Z, Shen Y, Zhang X, et al. Observer design for discrete-time descriptor systems: an LMI approach [J]. System & Control Letters, 2012, 61(6): 683-687.
- [12] Darouach M. On the functional observers for linear descriptor systems [J]. Systems & Control Letters, 2012, 61(3): 427-434.
- [13] Koenig D. Observer design for unknown input nonlinear descriptor systems via convex optimization [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(6): 1047-1052.
- [14] Dimassi H, Loria A, Belghith S. Continuously-implement sliding-mode adaptive unknown-input observer under noisy measurements [J]. Systems & Control Letters, 2012, 16: 1194-1202.
- [15] Lee D J, Park Y, Park Y-S. Robust H_∞ sliding mode descriptor observer for fault and discrete time descriptor system [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(12): 2928-2932.
- [16] Saberi A, Sannuti P, Chen B M. H_2 Optimal control [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995, 57(11): 145-168.
- [17] Lewis F L. Applied optimal control and estimation [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1992: 176-184.
- [18] Doyle J C, Stein G. Robustness with observers [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1979, AC-24: 607-611.
- [19] Kwakernaak H, Sivan R. Linear optimal control systems [M]. New York: Wiley, 1972: 193-198.
- [20] Levant A. High-order sliding modes: differentiation and output-feedback control [J]. International Journal of Control, 2003, 76(9-10): 924-941.

Design of high-gain unknown input observer based on Riccati equation

ZHU Fanglai*, ZHANG Yongjun

(College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: For a class of Lipschitz nonlinear system, the reconstruction problems of state estimation, unknown input and measurement noise were studied. Regarding the measurement noise as an extended state, the original system can be transformed into a descriptor system. For the descriptor system, first, a high-gain observer which can estimate the states and the measurement noise of original system simultaneously was developed based on the solution of a Riccati equation. Second, a second-order high gain sliding mode observer was used to exactly estimate the derivatives of the system outputs in a finite time. Third, by using the estimates of the states and the output derivatives, an algebraic unknown input reconstruction method was proposed. It was pointed out that both the unknown input and measurement noise reconstruction methods are suitable for stronger time-varying signals. Finally, a numerical simulation of a practical model was given to illustrate the effectiveness of the proposed methods.

Key words: unknown input observer; measurement noise reconstruction; Riccati equation; unknown input reconstruction; high-gain

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0467

基于 FPGA 的高效机载视频采集及预处理方法



姜宏旭*, 李辉勇, 刘亭杉, 段沐毅, 张萍

(北京航空航天大学 计算机学院, 北京 100191)

摘 要: 为提高机载视频编码系统的数据采集及预处理性能,以现场可编程门阵列(FPGA)为硬件平台,研究了多模式机载视频采集、颜色空间转换和视频数据传输的高效处理方法.针对机载应用需要实时采集不同模式视频的特点,设计了一种可靠的视频采集策略,通过引入错误自检机制,可以实时监测视频采集的正确性,避免视频数据的错误积累;针对机载视频颜色空间转换预处理中浮点乘法浪费计算资源和增加系统功耗的问题,设计了一种基于高低位分离的截断式查找表乘法器,减少了存储空间和计算位宽,结合流水线处理技术实现了一种高效视频颜色空间转换方法,在保证计算精度和性能的同时,处理功耗最大降低了27%;针对FPGA处理器与系统核心编码处理器(DSP)之间存在大量视频数据的频繁传输特点,结合SRIO(Serial Rapid I/O)链路的传输方式,设计了一种以FPGA为控制核心的数据交互机制,减轻了DSP的处理负担使其专注于视频编码运算,提高系统性能.

关键词: 视频采集; 预处理; 低功耗; 数据传输; 视频编码

中图分类号: TP391

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2015)01-0014-09

近年来,无人机在军用和民用领域均获得了广泛应用,其承担的首要任务是通过机载视频编码系统实时获取和处理视频信息并及时传送到地面控制中心^[1].随着光电载荷技术的发展,在视频分辨率不断提高的同时,视频模式也呈多样化发展,除可见光视频外,还有红外、数码相片等^[2].为了适应机载应用的发展,需要高性能多模式视频编码系统的支持,然而机载应用的特殊性要求系统在追求高性能的同时,还要考虑系统的可靠性和低功耗^[3].

基于现场可编程门阵列(FPGA)的机载视频采集及预处理系统的主要功能单元包括多模式视频采集、颜色空间转换和视频数据交互传输.多模式视频采集单元是基于Camera Link接口实现机载多模式视频数据的实时采集.文献[4]面向嵌

入式系统,选用FPGA基于FIFO(First Input First Output)机制解决了Camera Link相机和DM642之间无法直接连接的问题.文献[5]为了完成高清实时视频通信,采用FPGA实现了Camera Link接口的视频采集,可以满足高清视频数据的实时采集.然而这些设计都侧重于Camera Link接口功能的实现,忽略了在视频采集过程中数据错误的控制.目前的研究缺乏对视频采集过程中出现的数据错误进行有效控制,在一定程度上难以保证视频数据的可靠性,尤其是针对机载应用,及时可靠地获取清晰的视频信息显得尤为重要.

颜色空间转换预处理单元的主要功能是将视频的颜色空间从RGB转换到YCbCr.机载视频采用Camera Link接口输入,其视频是RGB格式,然而大多数视频编码标准使用YCbCr颜色空

收稿日期: 2014-04-28; 录用日期: 2014-08-01; 网络出版时间: 2014-09-16 13:22

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0467.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61272347); 国家杰出青年科学基金资助项目(61125206)

* 通讯作者: 姜宏旭(1976—),男,陕西蓝田人,副教授,jianghx@buaa.edu.cn,主要研究方向为视频图像处理与高速嵌入式系统设计.

引用格式: 姜宏旭,李辉勇,刘亭杉,等.基于FPGA的高效机载视频采集及预处理方法[J].北京航空航天大学学报,2015,41(1): 14-22. Jiang H X, Li H Y, Liu T S, et al. Method for airborne video capture and preprocessing based on FPGA [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 14-22 (in Chinese).

间^[6-7]. 因此 FPGA 除了实时采集视频图像数据外,还要担负颜色空间转换任务. 然而颜色空间转换中有多个浮点乘运算,这在 FPGA 上实现时,往往需要设计专门的浮点乘法器进行处理,从而占用大量的逻辑资源和布线资源,增加系统功耗. 为了提高系统效能,通常的方法是采用查找表(LUT)方式实现乘法运算,文献[8-9]均对 LUT 进行了优化处理以提高计算效率. 因为 LUT 需要占用的计算资源较少,所以在实际应用中十分有效. 然而,直接使用 LUT 实现的不足之处在于随着变量数值位宽的增大,LUT 占用的存储空间将不断增大. 为了解决这个问题,文献[10-12]分别针对 LUT 的存储空间优化进行了一定研究. 虽然在一定程度上节约了存储空间,但是效果不是十分明显. 文献[13-15]中针对截断式乘法器的研究为本文的处理提供了一种新的思路. 对于嵌入式应用程序而言,截断乘法不需要缓存乘法运算结果的完整长度,这有效减少了乘法运算占用的存储空间并降低了功耗. 所以,为了进一步降低视频预处理中浮点乘法引入的动态功耗,本文综合 LUT 和截断处理技术,设计了一种高低位分离的截断式 LUT 乘法器,实现了高效低功耗的 RGB 到 YC_bC_r 颜色空间转换.

视频数据交互传输单元的主要任务是实现视频数据和压缩码流在 FPGA 与 DSP 之间的高效传输. 在 FPGA 与 DSP 之间存在大量视频数据的频繁传输,这会占用 DSP 的部分处理资源,影响编码器性能. 针对这个问题,本文采用 SRIO 接口,设计了一种以 FPGA 为控制核心的数据交互机制,尽量减轻 DSP 的负担,使 DSP 专注于视频编码运算,降低处理延时.

1 可靠的多模式视频采集方法

在机载多模式视频编码系统设计中,视频输入接口需要支持多种模式的视频图像数据,然而在实际实现中发现,不同模式视频切换过程中,容易出现视频数据错位现象. 其原因是在模式切换的瞬间,视频数据的发送方和接收方出现了信号不同步的问题. 为了有效降低数据错误的影响,本节设计了一种具有自动检错机制的视频数据采集方法,实现错误的自动检测和及时恢复.

1.1 自动检错控制器设计

视频图像采集主要是根据输入的帧有效信号与行有效信号来确定开始采集的时机,即在帧有效信号与行有效信号均有效(即为 1)时,采集视频图像的有效数据. 为了防止视频模式切换时错

误视频数据积累,设计了一种自动检错控制器. 首先做如下符号定义:

- 1) 视频模式为 $Model[n]$, 其中 $n = 1, 2, \dots, 7$;
- 2) 分辨率为 $W_n \times H_n$, 其中 $n = 1, 2, \dots, 7$;
- 3) 每行采集到的数据为 $W_{capture}$;
- 4) 行有效信号为 L_{signal} .

实现自动检错控制的状态机模型如图 1 所示. 用 $ERR = (\tilde{E}, \tilde{X}, \tilde{R}, \delta, \varphi)$ 表示, 具体描述如下:

- 1) 状态集合 $\tilde{E} = \{E_0, E_1, E_2\}$. 其中 E_0 为数据错误检测状态; E_1 表明正在执行数据缺失的错误恢复; E_2 表明正在执行数据超量的错误恢复.

- 2) 事件集合 $\tilde{X} = \{x_1, x_2, x_3, x_4\}$. x_1 和 x_2 表示数据错误类型; x_3 和 x_4 表示错误恢复完成.

- 3) 操作集合 $\tilde{R} = \{r_1, r_2\}$. r_1 表明执行数据缺失的错误恢复操作, 即当 $W_{capture} < W_n$ 时, 表明数据有缺失, 则对当前采集到的数据进行补齐操作, 将采集到的最后一个数据持续地输出给下一级接收模块直至达到当前数据格式的每行数据量需求 W_n ; r_2 表明执行数据超量的错误恢复操作, 即当 $W_{capture} = W_n$ 时, 本行的行有效信号 L_{signal} 依然有效(即采集到的该行数据量超出了当前数据格式的每行数据量), 则中止数据向下一级接收模块的输出, 直到当前行的行有效信号转换为无效状态.

- 4) 状态转换函数 $\delta: \tilde{E} \times \tilde{X} \rightarrow \tilde{E}$, 表明控制器根据当前状态和事件类型决定下一时刻状态.

- 5) 输出函数 $\varphi: \tilde{E} \rightarrow \tilde{R}$, 表明控制器在不同状态下做出不同的操作, 具体定义为 $\varphi(E_1) = r_1$, $\varphi(E_2) = r_2$.

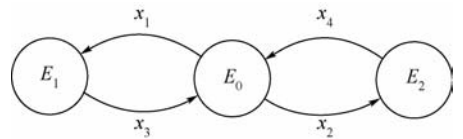


图 1 自动检错控制状态机模型

Fig. 1 State machine model of automatic error control

自动检错控制器初始状态为 E_0 , 事件 x_1 (或 x_2) 发生时进入状态 E_1 (或 E_2), 并做出相应的控制动态 r_1 (或 r_2). 当 r_1 (或 r_2) 执行结束后, 控制器自动回到状态 E_0 . E_1 和 E_2 为瞬间状态, 它们随着控制动作的结束而自动结束. 从上述错误恢复机制可知, 在视频模式切换时, 如果出现数据错误, 自动检错控制会将错误控制在一帧数据内, 甚至是一行数据内, 可有效避免错误积累.

1.2 多模式视频鲁棒采集方法

在 FPGA 平台上实现视频采集时的状态机一般包括 4 个状态: IDLE, SAV, CAP 和 EAV 状态, 为了解决不同模式视频切换过程中出现的数据采集错误, 保证视频数据的可靠性, 本文在上述 4 种采集状态中加入自动检错机制, 并将本文设计的自动检错控制器 ERR 加入到状态机. 这样在视频采集过程可以动态实时地检测视频采集的正确性, 一旦出现错误, 可以及时恢复处理, 如图 2 所示是可靠的视频采集方法状态机模型.

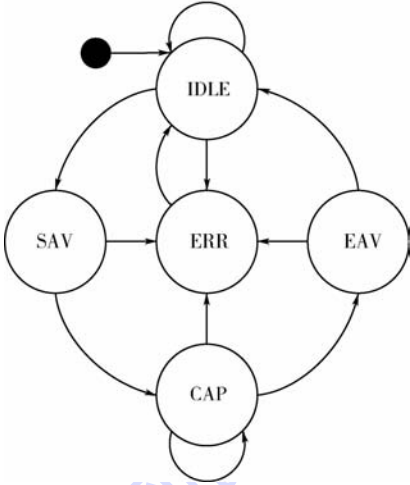


图 2 可靠的视频采集方法状态机模型

Fig. 2 State machine model of robust video capture method

IDLE 状态标示当前处于空闲状态, 当视频 SAV 码到来时, 进入 SAV 状态. SAV 状态是视频采集起始状态, CAP 状态是视频采集阶段, 若检测到视频结束码则进入 EAV 状态, 否则继续采集视频. EAV 状态是视频采集结束状态, 下一步进入 IDLE 状态. 可靠的视频采集具体过程如下:

- 1) 在 IDLE 状态时, 检测到同步信号到来, 检查后续标志码校验位出错则进入 ERR.
- 2) SAV 状态检查标志码不是起始码, 进入 ERR.
- 3) CAP 状态设置采集数据量计数, 检测采集到的视频数据是否与当前模式视频数据一致, 若有错误, 则进入 ERR, 否则继续采集.
- 4) EAV 状态检查标志码不为结束码, 则进入 ERR, 否则在 EAV 状态完成时, 行计数增加, 当顶场数据和一帧数据采集结束时, 核对行计数值是否符合当前模式的视频格式, 若不符合则进入 ERR.
- 5) ERR 状态即进行自动检错控制, 当出现标志码错误时, 表明视频同步信号出错, 对采集当前视频帧数据进行清空处理; 当出现视频数据量不足或超量时, 进行相应的补齐和截断操作. 在系

统恢复后, 由 ERR 进入 IDLE 状态, 等待采集新一帧视频数据.

综上所述, 可靠的视频采集方法是在原有视频采集过程基础上, 有效利用视频同步信号, 实时检测所采集的视频数据是否符合当前需要处理的视频模式, 一旦出现错误, 系统能够及时采取措施恢复正常工作, 控制错误扩散, 避免了错误数据积累.

2 高效低功耗色彩空间转换

根据 ITU-R BT. 601 标准, R, G, B 3 个分量分别用 8 b 表示, 取值范围为 $[0, 255]$, 并且 R, G, B 与 Y, C_b, C_r 的关系为

$$\begin{cases} Y = 16 + 0.257R + 0.504G + 0.098B \\ C_b = 128 - 0.148R - 0.291G + 0.439B \\ C_r = 128 + 0.439R - 0.368G - 0.071B \end{cases} \quad (1)$$

根据式(1), 本文对常系数乘法的定义如下:

$$F = AX \quad (2)$$

式中, A 为常系数, 采用 W b 的二进制数表示; X 为 R, G 和 B 中任一个分量的值, 采用 8 b 的无符号二进制数表示; F 为乘积, 如果乘法运算的结果为完整长度, 则 F 是 $(8 + W)$ b 的二进制. 显然, 当直接使用 LUT 完成乘法运算时, 存储乘积的数据表占用 $(8 + W) \cdot 2^8$ b, 这对于嵌入式系统来说是不能接受的. 在 RGB 到 YC_bC_r 转换时, Y, C_b 和 C_r 的位宽与 R, G 和 B 的位宽一致, 均采用 8 b 的二进制无符号数表示. 为了减少存储开销, 引入截断处理的方法对 LUT 进行优化设计, 提出了一种高低位分离的截断式 LUT 乘法器.

2.1 高低位分离的截断式 LUT 乘法器设计

由于式(2)中的 X 位宽为 8 b, 如果直接建立乘积的查找表, 采用 8 b 输入, 需要 $2^8 = 256$ 个存储空间, 这在一定程度上增加了 FPGA 的资源消耗. 由于大部分 FPGA 的构造均采用 4 输入 LUT 或 6 输入 LUT, 结合这个特点, 本设计采用高低位分离的 LUT, 将 X 分为高 4 b 和低 4 b, 分别建立部分乘积的查找表: LUT0 和 LUT1. 这样设计会增加一次加法运算, 但存储空间变为 $2 \times 2^4 = 32$, 极大地节约了存储空间. 此外, 充分使用 FPGA 内部的 4 输入 LUT, 避免了资源浪费. 因此, 式(2)被分解为

$$F = (X_1 \cdot 2^4 + X_0)A = X_1A \cdot 2^4 + X_0A \quad (3)$$

式中 X_0 和 X_1 为 4 b 的二进制数. 根据 X_0 和 X_1 的取值不同得到的部分积不同, 将部分积的值建立查找表, 在进行乘法运算时, 根据乘数的值进行查表获取相应的部分积, 再将部分积进行加法运算

即可得到乘法的最终乘积. 为了进一步节省存储空间,对 LUT 中存储的部分积进行截断处理. 将部分积中几乎不影响最终乘积的尾数丢弃,具体丢弃策略需要在计算精度和存储空间之间进行权衡. 表 1 所示为截断的部分积查找表.

表 1 截断式部分积的 LUT (T-LUT $n, n = 0$ 或 1)

Table 1 LUT based on truncated partial product (T-LUT $n, n = 0$ or 1)

序号	X_n	$X_n A \cdot 2^{4n}$
1	0000	0
2	0001	$\text{Trunc}_{w_n}(A \cdot 2^{4n})$
3	0010	$\text{Trunc}_{w_n}(2A \cdot 2^{4n})$
⋮	⋮	⋮
14	1101	$\text{Trunc}_{w_n}(13A \cdot 2^{4n})$
15	1110	$\text{Trunc}_{w_n}(14A \cdot 2^{4n})$
16	1111	$\text{Trunc}_{w_n}(15A \cdot 2^{4n})$

注: $\text{Trunc}_{w_n}(\cdot)$ 为对部分积进行截断处理; w_n 表示经过截断处理后保留的位宽.

设 $F_n (n = 0$ 或 1) 分别为查找表 T-LUT0 和 T-LUT1 的输出值, 即

$$F_0 = \text{Trunc}_{w_0}(X_0 A) \quad (4)$$

$$F_1 = \text{Trunc}_{w_1}(X_1 A \cdot 2^4) \quad (5)$$

如图 3 所示为基于高低位分离的截断式查找表乘法器结构示意图, 其乘法器输出乘积 F_{Trunc} 可表示为

$$F_{\text{Trunc}} = F_0 + F_1 \quad (6)$$

由于对乘法的部分积进行了截断处理, 所以计算结果会存在一定的误差, 其误差率 E_{rate} 可表示为

$$E_{\text{rate}} = \frac{|F - F_{\text{Trunc}}|}{F} \times 100\% = \left| 1 - \frac{F_{\text{Trunc}}}{F} \right| \times 100\% \quad (7)$$

式中, F 为不使用截断处理的精确乘积; F_{Trunc} 为使用截断处理的乘积.

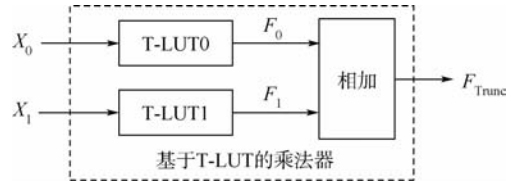


图 3 基于高低位分离的截断式 LUT 乘法器结构

Fig. 3 Truncated LUT multiplier structure based on the separation of high and low bits

由式(7)可知, 误差率是存储空间和截断处理的权衡值, 截断处理中丢弃的位数越多, 误差率越高. 分析截断处理的过程, 由于最终乘法结果需要一个 8 b 输出, 在计算过程中所产生的部分积的尾部字节最终都会被丢弃. 因此为了节省存储空间, 在建立 LUT 时就将作用不大的尾部字节丢弃, 这样对最终乘积的影响不大, 又能节省 LUT 的存储空间. 如图 4 所示为 $W \text{ b} \times 8 \text{ b}$ 部分积相加计算过程示意图. 对应上述两个分离部分积, 对最终乘积结果影响较大的是 MSP (Most Significant Part) 部分, 在运算时必须保留. 对于 LSP (Least Significant Part) 部分, 其主要能量集中在 $\text{LSP}_{\text{major}}$ 部分, 因此为了补偿由于截断处理带来的误差积累, 根据四舍五入的思想, 可对 LUT 中存储的每一个部分积增加两位作为差错补偿. 根据最终乘积结果, 如果 $\text{LSP}_{\text{major}} < 10$ (二进制), 则直接丢弃; 如果 $\text{LSP}_{\text{major}} \geq 10$, 则对 MSP 部分进行加 1. 因此, 进行截断处理时, 根据 n 的不同, LUT0 和 LUT1 中存储的部分积位宽分别为 $w_0 = 6$ 和 $w_1 = 10$.

	常系数 A	$a_{W-1} a_{W-2} \dots a_7 a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0$
	输入变量 X	$x_7^3 x_6^3 x_5^2 x_4^2 x_3^1 x_2^1 x_1^0 x_0^0$
LUT0	$f_{W+3}^0 f_{W+2}^0 f_{W+1}^0 f_W^0$	$f_{W-1}^0 f_{W-2}^0 \dots f_7^0 f_6^0 f_5^0 f_4^0 f_3^0 f_2^0 f_1^0 f_0^0$
LUT1	$f_{W+3}^1 f_{W+2}^1 f_{W+1}^1 f_W^1 f_{W-1}^1 f_{W-2}^1 f_{W-3}^1 f_{W-4}^1$	$f_7^1 f_6^1 f_5^1 f_4^1 f_3^1 f_2^1 f_1^1 f_0^1$
	$f_{W+7} f_{W+6} f_{W+5} f_{W+4} f_{W+3} f_{W+2} f_{W+1} f_W$	$f_{W-1} f_{W-2} \dots f_7 f_6 f_5 f_4 f_3 f_2 f_1 f_0$
	MSP	LSP _{major} LSP

图 4 $W \text{ b} \times 8 \text{ b}$ 部分积阵列

Fig. 4 $W \text{ b} \times 8 \text{ b}$ partial product array

2.2 高效的 RGB 到 $YCbCr$ 空间转换

为了便于在 FPGA 平台上实现 RGB 到 $YCbCr$ 转换, 首先对运算中的浮点系数进行定点化处理, 然后再采用基于高低位分离的截断式 LUT 乘法器完成乘法运算. 浮点数进行定点化是通过将浮点数扩大一定的倍数 (左移若干位) 取整数部分, 计算完成后再将结果缩小相应的倍数 (右移相应的

位) 得到最终计算结果. 因此确定位移位数要权衡变换后的精度损失和计算量. 图 5 所示是通过统计的方式将系数乘以相应的扩大倍数完成定点化以后, 再右移相应的位数, 将结果与原系数计算结果比较获得的精度损失的柱状图, x 坐标表示式(1)中的各个常系数, y 坐标表示定点化后损失的精度值.

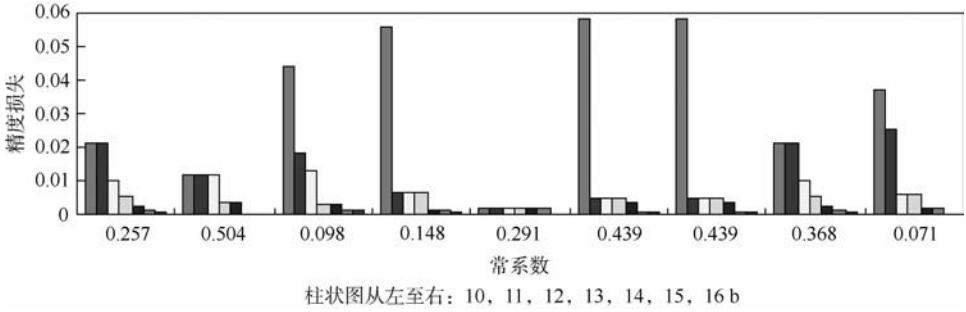


图5 系数的精度损失比较

Fig. 5 Comparison of coefficient precision losses

由图5可知位移14 b时可达到较高精度,与位移15 b相比,精度损失差距很小.考虑到计算复杂度的因素,尽量减少运算的位数,位移位数不宜过多,本文采用位移14 b的方法进行定点化扩展.经过定点化处理后的式(1)可以表示为

$$\begin{cases} Y = (4211R + 8258G + 1606B) \gg 14 + 16 \\ C_b = (-2425R - 4768G + 7193B) \gg 14 + 128 \\ C_r = (7193R - 6324G - 1163B) \gg 14 + 128 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知,RGB到 YC_bC_r 颜色空间转换过程中的每个乘法运算都是位宽为8 b的变量与位宽为14 b的常系数相乘获得中间结果.为了减少精度损失,参照截断处理策略,在计算时保留两位进行误差补偿,可将式(8)转为

$$\begin{cases} Y = ((4211R) \gg 12 + (8258G) \gg 12 + (1606B) \gg 12) \gg 2 + 16 \\ C_b = (- (2425R) \gg 12 - (4768G) \gg 12 + (7193B) \gg 12) \gg 2 + 128 \\ C_r = ((7193R) \gg 12 - (6324G) \gg 12 - (1163B) \gg 12) \gg 2 + 128 \end{cases} \quad (9)$$

以Y为例进行说明,Y可以表示为

$$\begin{aligned} Y &= ((4211R) \gg 12 + (8258G) \gg 12 + (1606B) \gg 12) \gg 2 + 16 = \\ &= ((A_1R) \gg 12 + (A_2G) \gg 12 + (A_3B) \gg 12) \gg 2 + 16 = \\ &= (F_1^{LUT} + F_2^{LUT} + F_3^{LUT}) \gg 2 + C = \\ &= F^{LUT} + C \end{aligned} \quad (10)$$

式中, A 为14 b的常系数; R, G 和 B 的位宽均为8 b; C 为常数16.

根据式(3)进行高低位分离,并按表1建立相应的乘法部分积查找表.为了节省存储空间,对查找表中的部分积进行截断处理.这样将乘法操作转换成查表和加法操作,得到乘积 F_1^{LUT}, F_2^{LUT} 和 F_3^{LUT} ,位宽为10 b.在计算 F^{LUT} 时,需要进行右移2位

操作,为了进一步降低误差,在进行移位操作时,根据四舍五入原则判断要丢弃2位 $F^{LUT}[1][0]$ 的值,如果 $F^{LUT}[1][0] < 10$,则对结果影响不大,可以直接移位丢弃;如果 $F^{LUT}[1][0] \geq 10$,则Y的值为

$$Y = F^{LUT}[9:2] + 1 + 16 \quad (11)$$

计算 C_b 和 C_r 的值时用与计算Y的处理方法相同,这样不但能实现四舍五入操作,并且避免移位操作,加速计算过程.图6所示为基于高低位分离的截断式LUT(T-LUT)浮点乘法结构示意图.图7所示为基于T-LUT浮点乘法器的RGB到 YC_bC_r 转换结构示意图.

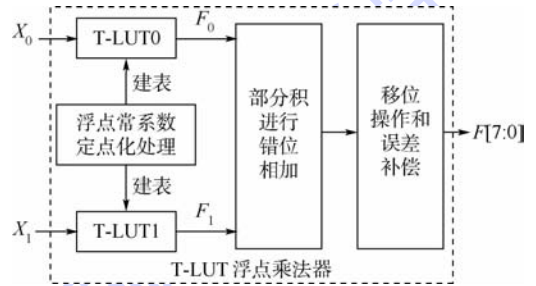


图6 基于高低位分离的截断式LUT浮点乘法器结构

Fig. 6 Truncated LUT float multiplier structure based on the separation of high and low bits

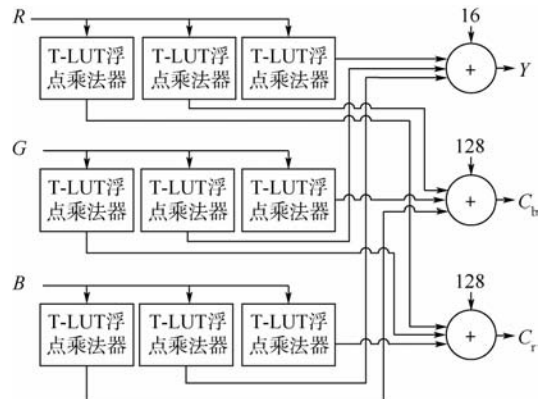


图7 基于T-LUT浮点乘法器的RGB到 YC_bC_r 转换结构

Fig. 7 RGB to YC_bC_r conversion structure based on T-LUT float multiplier

采用查找表方式可以将乘法运算转换成只有查表和加法运算的操作. 在处理过程中, 查表操作的速度相对于加法运算会快很多, 因此整个处理过程的速度限制在加法运算上. 针对运算过程中含有的多次加法运算, 本文采用加法流水的方式提高加法运算速度, 从而进一步提高颜色空间转换效率.

3 基于 SRIO 的高效数据传输机制

在 FPGA + DSP 架构的视频处理系统中, 通常利用 FPGA 扩展视频接口并完成视频预处理任务, 利用高性能的通用 DSP 作为主要运算器件完成复杂的视频处理功能. FPGA 与 DSP 间的高速视频数据的互连传输是系统正常工作的基本前提. SRIO (Serial Rapid I/O) 总线作为一种高可靠、高效能和具有良好扩展性的开放总线标准, 已经成为高性能嵌入式系统中高速互连的主要传输方式之一. 本文采用 SRIO 作为数据传输的高速链路, SRIO 协议中规定了多种事务类型, 它们可以分为两种数据传输方式: 直接 IO/DMA (direct IO/Direct Memory Access) 传输方式和消息传递. 直接 IO/DMA 传输方式速度较快, 支持本地器件通过 SRIO 协议读写对端器件的存储器, 但是本地器件需要知道对端存储结构, 同时需要考虑存储器读写同步; 消息传递不需要知道对端器件存储结构, 只需知道对端 ID 和邮箱号就可以完成数据传输.

为实现 SRIO 高速传输, 降低 DSP 的 SRIO 传输负担, 本设计使用 FPGA 通过直接 I/O 传输方式完成 SRIO 总线上所有视频数据的收发工作, 采用消息传递方式完成 FPGA 与 DSP 同步. 如图 8 所示为以 FPGA 为控制核心的数据交互机制示意图. FPGA 为 SRIO 传输控制核心, 这样设计的优势是 DSP 基本不需要参与 SRIO 传输控制工作, SRIO 视频数据传输过程对 DSP 基本透明, DSP 可以专注于视频处理计算.

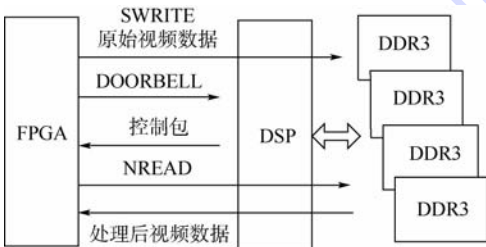


图 8 以 FPGA 为控制核心的数据交互机制

Fig. 8 Data exchange mechanism based on FPGA control

当原始视频数据由 FPGA 传入 DSP 时, FPGA 通过 SWRITE 事务发送所有数据, SWRITE 事务通过 SRIO 总线能够实现对 DSP 的 DDR3 存储器

直接写操作, 写操作过程对 DSP 核完全透明. 考虑到存储读写同步, 要求此过程中 DSP 禁止访问该视频数据缓冲区. 在 DDR3 中视频数据写满一帧后, 通过 DOORBELL 事务通知 DSP, 解除该存储区域访问锁; 当视频码流由 DSP 传入 FPGA 时, FPGA 通过 NREAD 事务请求读取处理后的视频码流数据, DSP 的 SRIO 硬件接口直接读取 DDR3 对应存储位置, 组织 NREAD 响应事务包, 发送处理后视频数据到 FPGA, 此过程对 DSP 核完全透明. 为实现存储读写同步, DSP 在完成一帧视频数据压缩处理后, 向 FPGA 发送一个控制包通知 FPGA 回收该帧的压缩码流. 控制包的格式如图 9 所示, 包括包序号、数据存储地址和数据长度. 其中包序号用 1 b 表示, 相邻的两个包序号采用 0 或 1 表示, 以示区别, 数据存储地址根据 SRIO 协议规范采用 34 b 表示; 数据长度根据一帧数据压缩后的码流量采用 32 b 表示.



图 9 控制包格式

Fig. 9 Format of control packet

综上所述, 以 FPGA 为控制核心的 SRIO 传输过程, 一方面可以减少 DSP 在 SRIO 传输过程中的时间开销, 使 DSP 可以专注于视频处理过程, 降低编码延时; 另一方面, 简化本系统支持的 SRIO 事务种类, 只使用 3 种 SRIO 事务完成视频数据传输过程, 节约 FPGA 逻辑资源, 有助于提高 SRIO 传输速度.

4 实验与分析

如图 10 所示为 FPGA + DSP 架构的机载视频采集及预处理结构示意图, 其主要功能单元包括视频采集、颜色空间转换和视频数据交互传输. FPGA 作为协同处理器承担着关键的纽带作用, 其中的一个主要任务是快速地从机载记录仪获取多模式原始视频图像数据, 实时完成色彩空间转换后传入 DSP 进行压缩处理.

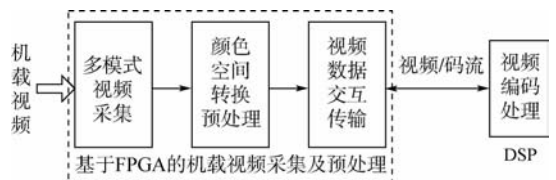


图 10 机载视频采集及预处理结构

Fig. 10 Structure of airborne video capture and preprocessing

为了评估本文方法的有效性, FPGA 平台选用 Xilinx 公司的 XC5VSX50T-1ff665, 采用 SRIO 接口与 DSP 建立数据传输通路. 使用 Verlog 硬件描述语言在 FPGA 平台上实现本文设计的方法, 首先验证视频采集和预处理的正确性和性能, 然后针对预处理后的数据完成高速传输测试.

4.1 视频采集及预处理测试

为测试设计中视频采集方法的可靠性, 分别使用和不使用自动错误检错机制的方法进行测试, 在视频模式不断切换过程中, 观察采集的视频图像正确性. 经实验测试, 使用自动错误检错机制的方法可以正确采集视频数据, 而不使用自动检错机制时, 采集的视频容易出现错误积累, 引起视频错位. 如图 11 所示为实验比较图(分辨率为 720 像素 × 576 像素).

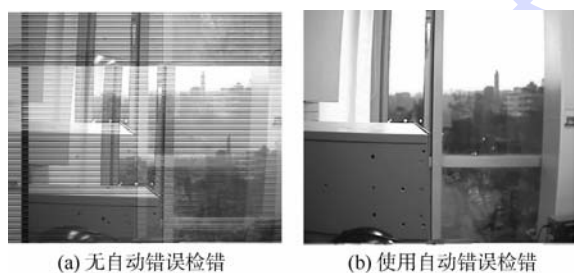


图 11 视频采集的实验比较图

Fig. 11 Comparison of video capture experiment

实验表明, 本文提出的可靠的视频采集方法利用视频同步信号自动检查视频数据量是否正确, 能够在视频数据丢失或中断后及时恢复, 将错位数据控制在一帧甚至一行视频内, 避免产生错误累计, 提高了视频源的可靠性.

为测试颜色空间转换的有效性, 分别实现了本文方法、直接法、文献[16]的方法和文献[17]的方法. 当用直接法实现时, 在计算前应将浮点数定点化, 并且在计算过程中不使用 DSP48 进行运算; 对于文献[16]和文献[17]的方法, 编译环境的配置和程序实现分别参考对应的文献. 对于本文提出的方法, 为了节省 FPGA 上的运算资源, 也不使用 DSP48. 表 2 比较了在相同条件下 4 种方法的资源消耗和性能测试结果.

表 2 资源消耗及性能比较结果

Table 2 Resource consumption and performance comparison results

方法	资源数量/个			功耗/ mW	最大工作 频率/MHz
	Slices	Slice Flip Flops	LUT		
直接法	270	138	488	380.2	105.6
文献[16]	380	339	258	326.4	198.7
文献[17]	230	298	420	351.5	265.8
本文方法	198	252	450	277.6	358.2

由表 2 可知, 与直接法相比, 本文方法最大工作频率为 358.2 MHz, 是直接法的 3.5 倍, 证明该方法能显著提高转换速度. 之所以本文方法使用了较多的 Slice Flip Flops, 是因为流水线技术占用 FPGA 上较多的寄存器. 文献[16]和文献[17]的方法节省了 LUT, 但是使用了更多的 Slices 和 Slice Flip Flops. FPGA 中具有较多的 LUT 资源, 本文提出的方法使用了略多的 LUT 资源, 获得了更高的频率. 并且本文方法采用基于截断处理建立的 LUT, 减少了存储空间和计算位宽, 因此降低了电路的动态功耗. 实验证明本文方法的功耗比其他几种方法减少了 15% ~ 27%. 图 12 所示为实验性能比较图.

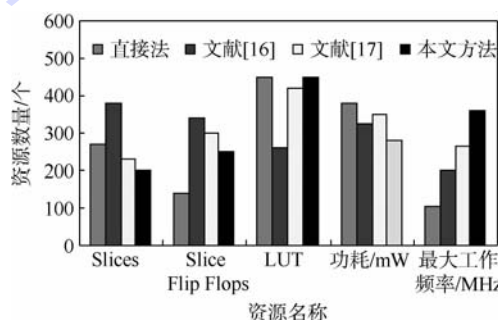


图 12 性能比较

Fig. 12 Performance comparison

因为在截断处理的过程中, 丢弃的是对结果影响最小的尾数, 并且采用误差补偿机制减小了误差, 因此本文提出的方法几乎不影响计算结果的精度. 图 13 显示了平均误差补偿的结果.

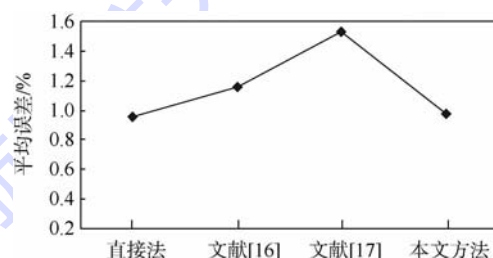


图 13 平均误差比较

Fig. 13 Comparison of mean error

4.2 高效的数据传输测试

根据目前机载视频处理系统的需求, 通过 FPGA 采集和预处理后需要传入 DSP 的原始视频最大数据率小于 500 Mb/s, 因此设置 FPGA 与 DSP 之间 SRIO 通路为 1.25 Gb/s 工作模式.

测试 FPGA 通过 SRIO 的 SWRITE (流写) 事务向 DSP 传输数据, 并存储到 DDR3. SWRITE 事务包头信息极短, 有效数据打包率高于 NWRITE (普通写) 等其他事务. SRIO 协议规定每个事务包最大有效数据载荷为 256 B, 因此使用携带

256 B 数据的 SWRITE 事务可以实现最高速率的 SRIO 传输过程. 在 1.25 Gb/s 模式下, 由于 8b/10b 编解码 SRIO 数据传输率为 1 Gb/s, SWRITE 事务打包率为 95%, 此时 SRIO 理论最高有效数据传输速率为 950 Mb/s. 经过实验测试, 使用本文方法其数据发送速率可达 880 Mb/s, 达到理论值传输速率 93%, 完全可以满足系统需要的最大数据传输率.

测试 FPGA 通过 SRIO 读取 DDR3 速率和正确性, 在 1 s 内 FPGA 向 DSP 连续发送 NREAD 请求事务, 在 FPGA 端接收 NREAD 响应事务, 检查收到数据正确性并记录收到数据包数量, 测试结果为 812 Mb/s, 达到理论值传输速率 90%, 数据正确无误.

以 XC5VSX50T-1ff665 型 FPGA 为目标器件, 本文方法能够完成 FPGA 与 DSP 的 SRIO 自动收发; SRIO 例程没有实际应用价值, 只提供了利用 ChipScope 工具手动发送 SRIO 事务功能. 如表 3 所示测试统计本文实现 SRIO 方法和 SRIO 例程逻辑资源使用情况.

表 3 SRIO 资源占用情况统计

Table 3 SRIO resource occupancy statistics

资源名称	资源占用情况/%		资源总数/个
	SRIO 例程	本文实现	
Flip Flops	37	22	32 640
LUT	29	23	32 640
Block RAM/FIFO	28	5	132
BUFG/BUFGCTRLs	15	15	32
BUFDSs	16	16	6
PLL_ADVs	16	16	6
GTP_DUALs	25	25	4

对比资源使用情况可知:

1) 本文方法占用较少 Flip Flops 和 LUT 资源. Flip Flops 反映芯片寄存器资源, LUT 是 FPGA 实现逻辑运算的查找表. 本文简化 SRIO 事务实现, 保留了常用的 SWRITE, NREAD 及 DOORBELL 事务, 删除不常用的 SRIO 原子事务操作, 同时简化了 SRIO 地址计算过程和存储数据过程; SRIO 例程支持所有事务类型, 存储过程和地址计算过程复杂, 同时 ChipScope 核也占用较多资源.

2) 本方法占用较少 Block RAM/FIFO 资源. 根据视频传输特点, 本文采用以行为单位的收发缓存队列, 大小仅为 6 个视频行, 大大降低 FPGA 上需要的缓存数据量; 同时采用收发缓存队列结构实现数据缓存, 相比 SRIO 例程中使用的双端口 RAM 控制简单、实现方便, 可靠性更高.

3) 其他资源占用一致. BUF 主要用于 SRIO 高频输入时钟和数据缓存; PLL_ADVs 用于 SRIO 高频时钟网络减少抖动; GTP_DUALs 是 FPGA 集成的高速收发器, 实现 SRIO 硬件接口.

综上所述, 本文结合视频传输特点, 在占用较少逻辑资源情况下, 设计实现了 FPGA 与 DSP 间 SRIO 的高速互连, 数据传输速率达到理论值 90% 以上.

5 结 论

本文针对机载视频采集及预处理系统中的关键功能单元从可靠性、高效性角度进行了研究, 主要包括:

1) 设计了一种可靠的多模式机载视频采集方法, 通过增加自动检错机制, 有效避免了采集错误的积累.

2) 针对颜色空间转换中浮点运算占用资源多, 功耗大的问题, 设计了一种基于高低位分离的截断式 LUT 乘法器, 并实现了一种高效低功耗的颜色空间转换方法, 提高了系统性能.

3) 采用 SRIO 数据传输协议在 FPGA 与高性能 DSP 之间设计了一种由 FPGA 为控制中心的高效数据交互策略, 可以减少 DSP 在数据传输过程中的资源开销, 使其更加专注于视频处理, 提高系统性能.

此外, 本文设计的方法已经成功应用于机载视频压缩系统中, 取得了良好的效果.

参考文献 (References)

- [1] Blair J B, Rabine D, Wakeet S. et al. High-altitude laser altimetry from the global hawk UAV for regional mapping of surface topography [C] // AGU Fall Meeting Abstracts. San Francisco: AGU, 2012: 885.
- [2] Adams S M, Levitan M L, Friedland C J. High resolution imagery collection utilizing unmanned aerial vehicles (UAVs) for post-disaster studies [J]. Bridges, 2014 (10): 1143879634-1143879667.
- [3] Saffar S, Abdullah A. Vibration amplitude and induced temperature limitation of high power air-borne ultrasonic transducers [J]. Ultrasonics, 2014; 54(1): 168-176.
- [4] Wang D Y, Tao X H, Hu R. The design of the interface for camera link and DM642 [C] // Control and Decision Conference. New York: IEEE, 2010: 2914-2916.
- [5] 贾建禄, 王建立, 郭爽, 等. 基于 Camera Link 的高速图像采集处理器 [J]. 液晶与显示, 2010, 25(6): 914-918.
Jia J L, Wang J L, Guo S, et al. High speed image grabber and processor based on Camera Link [J]. Chinese Journal of Liquid Crystals and Displays, 2010, 25(6): 914-918 (in Chinese).
- [6] Singh S K, Kumar S. Novel adaptive color space transform and

- application to image compression [J]. *Signal Processing: Image Communication*, 2011, 26(10):662-672.
- [7] Li S A, Chen C Y, Chen C H. Design of a shift-and-add based hardware accelerator for color space conversion [J]. *Journal of Real-Time Image Processing*, 2013, 9:1-14.
- [8] Liu Z G, Du S Y, Yang Y, et al. A fast algorithm for color space conversion and rounding error analysis based on fixed-point digital signal processors [J]. *Computers & Electrical Engineering*, 2014, 40(4):1405-1414.
- [9] Meher B K, Meher P K. A new look-up table approach for high-speed finite field multiplication [C]//2011 International Symposium on Electronic System Design. New York: IEEE, 2011: 51-55.
- [10] Meher P K. LUT optimization for memory-based computation [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2010, 57(4):285-289.
- [11] Meher P K. New approach to look-up-table design and memory-based realization of FIR digital filter [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2010, 57(3):592-603.
- [12] Meher P K. New look-up-table optimizations for memory-based multiplication [C]//Proceedings of the 12th International Symposium on Integrated Circuits. New York: IEEE, 2009: 663-666.
- [13] Kuang S R, Wu K Y, Yu K K. Energy-efficient multiple-precision floating-point multiplier for embedded applications [J]. *Journal of Signal Processing Systems*, 2013, 72(1):43-55.
- [14] Eswari S. Design of low error and power fixed width multiplier by using compensation function [J]. *International Journal of Engineering Research and Technology*, 2013, 7(2):755-760.
- [15] Balamurugan S, Srirangaswamy B, Marimuthu R, et al. FPGA design and implementation of truncated multipliers using bypassing technique [C]//Proceedings of the International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics. Berlin: ACM, 2012:1111-1117.
- [16] Xue J, Cao X. Color space conversion based on FPGA [C]//IEEE International Conference on Computer Science and Automation Engineering. New York: IEEE, 2012:422-425.
- [17] Yang Y, Peng Y H, Liu Z G. A fast algorithm for YCbCr to RGB conversion [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2007, 53(4):1490-1493.

Method for airborne video capture and preprocessing based on FPGA

JIANG Hongxu*, LI Huiyong, LIU Tingshan, DUAN Miyi, ZHANG Ping

(School of Computer Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Video capture, color space conversion and video data transmission were researched in order to improve video capture and pre-processing performance of airborne multi-mode video coding system. Taking into account the requirements of real-time multi-mode video capture, a robust video capture strategy based on field-programmable gate array (FPGA) was designed. It monitors the correctness of video capture on-time to avoid accumulation of errors by adopting self-checking mechanism. To solve the problem of wastes of computing resources and increasement of power consumption in floating-point multiplication, a truncated look-up table multiplier based on the separation of high and low bits was designed to save memory and computation bandwidth. It achieves an efficient color space conversion combining pipeline technique, with power consumption decreasing 27% at most without loss of computing precision and processing performance. Considering the frequent transmission of mass data between FPGA and digital signal processor (DSP), a data interaction mechanism taking FPGA as the control core was proposed, adopting the transmission mode of serial rapid I/O (SRIO). The burden of DSP was alleviated due to concentrating on video coding, and thus the application performance was improved.

Key words: video capture; preprocessing; low power; data transmission; video coding

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0072

低噪声风力机翼型设计方法及实验分析

汪泉^{*1}, 陈进², 程江涛^{2,3}, 王君¹, 孙金凤¹, 游颖¹

(1. 湖北工业大学 机械工程学院, 武汉 430068; 2. 重庆大学 机械工程学院, 重庆 400030;

3. 丹麦技术大学 机械工程学院, 灵比 DK-2800)



摘 要: 为了研究风力机翼型的噪声特性, 基于翼型泛函集成理论与翼型噪声计算模型, 建立了低噪声翼型优化设计数学模型, 提出在设计攻角情况下升阻比与噪声比值最大为目标函数, 对优化后的新翼型 CQU-DTU-B18 翼型与 NACA-64-618 翼型在相同的风洞实验及风速条件下进行了噪声对比分析. 研究表明, 理论噪声计算模型虽然与实验数据有一定的偏差, 但是翼型的升压级随频率的变化趋势是一致的, 表明了翼型噪声计算模型的准确性; 相比 NACA-64-618 翼型, CQU-DTU-B18 翼型具有更低的噪声特性, 从而验证了该设计方法的可行性. 对于如何设计低噪声翼型及怎样降低翼型噪声具有重要的指导作用.

关键词: 风力机翼型; 噪声; 风洞实验; 声压级; 频率

中图分类号: TK83; TH12

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0023-06

风能是一种绿色可再生能源, 取之不尽, 用之不竭, 随着风力机的迅速发展与应用, 风轮尺寸越来越大, 运行过程中产生的噪声也越来越严重, 对周围噪声环境的影响也受到人们的广泛关注. 按照不同声源风力机噪声可分为机械噪声和气动噪声. 由于目前的机械制造水平及技术的不断提高, 机械噪声可以较好的控制, 而降低风力机的气动噪声成为目前研究的关键问题. 风力机的气动噪声按照噪声产生的机理可分为低频噪声、来流噪声和翼型自身噪声 3 种^[1]. 美国可再生能源实验室的 Brooks 等^[2]在总结 NACA-0012 翼型噪声风洞实验的基础上, 提出了一种半经验的风力机翼型噪声计算模型(简称 BPM 模型). 该模型计算速度和精度可满足工程实际需求, 是目前翼型噪声计算使用最广泛的方法之一. Zhu 等^[3]基于这种半经验公式, 引入动量叶素理论, 考虑翼型的边

界层特性, 提出了一种适用于风力机翼型的修正经验模型, 并与实验结果对比从而验证了该模型的准确性. 司海青等^[4]研究了数值预测风力机气动噪声的一种半经验模型, 并将计算结果与实验数据进行了对比, 从而验证半经验模型的有效性. 余雷等^[5]采用非线性计算气动声学方法和基于雷诺平均 NS 方程计算流体力学方法对常规后缘风力机翼型及其修型后的钝后缘翼型的气动噪声进行了计算, 并讨论了这两种计算方法不同的数值模拟能力. Singh 等^[6]针对小型风力机翼型, 设计出了低雷诺数条件下的新型翼型, 并将数值计算与风洞实验进行了对比, 揭示其流动机理. 然而, 以上研究均是对已有翼型进行噪声特性研究, 很少有对低噪声翼型进行优化设计及噪声实验验证; 虽然风力机翼型的数值计算及实验验证的相关研究较多^[7-13], 且研究成果显著, 但是缺乏相关

收稿日期: 2014-02-24; 录用日期: 2014-05-30; 网络出版时间: 2014-07-01 16:53

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0072.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51405140); 国家 863 计划资助项目(2012AA051301); 湖北工业大学博士科研启动金资助项目(BSQD13016)

* 通讯作者: 汪泉(1984—), 男, 湖北武汉人, 讲师, quan_wang2003@163.com, 主要研究方向为机械系统优化设计及可再生能源装备设计理论与方法.

引用格式: 汪泉, 陈进, 程江涛, 等. 低噪声风力机翼型设计方法及实验分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 23-28.
Wang Q, Chen J, Cheng J T, et al. Wind turbine airfoil design method with low noise and experimental analysis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 23-28 (in Chinese).

的噪声研究及实验验证.

因此,本文基于翼型泛函集成理论及翼型噪声计算模型,将 RFOIL 与 BPM 模型耦合求解翼型噪声特性;提出以升阻比与噪声比值为设计目标函数,建立低噪声风力机翼型优化数学模型,对优化后的新翼型进行气动性能与噪声实验研究;为了验证新翼型具有较低的噪声特性,在相同的噪声风洞实验及风速条件下,与风力机常用 NACA-64-618 翼型进行噪声对比分析并给出结果评价.

1 翼型噪声计算模型

基于 Brooks 等^[2]的计算模型(简称 BPM 模型),翼型自身噪声可分为:尾缘噪声(TBL-TE)、叶尖噪声(TIP)、失速噪声(SEP)、钝尾缘噪声(TEB-VS)、层流涡噪声(LBL-VS)^[3,14].而一般情况下,翼型自身的噪声主要源于尾缘噪声和失速噪声,因此本文主要介绍这两种噪声计算公式.

1.1 湍流边界层尾缘噪声(TBL-TE)

当附着在叶片上的湍流边界层流经尾缘与尾缘相互作用就会产生湍流边界层尾缘噪声.在一定的攻角和雷诺数下,在翼型表面的某个位置层流会发生转变成湍流,而湍流会在尾缘的压力面和吸力面产生波动的压力,导致噪声的产生.在攻角较小时,压力面和吸力面的噪声是主要的噪声源^[15].

湍流边界层尾缘噪声 S_{PLI} 是由湍流边界层在压力面产生的噪声 S_{PLp} 与在吸力面产生的噪声 S_{PLs} 之和^[14]:

$$S_{PLI} = 10 \lg \{ 10^{S_{PLs}/10} + 10^{S_{PLp}/10} \} \quad (1)$$

$$S_{PLs} = 10 \lg \left(\frac{\delta_s^* Ma^5 \Delta l \bar{D}_h}{r^2} \right) + A \left(\frac{Sr_s}{Sr_1} \right) + (W_1 - 3) \quad (2)$$

$$S_{PLp} = 10 \lg \left(\frac{\delta_p^* Ma^5 \Delta l \bar{D}_h}{r^2} \right) + A \left(\frac{Sr_p}{Sr_1} \right) + (W_1 - 3) + \Delta W_1 \quad (3)$$

其中,尾缘噪声表示成关于吸力面尾部边界层相对厚度 δ_s^* 和压力面尾部边界层相对厚度 δ_p^* 的函数,与翼型的攻角 α 和来流的雷诺数 Re 有关; Ma 为来流的马赫数,是来流相对速度 U 与音速 c_0 的比值; Sr 为斯特劳哈尔数, Sr_s 和 Sr_p 分别为吸力面和压力面的斯特劳哈尔数, Sr_1 为尾缘噪声的斯特劳哈尔基数; \bar{D}_h 为高频声音方向函数; r 为观察者距离声源距离; A 为频谱形状函数; W_1 为振幅函数; ΔW_1 为声压级修正函数; Δl 为翼型沿展向长度.

1.2 失速噪声(SEP)

当攻角增大时,边界层会发生分离,吸力面区域的湍流会比低攻角时更大,当湍流变成尾迹,进而产生分离流噪声.随着攻角增大到一定程度,边界层发生大规模分离,翼型完全失速,此时失速噪声为最主要噪声:

$$S_{PL2} = 10 \lg \left(\frac{\delta_s^* Ma^5 \Delta l \bar{D}_h}{r^2} \right) + B \left(\frac{Sr_s}{Sr_2} \right) + W_2 \quad (4)$$

式中, B 为频谱形状函数; W_2 为振幅函数.

2 翼型型线设计理论

基于翼型泛函集成理论^[13],翼型廓线在二维平面坐标方程可表示为

$$\begin{cases} x = (p + a^2/p) \cos \theta \\ y = (p - a^2/p) \cos \theta \end{cases} \quad (5)$$

式中, a 为 0.25 倍翼型的弦长; p 为翼型的矢径长度,可表示为

$$p = a \exp(\varphi(\theta)) \quad (6)$$

根据三角级数思想,翼型形函数可表示为 $\varphi(\theta) = a_1(1 - \cos \theta) + b_1 \sin \theta + a_2(1 - \cos \theta)^2 + b_2 \sin^2 \theta + \dots + a_k(1 - \cos \theta)^k + b_k \sin^k \theta$ $k = 1, 2, \dots, n$ (7)

将式(6)、式(7)代入式(5),选取不同的级数系数 k, a_k, b_k ,就可表示多种形状的翼型.

3 低噪声风力机翼型设计模型

随着风力机的大型化,噪声也越来越大,因此有必要设计低噪声翼型,从而降低风力机的噪声.翼型自身噪声与一定雷诺数及攻角条件下翼型尾缘上下表面边界层厚度密切相关,通过控制翼型表面边界层厚度就可以控制翼型的噪声.本文中翼型的边界层参数通过 RFOIL 软件计算,将翼型的参数方程与 RFOIL 耦合求解,在优化过程中计算翼型的气动特性及压力面和吸力面的边界层厚度,从而控制翼型的气动性能及噪声值.

3.1 目标函数

翼型性能考虑的因素很多,除了低噪声之外,还包括气动、结构等不同学科的要求.本文主要考虑翼型具有较高的气动性能及较低的噪声大小,建立了以升阻比与噪声值的比值为目标函数的数学模型:

$$f(x) = \max(L_D/S_{PL}) \quad (8)$$

$$L_D = C_L/C_D \quad (9)$$

$$S_{PL} = S_{PL1} + S_{PL2} \quad (10)$$

式中, C_L 为翼型的升力系数; C_D 为翼型的阻力系

数; L_D 为翼型在设计攻角下的升阻比; S_{pl} 为翼型在设计攻角下的噪声,这里设计攻角为 6° 。

3.2 设计变量和约束

对于翼型廓线的泛函集成方程,选择式(7)的前6项系数为优化设计变量:

$$X = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) \quad (11)$$

式中变量的变化空间根据翼型的形状来确定,为了型线具有翼型的特征,对变量进行如下约束:

$$X_{\min} \leq X \leq X_{\max} \quad (12)$$

除了对形状的要求以外,还得考虑翼型的结构兼容性问题.其中翼型的厚度及其所处的位置是结构兼容性两个主要的参数,本文选取最大相对厚度为0.18的翼型进行优化设计,施加厚度及其位置约束为

$$t/c = 0.18 \quad (13)$$

$$0.25 \leq x/c \leq 0.35 \quad (14)$$

其中, t 为翼型的最大相对厚度; c 为翼型的弦长。

3.3 优化结果

基于翼型泛函集成理论与噪声计算模型,结合翼型优化模型,选取初始条件为:雷诺数 $Re = 2.0 \times 10^6$,当地风速 $V_0 = 70 \text{ m/s}$,观察者的距离 $r = 1 \text{ m}$,观察角度为 90° , $c = 1 \text{ m}$,翼展长度为 1 m ,得到一种风力机新翼型CQU-DTU-B18,新翼型的轮廓型线如图1所示。

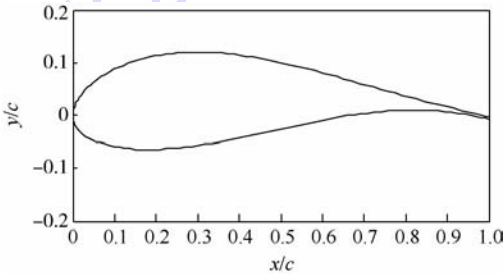


图1 CQU-DTU-B18翼型廓线

Fig. 1 CQU-DTU-B18 airfoil profile

4 实验验证

为了验证翼型的气动性能,联合丹麦技术大学一起做了该新型翼型的风洞实验,该实验内容是在丹麦RISΦ实验室完成的.翼型攻角范围为 $-5^\circ \sim 20^\circ$,实验雷诺数为 $Re = 2.0 \times 10^6$,马赫数为0.15,实验结果与RFOIL计算结果如图2和图3所示。

由图2和图3可知:实验测试最大升力系数为1.777,出现在攻角为 11° 的位置,而RFOIL计算最大升力系数为1.919,出现在攻角为 12° 的位置,误差较小为7.991%;实验测试最大升阻比为142.3,出现在攻角为 6° 的位置,RFOIL计算最大升

阻比为144.9,出现在攻角为 7° 的位置,误差仅为1.833%,表明风洞实验值与RFOIL计算结果吻合得较好.从而验证了新翼型具有优良的气动性能。

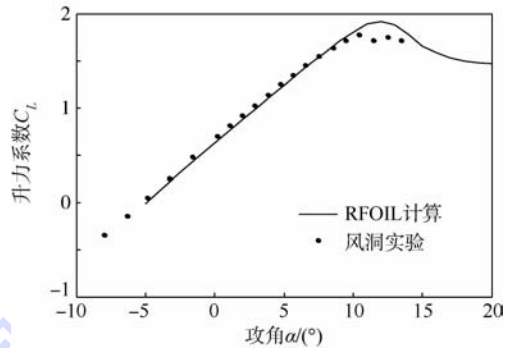


图2 升力系数RFOIL计算与实验结果的对比

Fig. 2 Comparison of the experimental results and the RFOIL predicted lift coefficient

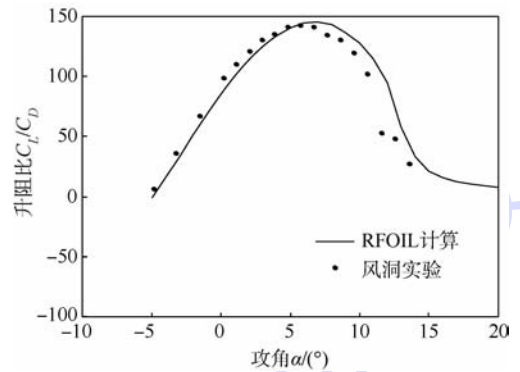


图3 升阻比RFOIL计算与实验结果的对比

Fig. 3 Comparison of experimental results and the RFOIL predicted lift/drag ratio

为了验证新翼型具有较低的噪声性能,下面重点研究新翼型噪声特性,并将噪声实验结果与同等条件下常用翼型NACA-64-418翼型噪声实验结果进行对比分析.噪声测试段及消音室如图4所示,翼型噪声实验模型弦长为0.6m,展向长度为1.62m.观察者距离翼型实验段的距离为1.62m,观察角度为 90° .该模型安装有62个压力孔,全部由铝块制造而成.噪声原始数据由传声器测试而来,并通过频域波束形成技术进行处理.该技术能够从背景噪声中提取声压值.时间序列可以通过在32s期间以51.2kHz的采样频率进行测量,并分成200块,8192个样本用以计算平均的交叉谱密度矩阵.考虑3种不同的风速工况,分别为30,45及60m/s.由于这两种翼型在 0° 攻角情况下的升力系数及失速攻角均有较大差别,因此很难比较他们的噪声大小.而翼型的升力系数与升阻比是构建风力机叶片的主要性能,因此本文比较在相同升力系数情况下的噪声特性。

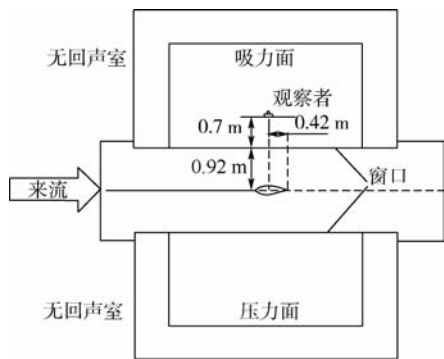


图4 翼型噪声测试示意图

Fig. 4 Schematic of airfoil noise test section

图5(a)和图5(b)分别为风速为30 m/s, $C_L = 0.52$ 和 $C_L = 0.95$ 时 CQU-DTU-B18 翼型与 NACA-64-618 翼型的声压级对比图. 研究表明: 相比 NACA-64-618 翼型, 在频率低于 3 kHz 时, 新翼型具有较低的噪声值; 相比实验数据, 虽然翼型噪

声理论预测结果普遍偏大, 但是总的趋势是一致的. 其主要原因是该理论是基于 NACA0012 翼型的一种半经验计算模型, 在某些参数的确定方面难免有些偏差.

为了研究风速对翼型噪声特性的影响, 分别对比分析风速在 45 m/s 和 60 m/s 时 CQU-DTU-B18 翼型与 NACA-64-618 翼型的噪声特性. 图5(c)和图5(d)分别表示风速为 45 m/s, $C_L = 0.50$ 和 $C_L = 0.94$ 时 CQU-DTU-B18 翼型与 NACA-64-618 翼型的声压级对比图. 由图可知: 相比 NACA-64-618 翼型, CQU-DTU-B18 翼型能够产生更低的噪声值; 而且, 相比风速为 30 m/s 时, 当频率大于 600 Hz 时理论预测结果与实验值更加接近; 当风速增加到 60 m/s 时, 翼型噪声随频率变化特性与风速为 45 m/s 时颇为相似, 如图 5(e) 和图 5(f) 所示.

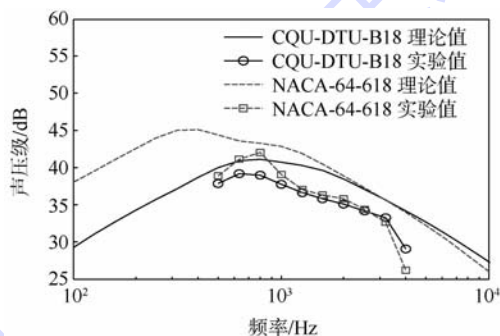
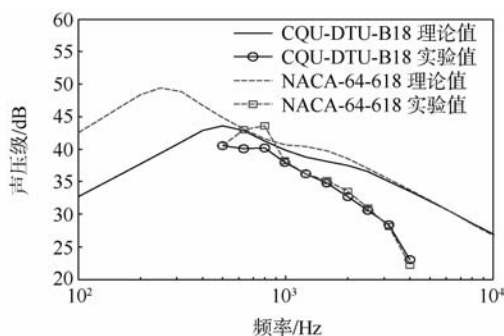
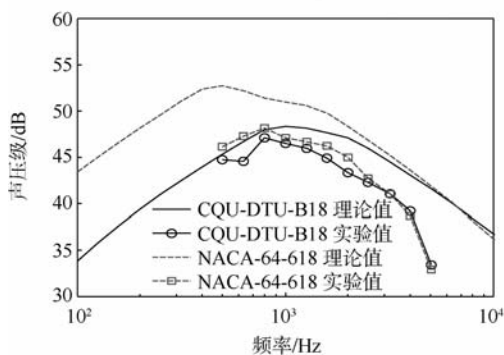
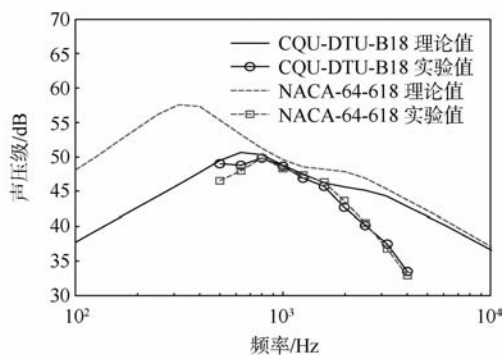
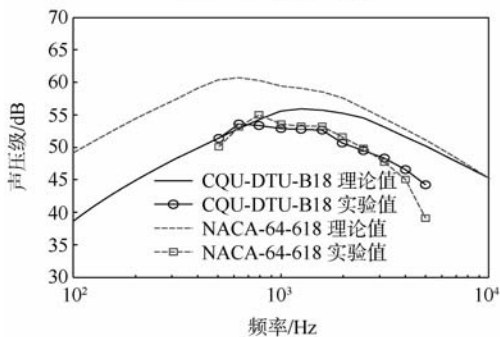
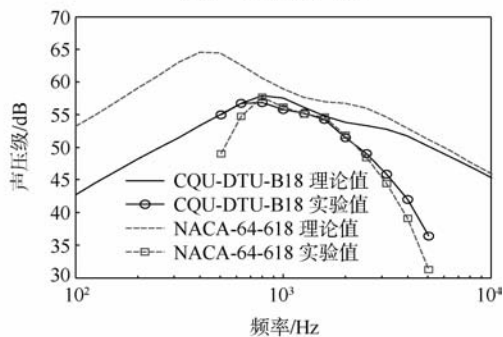
(a) $V=30$ m/s, $C_L=0.52$ (b) $V=30$ m/s, $C_L=0.95$ (c) $V=45$ m/s, $C_L=0.50$ (d) $V=45$ m/s, $C_L=0.94$ (e) $V=60$ m/s, $C_L=0.47$ (f) $V=60$ m/s, $C_L=0.90$

图5 CQU-DTU-B18 与 NACA-64-618 翼型声压级对比图

Fig. 5 Comparison of sound pressure level for CQU-DTU-B18 and NACA-64-618 airfoil

这两种翼型总的噪声大小对比如表 1 所示(风速为 45 m/s). 由表可知,在升力系数为 0.50 时,CQU-DTU-B18 翼型能够产生比 NACA-64-618 翼型低约 2 dB 的噪声;在升力系数为 0.94 时,CQU-DTU-B18 翼型能够产生比 NACA-64-618 翼型低约 4 dB 的噪声.

表 1 光滑条件下风速为 45m/s 时 2 种翼型的噪声值对比

Table 1 Comparison of sound pressure level for the two airfoils in clean condition at a wind speed of 45 m/s

翼型	$C_L = 0.50$	$C_L = 0.94$
CQU-DTU-B18	56.153	57.604
NACA-64-618	58.320	61.407

经过以上噪声声压级及噪声大小对比分析,可以得出:噪声计算模型与实验数据吻合得较好;相比 NACA-64-618 翼型,CQU-DTU-B18 翼型能够产生更低的噪声,从而研究了该翼型具有良好的低噪声性能.

5 结 论

1) 基于翼型泛函集成理论及翼型噪声计算模型,建立了低噪声翼型优化设计数学模型,提出以翼型最大升阻比与噪声比值为目标函数,采用 RFOIL 耦合 BPM 噪声计算模型预测翼型噪声值. 优化设计得到一种低噪声的新翼型. 该方法较好地解决了翼型气动性能与噪声之间的矛盾,为设计低噪声风力机翼型拓宽了思路.

2) 为了验证该翼型具有较低的噪声特性,对 CQU-DTU-B18 翼型及 NACA-64-618 翼型在相同的噪声风洞实验中进行了噪声测试. 实验结果表明:相比 NACA-64-618 翼型,在相同的升力系数及风速条件下,CQU-DTU-B18 翼型具有更低的噪声大小;虽然基于 BPM 噪声计算模型预测结果与实验数据有一定的偏差,但是升级级随频率的变化趋势是一致的,从而验证了该设计方法的可行性,同时对于翼型噪声预测具有很好的指导作用.

参考文献 (References)

- [1] 贺德馨. 风工程与工业空气动力学[M]. 北京:国防工业出版社,2006:221-225.
He D X. Wind engineering and industrial aerodynamics[M]. Beijing:National Defense Industry Press,2006(in Chinese).
- [2] Brooks T F, Pope D S, Marcolini M A. Airfoil self-noise and prediction[M]. Washington:NASA,1989.
- [3] Zhu W J, Nicolai H, Shen W Z, et al. Modeling of aerodynamically generated noise from wind turbines[J]. Journal of Solar Energy Engineering,2005,127(4):517-528.
- [4] 司海青,王同光. 风力机噪声的预测方法研究[J]. 空气动力学学报,2011,29(6):801-804.
Si H Q, Wang T G. Predicting method of aerodynamic noise from wind turbine[J]. Acta Aerodynamic Sinica,2011,29(6):801-804(in Chinese).
- [5] 余雷,宋文萍. 风力机翼型气动噪声非线性声学计算[J]. 空气动力学学报,2013,31(2):266-272.
Yu L, Song W P. Aerodynamic noise prediction for wind turbine airfoils using non-linear acoustics solvers[J]. Acta Aerodynamic Sinica,2013,31(2):266-272(in Chinese).
- [6] Singh R K, Ahmed M R, Zullah M A, et al. Design of a low Reynolds number airfoil for small horizontal axis wind turbines[J]. Renewable Energy,2012,42:66-76.
- [7] Timmer W A, Van Tooi R P J O M. Summary of the Delft University wind turbine dedicated airfoils[J]. Journal of Solar Energy Engineering,2003,125(4):488-496.
- [8] Henriques J C C, Marques da Silva F, Estanqueiro A I, et al. Design of a new urban wind turbine airfoil using a pressure-load inverse method[J]. Renewable Energy,2009,34:2728-2734.
- [9] Ribeiro A F P, Awruch A M, Gomes H M. An airfoil optimization technique for wind turbines[J]. Applied Mathematical Modelling,2012,36(10):4898-4907.
- [10] 刘雄,罗文博,陈严,等. 风力机翼型气动噪声优化设计研究[J]. 机械工程学报,2011,47(14):134-139.
Liu X, Luo W B, Chen Y, et al. Research on the aerodynamic noise optimization of wind turbine airfoil[J]. Journal of Mechanical Engineering,2011,47(14):134-139(in Chinese).
- [11] 周大高,柳阳威,文晓庆,等. 改进 SA 模型对翼型分离流动的数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报,2012,38(10):1384-1388.
Zhou D G, Liu Y W, Wen X Q, et al. Modification of SA model for predicting airfoil flow separation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(10):1384-1388(in Chinese).
- [12] 黎作武,陈江,陈宝,等. 风力机组叶片的先进翼型族设计[J]. 空气动力学学报,2012,30(10):130-136.
Li Z W, Chen J, Chen B, et al. Design of advanced airfoil families for wind turbines[J]. Acta Aerodynamic Sinica,2012,30(1):130-136(in Chinese).
- [13] 王旭东,陈进,张石强. 风力机叶片翼型型线集成设计理论研究[J]. 中国机械工程,2009,20(2):211-213.
Wang X D, Chen J, Zhang S Q. Integration study on airfoil profile for wind turbines[J]. China Mechanical Engineering,2009,20(2):211-213(in Chinese).
- [14] Zhu W J, Sørensen J N, Shen W Z. An aerodynamic noise propagation model for wind turbines[J]. Wind Engineering,2005,29(2):129-143.
- [15] Brooks T F, Marcolini M A. Scaling of airfoil self-noise using measured flow parameters[J]. AIAA Journal,1985,23(2):207-213.

Wind turbine airfoil design method with low noise and experimental analysis

WANG Quan^{*1}, CHEN Jin², CHENG Jiangtao^{2,3}, WANG Jun¹, SUN Jinfeng¹, YOU Ying¹

(1. School of Mechanical Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;

2. College of Mechanical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, China;

3. Department of Mechanical Engineering, Technical University of Denmark, Lyngby DK-2800, Denmark)

Abstract: In order to study the noise characteristic of wind turbine airfoils, the airfoil optimal design mathematic model was built based on airfoil functional integrated theory and noise calculated model. The new optimized objective function of maximizing lift/drag to noise was developed on the design angle of attack. Then, the comparison of sound pressure level between CQU-DTU-B18 and NACA-64-618 airfoil was analyzed under the same condition of wind tunnel experiment and wind speed. It is indicated that the changed trend of the predicted noise results are in agreement with that of the tested data, though there is a certain difference between the theory results and experiment data. Compared with NACA-64-618 airfoil, the CQU-DTU-B18 airfoil exhibits lower noise, which validates the feasibility of this design method. It is a guide to design wind turbine airfoil with lower noise and to reduce airfoil noise.

Key words: wind turbine airfoil; noise; wind tunnel test; sound pressure level; frequency

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0030

基于广义线性模型的固体推进剂贮存寿命评估

洪东跑^{*1}, 王英华¹, 管飞¹, 马小兵²

(1. 中国运载火箭技术研究院, 北京 100076; 2. 北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院, 北京 100191)



摘 要: 研究了固体推进剂在贮存过程中性能退化对贮存寿命与可靠性的影响, 提出了一种基于广义线性模型的固体推进剂贮存寿命与可靠性评估方法. 首先结合固体推进剂退化数据的特点, 利用位置刻度模型来描述固体推进剂抗拉强度与贮存时间的关系, 建立了固体推进剂的贮存寿命模型. 然后利用广义线性模型, 给出了贮存寿命模型系数的极大似然估计. 根据极大似然估计的渐近正态性, 利用 Fisher 信息矩阵, 给出了贮存寿命与可靠度近似置信下限. 结合算例表明该方法综合利用固体推进剂在不同贮存时间下的性能数据, 改善了固体推进剂贮存寿命与可靠性评估精度.

关键词: 固体推进剂; 抗拉强度; 贮存寿命; 广义线性模型; 位置刻度模型

中图分类号: V435; TB114.3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0029-04

固体推进剂是影响发动机贮存寿命与可靠性的主要因素, 对固体推进剂的贮存寿命与可靠性进行评估具有重要的意义. 传统的寿命与可靠性评估通常是基于产品的失效或寿命终态特征进行的, 而随着产品设计、制造水平的提高以及新技术、新材料与新工艺的不断应用, 固体推进剂正逐步朝着高可靠、长寿命的方向发展. 固体推进剂在允许的时间和成本内难以通过发动机解剖、试车和实弹试射等试验来获得有效的寿命与可靠性数据^[1]. 因此, 传统的寿命与可靠性评估方法难以满足固体推进剂的贮存评估要求. 然而, 在贮存过程中, 固体推进剂的外观性能、燃烧性能、力学性能、密度等会随着贮存时间发生变化^[2]. 针对固体推进剂的这一特性, 国内外学者致力于研究固体推进剂的非破坏性评估方法^[1-4], 这类方法通过固体推进剂老化机理研究其性能随贮存时间的变化规律, 从而对其贮存寿命与可靠性进行评估.

固体发动机及固体推进剂平贮件贮存试验均

表明固体推进剂的力学性能会随贮存时间不断退化. 退化是能够引起产品性能发生变化的一种物理或化学过程, 这一变化随着贮存时间逐渐发展^[5]. 当退化量超出规定的阈值时, 会导致推进剂失效. 通过定期对固体推进剂平贮件的力学性能进行检测, 可获得其在贮存过程中的力学性能退化数据. 通过对退化数据进行建模分析, 描述产品的性能随贮存时间的变化规律, 并外推确定产品的失效时间, 可在产品失效数据少甚至无失效的情况下, 实现对高可靠、长寿命产品的贮存寿命与可靠性评估^[6-9].

本文结合固体推进剂在贮存过程中的失效模式和失效机理, 通过研究固体推进剂的力学性能在贮存过程中随贮存时间的变化规律, 给出了一种利用性能退化数据的固体推进剂贮存寿命与可靠性评估方法.

1 固体推进剂性能退化

固体推进剂在贮存过程中失效主要是由其贮

收稿日期: 2014-01-15; 录用日期: 2014-04-30; 网络出版时间: 2014-06-24 09:02

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0030.html

* 通讯作者: 洪东跑(1983—), 男, 浙江温州人, 高级工程师, hloving@163.com, 主要研究方向为可靠性工程.

引用格式: 洪东跑, 王英华, 管飞, 等. 基于广义线性模型的固体推进剂贮存寿命评估[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 29-32. Hong D P, Wang Y H, Guan F, et al. Storage life assessment for solid propellant based on generalized linear model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 29-32 (in Chinese).

存环境的影响和内在因素的变化造成的. 在贮存过程中, 固体推进剂的性能包括力学性能、燃烧性能和密度等会发生退化, 并最终导致推进剂失效, 其中力学性能的退化主要表现为推进剂抗拉强度下降. 在推进剂浇铸成型后, 在固化过程中抗拉强度会有一个明显上升过程, 稳定后, 随着贮存时间缓慢开始下降. 抗拉强度下降属于正常老化现象, 通常是由于推进剂黏合剂分子结构网络链条断裂, 使聚合物分子离解, 变为更小的单元, 增加了推进剂的流动性, 降低了强度^[2].

为了获得固体推进剂力学性能退化数据, 需要在贮存过程中对推进剂的力学性能进行测试. 为了便于对固体推进剂进行性能测试且不破坏固体发动机结构, 在实际应用中, 通常将推进剂方坯作为平贮件与固体发动机一起贮存. 通过对方坯进行性能测试以反映固体推进剂的性能随贮存时间的变化情况. 有研究表明受固化条件、贮存条件、应力状态条件等因素影响, 方坯预测寿命与发动机推进剂实际寿命之间存在一定差异, 但其在贮存过程中失效模式和失效机理是一致的, 同时大多数性能参数变化趋势也是相同的^[10]. 鉴于推进剂的长寿命要求, 利用方坯预测寿命的偏差在工程应用可接受范围. 因此, 在国内外工程应用中, 通常利用方坯来分析推进剂的贮存性能, 同时会采取相应的措施, 减少方坯和发动机推进剂贮存相关性能的差异性.

本文选取抗拉强度作为固体推进剂性能研究对象, 通过研究其随贮存时间的变化规律, 对固体推进剂的贮存寿命进行分析. 取 n 个固体推进剂方坯作为平贮件与固体发动机一起贮存, 在贮存过程中, 随机选取固体推进剂方坯进行力学性能试验, 以测试固体推进剂贮存后的抗拉强度. 由于该试验为破坏性试验, 故每个方坯只能进行一次试验. 根据试验的顺序对 n 个固体推进剂方坯的退化数据进行排序:

$$(t_i, x_i) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

其中 t_i 和 x_i 分别为第 i 个方坯的贮存时间和抗拉强度.

2 利用退化数据的可靠性建模

在寿命与可靠性分析中, 位置-刻度模型是一种常用的可靠性模型. 它已普遍应用于电子元器件、机械产品的疲劳、金属材料断裂及材料老化等寿命试验中^[11]. 利用位置-刻度模型来描述固体推进剂抗拉强度随贮存时间的变化规律. 记抗拉强度变量为 X , 则位置-刻度模型为

$$\ln X = \mu(t) + \sigma(t)\varepsilon \quad (2)$$

其中, $\mu(t)$ 和 $\sigma(t)$ 为位置参数和刻度参数; ε 为分布函数为 $G(x)$ 的随机变量, 其中 $G(x)$ 与位置参数及刻度参数无关. 对式(2)进行变换可得

$$R(x|t) = 1 - G\left(\frac{\ln x - \mu(t)}{\sigma(t)}\right) \quad (3)$$

在贮存过程中, 固体推进剂的抗拉强度会不断退化, 即位置参数 $\mu(t)$ 是关于贮存时间 t 的函数. 在工程应用中, 通常利用变换线性模型来描述固体推进剂的性能与贮存时间的关系:

$$\mu(t) = a + b \ln t \quad (4)$$

其中 a, b 为待估参数.

由于固体推进剂的生产工艺较为稳定, 不同推进剂方坯抗拉强度的一致性较好, 而且刻度参数受贮存时间影响较小, 可假设 $\sigma(t)$ 为常数, 记为 σ . 则式(2)的位置-刻度模型可变换为

$$\ln X = a + b \ln t + \sigma\varepsilon \quad (5)$$

3 基于广义线性模型的可靠性评估

3.1 参数估计

利用式(5)位置-刻度模型来描述固体推进剂抗拉强度与贮存时间的关系, 假设 ε 的分布函数 $G(x)$ 已知, 记其密度函数为 $g(x)$. 对于式(1)的退化数据, 令 $Y = \ln X, y_i = \ln x_i$, 则 Y 的密度函数为 $\frac{1}{\sigma}g\left(\frac{y - a - b \ln t}{\sigma}\right)$. 则样本 y_1, y_2, \dots, y_n 对应的似然函数为

$$L = \prod_{i=1}^n \frac{1}{\sigma}g\left(\frac{y_i - a - b \ln t_i}{\sigma}\right) \quad (6)$$

利用数值求解方法, 由式(6)可得模型未知参数的极大似然估计. 为了增强对退化数据的适应性并改善参数估计效率. 利用广义线性模型求解未知参数的极大似然估计.

假设固体推进剂抗拉强度 X 服从双参数 Weibull 分布, 则 Y 服从标准极值分布, 其分布函数为 $G(x) = 1 - \exp(-e^x)$, 密度函数为 $g(x) = \exp(-e^x)e^x$, 记 $w_i = \exp((y_i - a - b \ln t_i)/\sigma)$, 代入式(6)可得对数似然函数

$$l = \sum_{i=1}^n (\ln w_i - w_i) - \sum_{i=1}^n (\ln \sigma) \quad (7)$$

当 σ 已知时, 可以利用 Poisson 分布广义线性模型来获得参数 a 和 b 的极大似然估计^[11-13].

由式(7)的对数似然函数对 σ 求导有

$$\frac{\partial l}{\partial \sigma} = \sum_{i=1}^n \frac{(y_i - \eta_i)(w_i - 1)}{\sigma^2} - \frac{n}{\sigma} \quad (8)$$

已知 \hat{a}, \hat{b} , 可得 w_i 的估计 \hat{w}_i 和 η_i 的估计 $\hat{\eta}_i$,

由式(8)可得

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{\eta}_i)(\hat{w}_i - 1) \quad (9)$$

如此循环迭代直到参数估计没有显著变化^[14],可得参数估计 $\hat{\sigma}$ 和 \hat{a}, \hat{b} .

3.2 贮存寿命与可靠性评估

给定贮存时间 t ,把 $\hat{\sigma}$ 和 (\hat{a}, \hat{b}) 代入式(3)可得固体推进剂的贮存可靠度估计:

$$\hat{R}(x | t) = \exp(-\exp((\ln x - \hat{a} - \hat{b} \ln t)/\hat{\sigma})) \quad (10)$$

给定贮存可靠度 R ,由(10)可得固体推进剂的贮存寿命估计:

$$\hat{t} = \exp((\ln x - \hat{a} - \hat{\sigma} \ln(-\ln R))/\hat{b}) \quad (11)$$

在工程应用中,通常还需要获得寿命与可靠度置信下限.令 $\theta = (a, b, \sigma)^T$,由 Wald 统计量可知,极大似然估计 $\hat{\theta}$ 具有渐近正态性:

$$\frac{\hat{\theta} - \theta}{I(\hat{\theta})^{-1}} \approx N(0, 1) \quad (12)$$

其中 $I(\hat{\theta})$ 为 Fisher 信息矩阵的估计.记 $h(\theta)$ 为 θ 的函数,由式(12)可得

$$\frac{h(\hat{\theta}) - h(\theta)}{\sqrt{J_h^T(\hat{\theta}) I^{-1} J_h(\hat{\theta})}} \approx N(0, 1) \quad (13)$$

其中 $J_h(\theta) = \left(\frac{\partial h(\theta)}{\partial a}, \frac{\partial h(\theta)}{\partial b}, \frac{\partial h(\theta)}{\partial \sigma} \right)^T$,利用式(13)可得 $h(\theta)$ 的近似区间估计^[15].记固体推进剂的贮存可靠度为 $R(x, \theta | t)$,取 $h(\theta) = \ln\left(\frac{R(x, \theta | t)}{1 - R(x, \theta | t)}\right)$,给定置信水平 $1 - \alpha$,可得 $h(\theta)$ 的置信下限:

$$h_L(\theta) = h(\theta) - \sigma_h z_{1-\alpha} \quad (14)$$

其中, $\sigma_h = \sqrt{J_h^T(\hat{\theta}) I^{-1} J_h(\hat{\theta})}$; $z_{1-\alpha}$ 为标准正态分布的 $1 - \alpha$ 分位点.通过对(14)进行变换,可得固体推进剂在贮存时间 t 时的贮存可靠度的置信下限:

$$R_L(x, \theta | t) = \left(1 + \frac{1 - R(x, \theta | t)}{R(x, \theta | t)} \exp(z_{1-\alpha} \sigma_h) \right)^{-1} \quad (15)$$

同理,结合贮存寿命与可靠度之间的单调关系,由式(15)通过迭代可得贮存寿命置信下限 t_L .

4 数值算例

为研究固体推进剂在贮存过程中的性能变化规律,制作了3个固体推进剂方坯进行贮存,并对方坯进行力学性能试验,如表1所示.该型固体推进剂的极限抗拉强度为0.55 MPa.

表 1 固体推进剂方坯抗拉强度

Table 1 Tensile strength of solid propellant carton

序号	贮存年限/a	抗拉强度/MPa
1	1	0.710
2	5	0.680
3	15	0.650

为了验证本文给出方法的合理性与可行性,假设固体推进剂的抗拉强度服从双参数 Weibull 分布,在表1的数据基础上,利用数值模拟方法,随机产生一组数据如表2所示.

表 2 固体推进剂数值模拟数据

Table 2 Simulation data of solid propellant

序号	贮存年限/a	抗拉强度/MPa
1	1	0.710, 0.703
2	3	0.687, 0.686
3	5	0.681, 0.676, 0.668
4	7	0.670, 0.693, 0.665
5	9	0.663, 0.661
6	11	0.659, 0.658, 0.645
7	13	0.655, 0.653, 0.649
8	15	0.650, 0.644

利用表2的固体推进剂数值模拟数据,可得参数的极大似然估计 $\hat{a} = -0.3382, \hat{b} = -0.0320, \hat{\sigma} = 0.0237$.给定置信水平 $\gamma = 0.9$,由式(15)分别可得固体推进剂在15 a和20 a的贮存可靠性下限0.9957和0.9941,同时可得固体推进剂贮存可靠度为0.995的贮存寿命置信下限17.2 a.

5 结论

1) 利用位置-刻度模型来描述固体推进剂抗拉强度随贮存时间的变化规律,为度量推进剂性能随贮存时间的变化提供了一种可行的方法.

2) 利用广义线性模型,对贮存寿命模型系数估计进行整体统计推断,有效地增强了对性能数据的适应性,提高了贮存寿命与可靠性评估精度.

参考文献 (References)

[1] 张昊,庞爱民,彭松.固体推进剂贮存寿命非破坏性评估方法-老化特征参数监测法[J].固体火箭技术,2005,28(4):271-275.
Zhang H, Pang A M, Peng S. Nondestructive assessment approaches to storage life of solid propellants (I)-aging characteristic parameter surveillance method[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2005, 28(4): 271-275 (in Chinese).

[2] 张仕念,易当详,宋亚男,等.固体推进剂多失效模式相关的贮存可靠性评估[J].固体火箭技术,2007,30(6):525-528.
Zhang S N, Yi D X, Song Y N, et al. Evaluation on storage reliability of solid propellant based on correlative failure modes[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2007, 30(6): 525-528 (in Chinese).

- Chinese).
- [3] Fillerup J, Pritchard R. Service life prediction technology program, ADA397950 [R]. Edwards: Air Force Research Laboratory, 1998.
- [4] 杨根, 赵永俊, 张炜, 等. HTPB 推进剂贮存期预估模型研究 [J]. 固体火箭技术, 2006, 29(4): 283-285.
Yang G, Zhao Y J, Zhang W, et al. Investigation on prediction model for storage life of HTPB propellants [J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2006, 29(4): 283-285 (in Chinese).
- [5] 尤琦, 赵宇, 胡广平, 等. 基于时序模型的加速退化数据可靠性评估 [J]. 系统工程理论与实践, 2011, 31(2): 328-332.
You Q, Zhao Y, Hu G P, et al. Reliability assessment using accelerated degradation data based on time series model [J]. Systems Engineering Society of China, 2011, 31(2): 328-332 (in Chinese).
- [6] 马小兵, 王晋忠, 赵宇. 基于伪寿命分布的退化数据可靠性评估方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(1): 228-232.
Ma X B, Wang J Z, Zhao Y. Reliability assessment using constant-stress accelerated degradation data based on pseudo life distribution [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(1): 228-232 (in Chinese).
- [7] 尤琦, 赵宇, 马小兵. 产品性能可靠性评估的时序分析方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2009, 35(5): 644-648.
You Q, Zhao Y, Ma X B. Performance reliability assessment for products based on time series analysis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 35(5): 644-648 (in Chinese).
- [8] Huang W, Duane L. An alternative degradation reliability modeling approach using maximum likelihood estimation [J]. IEEE Transactions on Reliability, 2005, 54(2): 310-317.
- [9] Sun Q, Zhou J L, Zhong Z, et al. Gauss-Poisson joint distribution model for degradation failure [J]. IEEE Transactions on Plasma Sciences, 2004, 32(5): 1864-1868.
- [10] 张昊, 庞爱民, 彭松. 方坯药预测寿命与发动机推进剂药柱实际寿命差异研究 [J]. 固体火箭技术, 2005, 28(1): 53-56.
Zhang H, Pang A M, Peng S. Investigation on the differences between predicted lifetime of propellant carton and actual lifetime of motor propellant grain [J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2005, 28(1): 53-56 (in Chinese).
- [11] 洪东跑, 马小兵, 赵宇. 利用变环境数据的可靠性灵敏度分析 [J]. 兵工学报, 2011, 32(3): 341-347.
Hong D P, Ma X B, Zhao Y. Reliability sensitivity analysis using variable environment test data [J]. Acta Armamentarii, 2011, 32(3): 341-347 (in Chinese).
- [12] 洪东跑, 马小兵, 赵宇. 利用变环境数据的 Weibull 分布可靠性综合评估 [J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(11): 1487-1491.
Hong D P, Ma X B, Zhao Y. Integrated reliability assessment for Weibull distribution using varied environment data [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(11): 1485-1491 (in Chinese).
- [13] Uusipaikka E. Confidence intervals in generalized regression models [M]. London: Chapman & Hall/CRC, 2009.
- [14] 洪东跑, 马小兵, 赵宇. 基于比例风险模型的可靠性综合评估 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(10): 2132-2135.
Hong D P, Ma X B, Zhao Y. Integrated reliability assessment based on proportional risk model [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(10): 2132-2135 (in Chinese).
- [15] Kalbfleisch J D, Prentice R L. The statistical analysis of failure time data [M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2002.

Storage life assessment for solid propellant based on generalized linear model

HONG Dongpao^{*1}, WANG Yinghua¹, GUAN Fei¹, MA Xiaobing²

(1. China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China;

2. School of Reliability and Systems Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: To describe the influence of performance degradation on storage life and reliability for solid propellant, a method of storage life and reliability assessment based on generalized linear model was proposed. According to the characteristic of solid propellant degradation data, the local scale model was introduced to relate the solid propellant tensile strength to storage time, and the storage life and reliability model for solid propellant was established. The maximum likelihood estimations of the model coefficients were obtained with the generalized linear model for Poisson distribution. Furthermore, the approximated confidence interval for the reliability function was obtained with Fisher information matrix according to the normal law. The instance analysis shows that the performance data under varied storage time was used synthetically to enlarge the sample size and increase the information for storage reliability assessment. Thus, the storage life and reliability assessment precision was improved

Key words: solid propellant; tensile strength; storage life; generalized linear model; location scale model

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0079

任意波形失真度的一种评价方法

孙璟宇^{1,2}, 王中宇^{*1}, 梁志国²

(1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191; 2. 北京长城计量测试技术研究所, 北京 100095)

摘 要: 鉴于失真度指标在评价波形总体质量方面具有的独特优势并获得广泛认可, 在对任意波形失真度定义分析的基础上, 提出一种使用波形非线性拟合方式进行任意波形失真度的评价方法. 对于待评价的任意波形, 首先通过模型平移, 从时间维度上与评价任意波形进行“相似拟合”, 然后通过最小二乘拟合, 在幅度上与评价任意波形进行拟合, 从而得到评价任意波形的最佳拟合曲线, 进而计算得到任意波形的失真度. 实验结果显示, 该方法具有较强的可行性与适应性, 能够解决对于任意波形失真度的评价问题, 并进而解决对任意波形以及任意波发生器的计量校准问题.

关键词: 任意波形; 失真度; 评价; 校准; 计量

中图分类号: TB973

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2015)01-0033-05

在波形测量中, 实际获取的信号与原始信号(或期望的信号)的一致性为首要关注的问题, 否则测量结果的可信性将受到质疑. 通常, 对于“简单”的波形, 二者的一致性可能通过这些波形的典型参数来描述, 例如波形的幅度、频率、时间或相位偏移、幅度偏移等, 更进一步地, 包括波形的“面积”(如有效值)等参数; 但对于复杂波形来说(例如一般意义上的“任意波形”), 这些参数可能不具有“典型”意义(例如噪声的幅度), 或者无法进行定义(例如噪声的频率), 抑或不具有校准的唯一性意义(例如具有相同有效值的两个波形不能推断两个波形一致). 而从人们的主观感受出发, 波形的“失真度”却可以反映两个波形之间不一致的程度.

通常, 人们定义了正弦波形的失真度指标, 用来衡量其谐波分量的大小^[1], 并有大量的文献对此进行了研究^[2-11]; 在某些文献中, 脉冲信号的失

真也被定义和提及^[12-13]. 而对于其他波形, 特别是一般形式的任意波形, 为了表征测量波形与原始波形的一致性, 人们也尝试定义了相应的失真度指标, 并给出了测量方法^[14]. 本文则站在对任意波形校准的立场上, 就任意波形失真度的评价问题展开讨论.

1 任意波形失真度的定义与评价前提

1.1 任意波形失真度的定义

文献[14]中给出了任意波形总失真度的定义: 周期信号实际波形与其最优期望波形间残差的有效值和最优期望波形交流分量有效值之比. 即, 对于周期为 T 的已知信号 $x(t)$, 其实际波形函数为 $y(t)$, 存在 $G, Q, t_0 \in \mathbf{R}$, 且

$$f(t) = G \cdot x(t - t_0) + Q$$

使得

收稿日期: 2014-02-27; 录用日期: 2014-05-20; 网络出版时间: 2014-06-09 16:37

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0079.html

基金项目: 国防军工计量“十五”计划重点科研项目(J052001B001)

作者简介: 孙璟宇(1973—), 男, 陕西白水人, 博士生, saint@cimm.com.cn

* 通讯作者: 王中宇(1963—), 男, 河南洛阳人, 教授, mewan@buaa.edu.cn, 主要研究方向为光电技术及其应用、动态测量基础理论与技术.

引用格式: 孙璟宇, 王中宇, 梁志国. 任意波形失真度的一种评价方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 33-37.

Sun J Y, Wang Z Y, Liang Z G. Evaluation method for distortion of arbitrary waveform[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 33-37 (in Chinese).

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y(t) - f(t))^2 dt} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (y(t) - G \cdot x(t - t_0) - Q)^2 dt} = \min$$

$$\text{若 } \bar{f} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

$$f_r = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (f(t) - \bar{f})^2 dt}$$

则 $y(t)$ 相对于其最优期望波形的总失真度 D_T 定义为

$$D_T = \rho / f_r$$

其中, t_0 为 $y(t)$ 与 $x(t)$ 之间的时间延迟; G 为波形(幅度)比例因子; Q 为波形(幅度)位置偏移量; $x(t)$ 为期望波形; $f(t)$ 为最优期望波形; \bar{f} 为最优期望波形的均值; f_r 为最优期望波形交流分量的有效值; ρ 为 $y(t)$ 与 $f(t)$ 之间残差的有效值, 表述波形失真。

1.2 任意波形失真度评价的基本前提与假设

为了进行任意波形失真度的评价, 有如下的基本前提与假设:

1) 谈论到任意波形, 人们通常的理解是“任意”给定的波形, 或者按照人们的意志“随意”给定的波形。这在通常意义下是对的, 也就体现了“任意”性。但谈到对于任意波形的校准, 这样的任意显然是行不通的, 因为假如人们事先对于所要校准的任意波形一无所知, 则校准根本无从谈起。因此, 谈到对任意波形的校准, 事先必须已知被校准任意波形的模型或参数, 然后才能针对这一模型或参数进行校准。

为此, 在物理可实现的情况下, 周期为 T 的周期性任意波形一般可以表示为如下形式:

$$x(t) = \begin{cases} \vdots & \vdots \\ x_1(t) & 0 \leq t + \tau < T_1 \\ x_2(t) & T_1 \leq t + \tau < T_1 + T_2 \\ \vdots & \vdots \\ x_m(t) & T - T_m \leq t + \tau < T \\ \vdots & \vdots \end{cases} \quad (1)$$

其中, τ 为一个实数, 代表与 $t=0$ 时刻相对应的值在曲线函数中的位置; 波形在一个周期内可以分割为 m 段, 每段的函数规律和占用的时间比都是严格已知的。

2) 本文后续的讨论, 均认为研究的任意波形是周期性的。实际上, 对于“单次”的任意波形, 可以通过周期延拓的办法将其拓展为周期波形, 因此不影响相应的讨论过程与结论的得出。

3) 用于评价的采样设备的参数或性能指标

已知。包括采样使用的采样速率、有效位数、量程等, 以及相应参数的不确定度。

2 任意波形失真度评价的过程

任意波形失真度评价的过程, 简单地来说, 需要使用数据采集系统、数字示波器等波形采样设备获得任意波形, 然后对采集到的实际波形与已知任意波形进行比较, 从而给出波形的失真度。具体过程如下:

1) 对于已知模型的目标任意波形, 选取采集系统适当的量程(一般使任意波形的峰峰值达到其 80% ~ 90%)、采集速率 r_s (根据采样定律, 理论上采样速率应高于被校任意波形最高谐波频率的 2 倍; 实际中根据需要进行选择的将被忽略的最高谐波频率) 进行采样, 获得相应的采样序列 $y(k)$, $k=1, 2, \dots, m$ 。

2) 由于此时采集的 $y(k)$ 相对于式(1)所示目标波形的“初始位置”一般不会一致, 因此需要将目标波形进行相应的平移, 亦即对目标波形延迟 τ_0 得到 $x(t - \tau_0)$, 使二者在起始时间上“对准”。这一过程, 就是要对目标波形 $x(t)$ 延迟时间 τ , 使用相同的采样速率 r_s 进行采样得到 $x(k)$, 并与实际采样序列 $y(k)$ 进行非线性最小二乘拟合运算, 找出“最佳的”延迟时间 τ_0 , 并得到此时的目标波形 $x_0(t)$ 的采样序列为 $x_0(k)$, $k=1, 2, \dots, m$ 。

此时, 由于实际采集序列 $y(k)$ 与目标序列 $x_0(k)$ 存在幅度的比例关系(由于采集系统传递函数的模不为 1, 亦即对于波形采集存在幅度的“放大”或“缩小”), 因此以下证明, 即使二者存在这种幅度的比例关系, 上述最小二乘拟合运算的结果也是正确的。

为此, 假设 $y(k)$ 对应的连续波形 $y(t)$ 与目标波形 $x(t)$ 恰好“对准”, 亦即

$$y(t) \approx lx(t) \quad l \in \mathbf{R}$$

则

$$\varepsilon = \int_{t=0}^T \{ [y(t) - x(t)]^2 -$$

$$[y(t) - x(t - \tau)]^2 \} dt \approx$$

$$\int_{t=0}^T \{ [lx(t) - x(t)]^2 -$$

$$[lx(t) - x(t - \tau)]^2 \} dt =$$

$$\int_{t=0}^T [-2lx^2(t) + x^2(t) +$$

$$2lx(t)x(t - \tau) - x^2(t - \tau)] dt$$

注意到, 由于 $x(t)$ 以 T 为周期, 因而有

$$\int_{t=0}^T x^2(t) dt = \int_{t=0}^T x^2(t - \tau) dt$$

于是

$$\varepsilon = 2l \cdot \int_{t=0}^T [-x^2(t) + x(t)x(t - \tau)] dt$$

将上式积分号中的 $\int_{t=0}^T x(t)x(t - \tau) dt$ 看作是周期函数 $x(t)$ 的自相关函数时,则根据自相关函数的性质,得知

$$\int_{t=0}^T x^2(t) dt \geq \int_{t=0}^T x(t)x(t - \tau) dt$$

于是就有 $\varepsilon \leq 0$,也就是说,即使实际测量的信号幅度按比例进行了缩放,但在“相似对齐”的情况下,其与目标信号的误差平方和也是最小的。

3) 为叙述方便,以下将 $x_0(t)$ 简记为 $x(t)$;并令与测量波形 $y(t)$ 最小二乘最优的期望函数为 $f(t) = G \cdot x(t) + Q$. 即,选取合适的 G 与 Q ,使得

$$\rho = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (y(i) - f(i))^2} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (y(i) - G \cdot x(i) - Q)^2} = \min$$

则有

$$\begin{cases} \frac{\partial \rho}{\partial G} = 0 \\ \frac{\partial \rho}{\partial Q} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (y(i) - G \cdot x(i) - Q) \cdot x(i) = 0 \\ \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (y(i) - G \cdot x(i) - Q) = 0 \end{cases}$$

$$G = \frac{\sum_{i=1}^m x(i) \sum_{i=1}^m y(i) - m \sum_{i=1}^m x(i)y(i)}{(\sum_{i=1}^m x(i))^2 - m \cdot \sum_{i=1}^m x^2(i)} \quad (2)$$

$$Q = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m y(i) - \frac{G}{m} \cdot \sum_{i=1}^m x(i) \quad (3)$$

$$\bar{f} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m f(i) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (G \cdot x(i) + Q)$$

$$f_r = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (f(i) - \bar{f})^2} = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (f(i) - \bar{f})^2}$$

测量数据的总失真度:

$$D_{T_s} = \rho / f_r \quad (4)$$

修正掉测量设备的 A/D 位数 D_B 的影响后,则信号 $y(t)$ 的总失真度为^[15]

$$D_T = \sqrt{\left| \frac{\rho^2}{f_r^2} - \frac{1}{2^{2 \cdot D_B} \cdot 3 \xi^2 \eta^2} \right|} \quad (5)$$

式中, ξ 为周期信号交流有效值和峰值之比; η 为周期信号峰峰值与测量设备量程之比。

3 实验验证

为了验证上述评价过程的可行性,选取典型的心电图波形进行实验,如图 1 所示. 为简化验证过程,只选取心电图波形中包含 P 波和 QRS 波的 P-R 间期和 QRS 时限. 对此建立函数模型如下(单位: mV; 周期 0.4 s, 峰值 0.7 mV, 峰峰值 1.1 mV):

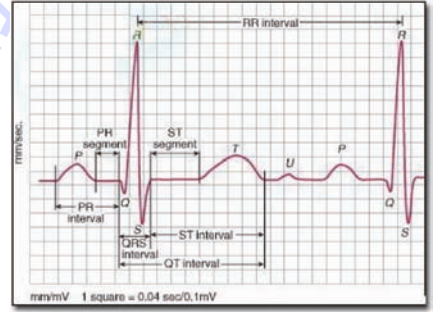


图 1 正常心电图示意图

Fig. 1 Sketch of normal electrocardiogram

$$x(t) =$$

$$\begin{cases} 0 & 0 < t \leq 0.08 \\ 0.1 \cdot \sin(2\pi \cdot 6.25 \cdot (t - 0.08)) & 0.08 < t \leq 0.16 \\ 0 & 0.16 < t \leq 0.24 \\ -20t + 4.8 & 0.24 < t \leq 0.25 \\ 30t - 7.7 & 0.25 < t \leq 0.28 \\ -55t + 16.1 & 0.28 < t \leq 0.3 \\ 20t - 6.4 & 0.3 < t \leq 0.32 \\ 0 & 0.32 < t \leq 0.4 \end{cases}$$

1) 按照上述评价过程,首先使用 Tektronix AWG20212 任意波发生器模拟产生该波形(实际模拟发生时将幅度放大 3 000 倍,即:峰值 2.1 V,峰峰值 3.3 V),并使用 Tektronix TDS7104 数字存储示波器进行采集,获得采样波形 $y(k)$,见图 2 中序列 1.

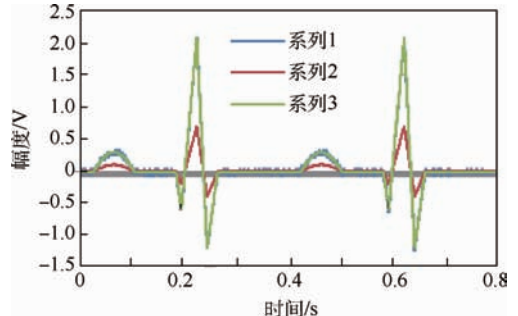


图 2 采样波形与拟合序列

Fig. 2 Sample waveform and fit waveform

2) 使用相同的采样速率采样 $x(t-\tau)$, 并与上述采样波形进行非线性最小二乘拟合, 得到拟合波形 $x(t-\tau_0)$, 如图 2 中序列 2.

3) 构造 $f(t) = G \cdot x_0(t) + Q$, 并与 $y(k)$ 进行最小二乘拟合; 按照式 (2)、式 (3) 得: $G = 2.9952$, $Q = -0.0167$ V, 如图 2 中序列 3. 从而根据式 (4) 计算:

$$D_{Ts} = \rho / f_r = 0.02789 / 0.4153 = 6.7\%$$

4) 修正测量设备的 A/D 位数 D_B 的影响 (使用数字存储示波器的量程为 5V, D_B 的位数为 6.1 位), 根据式 (5) 计算:

$$\xi = 0.4208 / 2.1 = 0.2004$$

$$\eta = 3.3 / 5 = 0.66$$

$$D_T = \sqrt{\left| \frac{\rho^2}{f_r^2} - \frac{1}{2^{2 \cdot D_B} \cdot 3\xi^2 \eta^2} \right|} =$$

$$\sqrt{\left| \frac{0.02789^2}{0.4153^2} - \frac{1}{2^{2 \times 6.1} \cdot 3 \cdot 0.2004^2 \cdot 0.66^2} \right|} = 6.0\%$$

4 结论

任意波形的失真度, 能够反映被测信号中“无用”或“有害”信号的大小, 从而反映信号的品质. 对其进行评价, 在诸如军事、工业测控、医疗、科学实验与仿真等领域具有特别的需求. 从本文的讨论中, 可以得出以下结论:

1) 文献 [14] 所描述的任意波形失真度的一般定义具有广泛的适应性, 可以从时域角度定量描述被测波形与其期望波形之间的差异, 并且在现实中是完全可以实现的.

2) 经过理论推导, 可以使用简便的方法, 通过波形非线性拟合, 得到被测任意波形的最佳拟合波形, 从而得出被测波形的失真度.

3) 由于该方法使用时域计算就能完成整个评价过程, 对数据采样没有整周期或者同步的要求, 可以完全避免频谱分析方法所固有的栅栏效应或频谱泄漏带来的评价误差问题, 从而使所有采集到的数据均得到有效利用. 同时, 也因为避免了繁琐的频域计算与时频域转换过程, 而且步骤简单易行, 甚至在目前的技术条件下, 使用普通的个人计算机就能够达到实时评价的程度.

参考文献 (References)

- [1] 苏皖生, 郭允晟. 关于正弦波失真表示方法的讨论 [J]. 计量学报, 1986, 7(2): 123-127.
Su W S, Guo Y S. On the methods to express the distortion of a sinewave [J]. Acta Metrologica Sinica, 1986, 7(2): 123-127 (in Chinese).
- [2] 梁志国, 朱济杰, 孙璟宇. 正弦信号源波形失真的一种精确评价方法 [J]. 计量学报, 2003, 24(2): 144-148.
Liang Z G, Zhu J J, Sun J Y. A precise evaluation method for the distortion of sinusoidal sources [J]. Acta Metrologica Sinica, 2003, 24(2): 144-148 (in Chinese).
- [3] Bracale A, Caramia P, Carpinelli G. Adaptive Prony method for waveform distortion detection in power systems [J]. Electrical Power and Energy Systems, 2007, 29(5): 371-379.
- [4] 王慧, 刘正士. 基于希尔伯特-黄变换的信号总失真度评价 [J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2008, 36(增刊 1): 302-305.
Wang H, Liu Z S. The evaluation for total distortion of signal based on Hilbert-Huang transformation [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Nature Science Edition, 2008, 36(S1): 302-305 (in Chinese).
- [5] 孙伟, 郭宝龙, 陈龙. 一种新的音频分析系统的实现方法 [J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(11): 2249-2254.
Sun W, Guo B L, Chen L. New solution to signal generator and distortion analyzer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(11): 2249-2254 (in Chinese).
- [6] Morsi W G, El Hawary M E. A new reactive, distortion and non-active power measurement method for nonstationary waveforms using wavelet packet transform [J]. Electric Power Systems Research, 2009, 79(10): 1408-1415.
- [7] Claudionor Francisco Nascimento, Azauri Albano Oliveira Jr, Alessandro Goedtele, et al. Harmonic distortion monitoring for nonlinear loads using neural-network-method [J]. Applied Soft Computing, 2013, 13(1): 475-482.
- [8] 路程, 张晓林, 李铀. 无线通信非线性失真仿真器的设计与实现 [J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(5): 528-533.
Lu C, Zhang X L, Li Y. Design and implementation of a simulator for wireless communication nonlinear distortion [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(5): 528-533 (in Chinese).
- [9] Ugru M, Cekli S, Uzunoglu C P. Amplitude and frequency detection of power system signals with chaotic distortions using independent component analysis [J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108: 43-49.
- [10] Chen Z, Geng G, Yin F, et al. A pre-distortion based design method for digital audio graphic equalizer [J]. Digital Signal Processing, 2014, 25: 296-302.
- [11] Pasovic M, Danilouchkine M, Matte G, et al. Broadband reduction of the second harmonic distortion during nonlinear ultrasound wave propagation [J]. Ultrasound in Medicine & Biology, 2010, 36(10): 1568-1580.
- [12] GB 9317—1988 脉冲信号发生器技术条件 [S]. 北京: 电子工业出版社, 1990.
GB 9317—1988 The specifications of pulse signal generators [S]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1990 (in Chinese).
- [13] Shi X M, Yeo K S, Ma J G, et al. Distortion of pulsed signals in carbon nanotube interconnects [J]. Microelectronics Journal, 2007, 38(3): 365-370.
- [14] 梁志国, 孙璟宇, 孟晓风. 目标序列已知的周期波形总失真度的测量 [J]. 计量学报, 2008, 29(2): 172-177.

Liang Z G, Sun J Y, Meng X F. Evaluation of the total distortion of periodic arbitrary waveform signals base on the target waveform series known[J]. Acta Metrologica Sinica, 2008, 29(2): 172-177 (in Chinese).

[15] 梁志国, 朱济杰. 量化误差对周期信号总失真度评价的影

响及修正[J]. 仪器仪表学报, 2000, 21(6): 640-643.

Liang Z G, Zhu J J. The correction of the influence of quantization error to the evaluation of the distortion of periodic signal [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2000, 21(6): 640-643 (in Chinese).

Evaluation method for distortion of arbitrary waveform

SUN Jingyu^{1,2}, WANG Zhongyu^{*1}, LIANG Zhiguo²

(1. School of Instrumentation Science and Opto-electronics Engineering,
Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Beijing Changcheng Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100095, China)

Abstract: The index of distortion to evaluate the total quality of waveforms has special advantages and has been accepted widely by most people. Based on the analyses of the distortion definition of arbitrary waveform, a method using nonlinear-curve-fitting to evaluate the distortion of arbitrary waveform was discussed. Firstly, by moving the model in time domain, the "similar-fitting" model to the arbitrary waveform to be evaluated can be obtained. Then, using the least-square fitting method, the fitting curve on amplitude domain can be gotten, and this is just the best fitting curve to the arbitrary waveform to be evaluated. Thus, the distortion of the arbitrary waveform can be calculated. The results of the experiment show that this method has obviously practicality and flexibility, and can resolve the problem of evaluation for the distortion of arbitrary waveform. And then, it can resolve the problem of calibration for arbitrary waveform and arbitrary waveform generator (AWG).

Key words: arbitrary waveform; distortion; evaluation; calibration; metrology

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0049

加速度作用下环路热管工作特性实验

谢永奇^{*1}, 于印¹, 解立焱¹, 高红霞¹, 余建祖²

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 人机工效与环境控制国防重点学科实验室, 北京 100191)



摘 要: 针对单储液器环路热管在过载加速度作用下可能出现的温度波动甚至无法运行的问题, 基于恒加速度离心机系统, 建立了双储液器环路热管(DCCLHP)工作特性实验台, 实验研究了双储液器环路热管在重力场稳定运行后再施加过载加速度时的工作特性, 分析了不同加热功率、不同加速度大小和方向对其运行性能的影响. 结果表明, 双储液器环路热管在加速度为 $7g$ 时仍可达到稳定工作状态, 加速度作用导致其稳定运行温度低于地面重力场的温度, 且随加热功率和加速度不同, 运行温度降低程度不同; 加速度方向沿储液器 2 指向储液器 1 时其达到稳定状态所需时间比其反方向时更短. 实验还观察到了加速度作用下冷凝器出口和液体管线出口温度波动现象.

关键词: 环路热管; 加速度场; 双储液器; 工作特性; 实验

中图分类号: TB131

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0038-07

随着电子技术的不断发展, 大功率、高集成度电子设备在航空航天领域获得了越来越广泛的应用, 由此产生的大散热量、高局部热流使得电子设备的热管理成为突出的问题^[1]. 传统的冷却技术已难以满足其散热要求, 环路热管(LHP)技术为这一问题的解决提供了有效手段^[2-3]. 作为一种高效两相传热装置, 环路热管以传输热量大、输送距离远、传热效率高、重量轻、反重力能力强和无需外加动力装置等特点, 在航天器热控制领域获得了广泛应用^[4-5].

飞行器在做机动飞行时, 机载电子设备往往承受来自各个方向、不同大小的过载加速度作用, 在这种加速度场中, LHP 的工作特性会发生变化. 国外针对常规单储液器 LHP 在过载加速度环境中的工作性能进行了一些研究, Ku 等^[6-7] 针对氨工质的小型 LHP 在变加速度力载荷作用下的

启动特性和工作性能进行了实验研究, 离心加速度范围为 $1.2g \sim 4.8g$ ($g = 9.8 \text{ m/s}^2$), 所有实验工况下 LHP 均可以启动和工作, 但是加速度导致了 LHP 温度振荡现象. Fleming 等^[8] 针对工质为水的 LHP 进行了重力场和加速度场下工作性能实验, 在 $0g \sim 10g$ 变加速度和 $100 \sim 400 \text{ W}$ 热载荷下 LHP 出现了烧干现象. Yerkes 等^[9] 针对正弦周期性加速度环境下 LHP 的瞬态工作性能进行了研究, 实验发现某些情况下过载加速度导致了 LHP 运行失败.

双储液器环路热管是在常规单储液器 LHP 基础上提出的, 它在常规 LHP 蒸发器两端布置两个储液器, 使其在飞行器以任何姿态飞行时都能对毛细芯有效供液, 以解决运行姿态受限问题^[10].

目前, 针对 DCCLHP 的研究进展较为缓慢,

收稿日期: 2014-01-23; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-05-27 17:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0049.html

基金项目: 中央高校基本科研业务费资助项目(YWF-14-HKXY-019)

* 通讯作者: 谢永奇(1979—), 男, 河南杞县人, 讲师, xyq@buaa.edu.cn, 主要研究方向为强化传热、电子设备热设计.

引用格式: 谢永奇, 于印, 解立焱, 等. 加速度作用下环路热管工作特性实验[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 38-44.
Xie Y Q, Yu Y, Xie L Y, et al. Experimental investigation on operational performance of loop heat pipe subjected to acceleration force [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 38-44 (in Chinese).

早期俄罗斯国家科学院热物理研究所曾为美国空军实验室 (AFRL) 设计了一套双储液器环路热管,并且通过实验验证了其在不同姿态和加速度环境下均能运行的能力^[11-12]. 中国空间技术研究院的张红星等^[13]、北京航空航天大学的林贵平等^[14-16]针对 DCCLHP 进行了大量的研究,开展了不同蒸发器和储液器姿态下 DCCLHP 控温规律、工作特性、温度迟滞、温度波动以及可视化研究工作,取得了一定的研究成果. 但是,对于 DCCLHP 在过载加速度场中工作性能的详细研究还未见有公开报道. 因此,开展加速度作用时 DCCLHP 工作特性实验研究是非常必要的. 本文基于恒加速度离心机系统,实验研究不同加热功率时 DCCLHP 受到不同大小和方向加速度作用时的工作特性,分析加速度效应对 DCCLHP 工作性能的影响规律.

1 实验装置

1.1 实验件

所用实验件为一套氨-不锈钢 DCCLHP,其结构如图 1 所示,为便于说明,无液体引管穿过的储液器为储液器 1,有液体引管穿过的为储液器 2. 蒸发器外径/内径 × 长度为 20 mm/18 mm × 209 mm,冷凝器管线外径/内径 × 长度为 3 mm/2.6 mm × 2 200 mm,蒸气、液体管线外径/内径 × 长度为 3 mm/2.6 mm × 225 mm/250 mm,储液器体积为 0.689 m³.

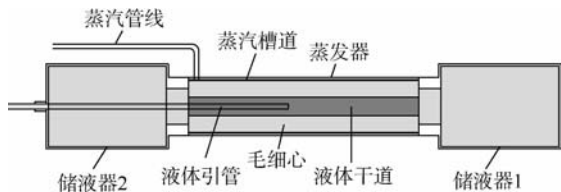


图 1 DCCLHP 蒸发器和储液器结构示意图

Fig. 1 Construction of the evaporator and compensation chambers of DCCLHP

1.2 实验台

采用 Y53100-3/ZF 型恒加速度离心机模拟加速度环境. 如图 2 所示,实验系统由冷却水循环子系统、加热与测量控制子系统、加速度模拟子系统组成. 冷却水循环子系统由恒温水槽、质量流量计、磁力泵、调节阀、过滤器、换热器、冷板等组成,为 LHP 的冷凝器提供冷却水;加热与测量控制子系统由恒压恒流直流电源、电加热膜、Agilent 数据采集仪、Pt100 温度传感器、计算机等组成,用于对实验件加热、控制及数据采集、记录;加速度模拟子系统由变频器、地坑围护结构、主电机、转臂、液体转换装置、信号转换装置、接线箱、控制计算机等组成,用于模拟加速度环境.

薄膜型电阻加热片均匀对称地贴于蒸发器外壳上,通过导线将加热片与直流电源相连,改变电源的电压值则可模拟蒸发器上不同的热载荷.

DCCLHP 冷凝器为嵌在紫铜片上的蛇形不锈钢管,紫铜片与水冷冷板采用螺栓固定,之间涂高导热系数导热脂以减小热阻. DCCLHP 和冷板固

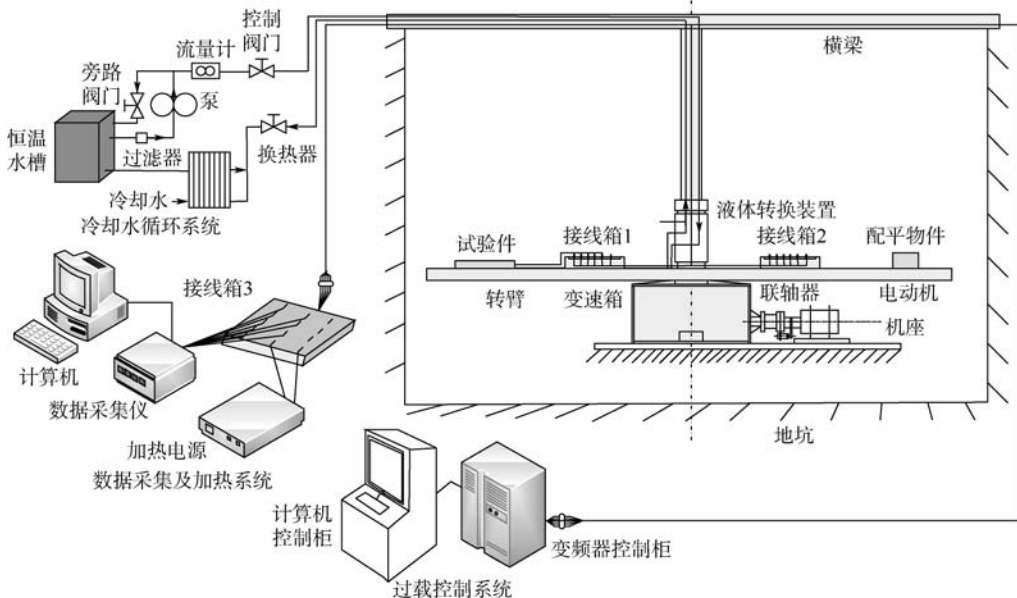


图 2 实验系统原理示意图

Fig. 2 Experimental system principle schematic

定在工装箱体内,而工装箱体固定在离心机转臂上.为减小漏热,DCCLHP各部分包覆橡塑保温材料,同时在工装箱体内填充硅酸铝棉.

实验中设定转臂上实验件安装位置处离心加速度的大小和启动时间,各工况下离心机启动时间均设为30 s,最大运行时间为1 h.实验件外形尺寸为565 mm × 469 mm × 25 mm,安装在工装箱体底面上,通过设置离心机转动半径,确保DCCLHP各部分承受的加速度值满足GB/T 2423.15规定的90%~130%.

采用Pt100铂电阻测量DCCLHP各部分温度,因内部工质温度难以测量,Pt100均布置在部件壁上.如图3所示,共有16个测温点,其中TC1,TC12,TC13分别布置在液体管线进口、出口和中间壁上,TC2~TC6布置在冷凝器管线上,TC7和TC8位于蒸气管线进口和中间壁上,TC9和TC11位于储液器上表面,TC10布置在蒸发器上表面,TC15,TC14用于测量冷却水进出口温度,TC16用来记录环境温度.

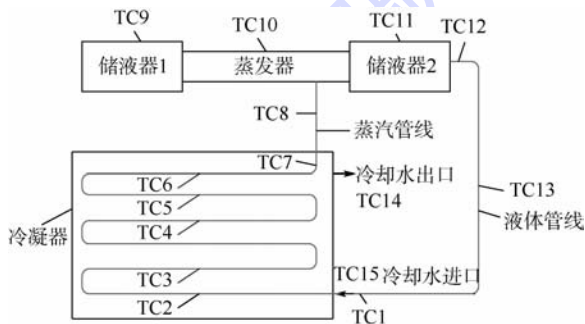


图3 DCCLHP测温点布置示意图

Fig.3 Schematic of DCCLHP measuring temperature locations

1.3 试验方案

考虑到单储液器LHP在蒸发器位于冷凝器上方时或受过载离心力时可能导致其无法正常运行的问题,针对如下两种布置方式进行实验:

1) 布置方式A——工装箱体水平安装在转臂上,蒸发器轴线沿转臂径向,储液器1靠近转臂旋转轴;

2) 布置方式B——工装箱体水平安装在转臂上,蒸发器轴线沿转臂径向,储液器2靠近转臂旋转轴.

针对上述两种加速度方向,在加热载荷为150,200,250和300 W情况下,先在地面重力场中启动和运行DCCLHP,达到稳定工作状态后再进行1g,3g,5g,7g加速度大小时DCCLHP工作性能实验,恒温水槽冷却水温度控制在 19 ± 0.5 °C.

1.4 误差分析

实验前对所有Pt100在10~55°C范围内进行了标定,标定后温度测量误差小于0.5°C,实验中的最小温度为19°C,温度测量的最大不确定度为2.6%.加热电源的电流电压显示精度为 $\pm 0.1\%$ 读数,实验中电流电压的最小值分别为1.5 A和100 V,则电流电压的最大不确定度分别为0.33%和0.25%,相应的加热功率的最大不确定度为0.41%.离心加速度值的控制精度为 $\pm 5\%$.

2 实验结果与分析

2.1 布置方式A

图4分别给出了不同加热功率时DCCLHP在地面重力场中达到稳定状态后再分别施加1g,3g,5g和7g加速度时各测温点温度随时间变化曲线,实验环境温度为23°C,冷却水温度为21°C.在加热功率为150 W时,DCCLHP先在地面重力场中工作至稳定状态,再施加1g加速度,然后卸载;对于3g,5g,7g工况,重复上述过程,可以得到如图4(a)所示的温度变化曲线.在200 W加热功率时,DCCLHP在重力场环境中工作至稳定状态后连续进行了1g和3g过载实验,然后再由重力场启动DCCLHP至稳定状态后进行了5g和7g实验,如图4(b)所示.250 W和300 W加热功率时连续进行实验,过载加速度作用下温度变化规律相似.

由图4(a)可以看出,在重力场环境中,150 W加热功率下DCCLHP工作至稳定状态所需时间为3 600 s,4次实验工作温度TC10在50.5~51.5°C,储液器1和2的温度分别为45.1~46.2°C和39~40°C.施加过载加速度后,蒸发器、蒸气管线、储液器温度均不断减小,尤其是储液器2,在施加过载后温度急剧降低,而液体管线出口TC12、冷凝器测点TC2温度几乎不变.

随着加速度的增大,蒸发器、蒸气管线、储液器温度降低的幅度逐渐减小,且在离心机规定的工作时间内,7g加速度时DCCLHP经过2 400 s达到稳定状态,TC10温度为46.5°C,相对于重力场时降低了5°C左右,而1g,3g,5g时DCCLHP未达到稳定状态.这表明在该布置方式下,过载加速度越大越有利于DCCLHP的稳定工作.

在200 W和250 W加热功率,1g,3g,5g过载时,DCCLHP未达到稳定状态,7g时DCCLHP经过1 200 s和900 s达到稳定状态,蒸发器温度分别为42.4°C和40.5°C,过载加速度作用使得蒸发器温度降低,加速度越大TC10温度降低幅度越小.

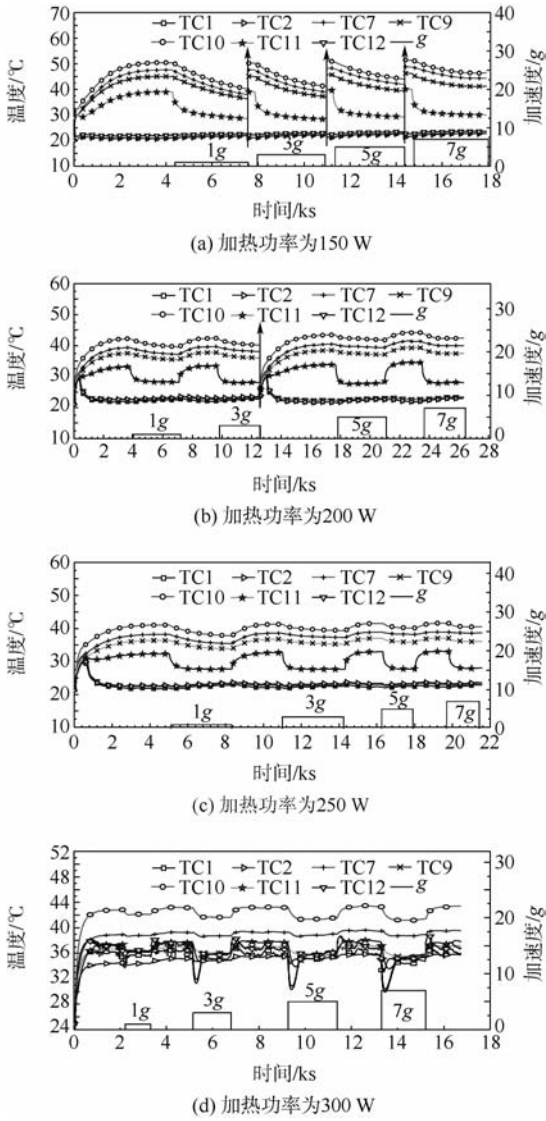


图4 布置方式A不同加热功率和加速度下DCCLHP温度变化曲线

Fig. 4 Temperature vs time at different heat power and elevated acceleration for DCCLHP in A arrangement

根据冷凝器测点TC2温度及其出口测点TC1温度可知,150,200,250 W时冷凝器出口液体工质为过冷状态,DCCLHP工作在可变热导区.因此在7g时,加热功率增大,冷凝器的有效利用率增大,运行温度降低.

在300 W时,1g,3g,5g和7g时DCCLHP均在较短时间内达到了稳定状态,所对应的工作温度分别为42.1,41.7,41.4和41.2℃,加速度对其影响较小.由于TC1已经超过33℃,这说明300 W时冷凝器已经全部被打开,DCCLHP工作在固定热导区.因此,7g时加热功率由250 W增大到300 W时,工作温度升高.

与其他功率不同的是,在地面重力场中冷凝器出口TC1、液体管线出口TC12温度出现了波动,而且在加速度作用初始阶段与卸载阶段温度

波动更趋剧烈.其原因可能是:TC1出现波动是由工质充装量与储液器体积不匹配造成^[16].在受加速度作用后,离心力作用使得冷凝器管道内管壁处的液膜厚度减小,冷凝换热系数增大,工质获得更多的冷量,因此TC2温度降低,回流工质的过冷度增加,TC1,TC12降低,回流液体工质对储液器2的冷却作用增强,因此TC11也降低.随着加速度的增大,冷凝器的冷凝效率也增大,回流工质的过冷度增大,相应的TC1,TC12,TC11的降低幅度增大.而在加速度卸载阶段,各点温度变化与初始阶段相反,各点温度会回升至地面重力场情况.

2.2 布置方式B

图5分别给出了加热功率为150 W和250 W时DCCLHP在地面重力场启动并工作至稳定状态后再施加1g,3g,5g和7g加速度时各测点温度随时间变化曲线,实验环境温度为26℃,冷却水温度为21℃.200 W与300 W工况下DCCLHP各测点温度变化趋势与150 W和250 W时的相似,但TC1和TC12未出现波动.在地面重力场运行时,DCCLHP稳定工作温度在150 W时为47℃,250 W时为40.8℃.

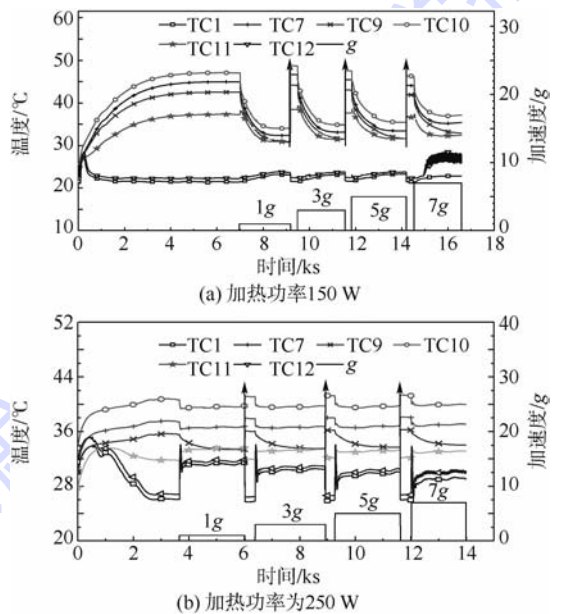


图5 加热功率为150 W和250 W时DCCLHP温度变化曲线

Fig. 5 Temperature vs time at heat power 150W and 250W for DCCLHP

在加热功率为150 W时,加速度作用后TC1,TC12略有升高,TC10,TC9和TC11均降低,经过约1000 s后,运行至稳定状态,1g,3g,5g和7g时对应的稳定工作温度分别为34.1,34.9,35.5和37℃,即随着加速度的增大,DCCLHP稳定运行温度升高,但相对于地面重力场时其运行温度有较

大降低. 相对于其他加速度, $7g$ 时液体管线出口 TC12 出现较大幅度的温度波动现象.

在加热功率为 250 W 时, 随着加速度的施加和卸载, TC1 和 TC12 出现了较大幅度的温度波动, 尤其在 $7g$ 时, 液体管线出口处温度一直处于波动状态. 从地面重力场环境过度到加速度环境时, 蒸发器、储液器 1、蒸气管线温度逐渐减小至一恒定值, 储液器 2 的温度则上升至一恒定值, 不同加速度下 DCCLHP 稳定工作温度基本相同, 约 39.7°C , 表现出与 150 W 功率时不同的变化规律.

与布置方式 A 不同的是, 布置方式 B 不同加速度大小 DCCLHP 运行均达到稳定状态. 图 6 给出了布置方式 B 时地面重力场和不同加速度、不同加热功率下 DCCLHP 稳态工作温度变化图. 受环境和热沉温度的影响, 稳态温度略有不同.

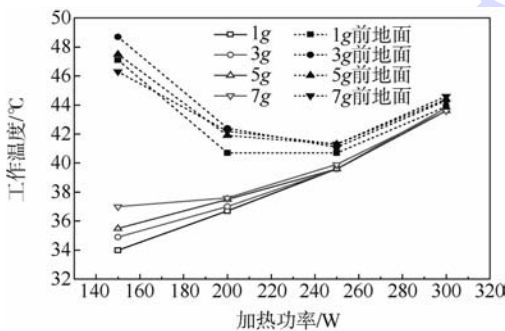


图 6 加速度对 DCCLHP 稳态工作温度的影响

Fig. 6 Steady state temperature vs heat load at elevated acceleration and gravity field for DCCLHP

由图 6 可以看出, 在地面重力场中, 加热功率小于 250 W 时, DCCLHP 稳态工作温度随加热功率的增大而减小, 两个储液器共同控制热管工作温度, DCCLHP 工作在可变热导区. 300 W 时, 冷凝器的冷凝面积被全部利用, DCCLHP 工作在固定热导区, 温度稳定在 44.4°C 左右. LHP 存在典型的“V”型性能曲线.

在加速度场中, 加热功率越小, 其稳态工作温度相对于地面重力场时的差别越大, 结合图 4 和图 5 的分析, DCCLHP 达到稳态的时间越长. 加热功率越大, 加速度对 DCCLHP 稳态工作温度的影响越小, 也即是在可变热导区, DCCLHP 受加速度作用影响较为明显, 而在固定热导区, 过载加速度对 DCCLHP 工作性能影响较小.

2.3 两种布置方式对比

在布置方式 A 和 B 时, DCCLHP 受加速度作用后表现出不同的工作性能. 表 1 和表 2 给出了加热功率为 200 W 和 300 W 时 DCCLHP 在 $1g$, $3g$, $5g$ 和 $7g$ 作用下达到稳态工作的时间 t 、稳态

工作温度 T_{eg} 以及与地面重力场稳态工作温度 T_e 的差值, 可以看出, 在加速度作用时, 布置方式 B 相对于布置方式 A 更有利于 DCCLHP 快速达到稳定工作状态, 且 $T_{eg} < T_e$. 两种加热功率时加速度对 T_{eg} 影响较小, 不过加速度越大, 布置方式 B 达到稳态工作的时间会越长, 而布置方式 A 达到稳态工作的时间差别不大.

表 1 加热功率为 200 W 时 DCCLHP 工作性能

Table 1 Operational performance at heat power 200 W for DCCLHP

加速度/ g	$T_{eg}/^\circ\text{C}$		$(T_e - T_{eg})/^\circ\text{C}$		t/s	
	布置方式 A	布置方式 B	布置方式 A	布置方式 B	布置方式 A	布置方式 B
1	-	36.7	-	4.0	-	100
3	-	36.9	-	5.5	-	130
5	-	37.5	-	4.4	-	105
7	42.4	37.6	1.8	4.6	1200	100

注: “-”表示该工况在实验时间内没有运行到稳定状态.

表 2 加热功率为 300 W 时 DCCLHP 工作性能

Table 2 Operational performance at heat power 300 W for DCCLHP

加速度/ g	$T_{eg}/^\circ\text{C}$		$(T_e - T_{eg})/^\circ\text{C}$		t/s	
	布置方式 A	布置方式 B	布置方式 A	布置方式 B	布置方式 A	布置方式 B
1	42.1	43.7	0.7	0.2	207	90
3	41.7	43.8	1.5	0.5	414	48
5	41.4	43.7	1.8	0.8	441	69
7	41.3	43.6	2.0	1.0	591	93

在可变热导区, 加速度作用对 DCCLHP 工作性能影响的原因可以从图 7 所示的两种布置方式下储液器 1 和 2 内气液界面分布进行解释. DCCLHP 由重力场过渡到加速度场, 在布置方式 A 时, 加速度 a_r 产生的离心力破坏了储液器内的热力平衡, 由于液体干道、储液器 1 和储液器 2 的连通, 液态工质更多地聚集在储液器 2 中, 且气液界面呈如图 7(a) 所示状态, 这种气液分布有利于减小蒸发器向储液器的漏热, 同时回流过冷液体更易于流向储液器 2, 使得 TC11 有较大的降低, 因此蒸发器 TC10 温度降低.

在布置方式 B 时, 加速度作用使得液态工质更易于积聚在储液器 1 中, 回流过冷液体也更易于流向储液器 1, 而储液器 2 因液体引管穿过, 可以获得部分过冷量, 因此, 两个储液器的温度都降低.

在固定热导区, 储液器内几乎完全被液态工质占据, 影响 DCCLHP 工作温度的主要是冷凝器, 而加速度对冷凝器冷凝换热是有利的, 一定范围内加速度越大, 冷凝换热效率越高, 相应的回流液体过冷量增大, 这使得蒸发器内蒸发温度降低,

工作温度降低,不过降低幅度不大。

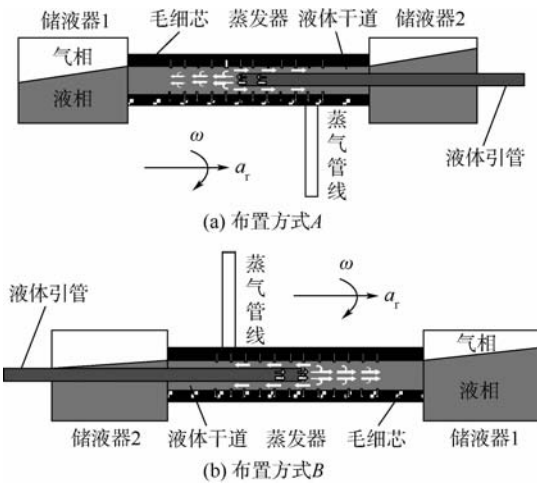


图 7 布置方式 A 和 B 储液器内气液界面分布

Fig. 7 Vapor/liquid distributions in the compensation chamber at location A and B

3 结 论

通过实验研究了在重力场稳定运行的 DCCLHP 在受到过载加速度作用后的工作特性,主要得到如下结论:

1) DCCLHP 在 $7g$ 加速度时可以达到稳定工作状态,相对于重力场运行温度,加速度作用后 DCCLHP 运行温度降低。

2) 在可变热导区,加速度对 DCCLHP 运行温度影响较大,相对于重力场运行温度,加速度越大,其运行温度降低幅度越小;在固定热导区,加速度对 DCCLHP 运行温度影响较小,其运行温度略小于重力场运行温度。

3) 布置方式对 DCCLHP 有较大影响,布置方式 B 相对于布置方式 A 更有利于 DCCLHP 运行至稳定状态,达到稳定状态所需时间更短。

4) 在加速度施加和卸载过程中,观察到了 DCCLHP 运行温度的峰值现象,以及冷凝器出口和液体管线出口温度大幅波动的现象。

由于 DCCLHP 本身运行机理较为复杂,加速度作用对 DCCLHP 运行特性的影响机理还有待进一步研究。

参考文献 (References)

[1] Xie L Y, Xie Y Q, Yu J Z, et al. Effects of rotational acceleration on flow and heat transfer in straight and swirl microchannels[J]. Heat and Mass Transfer, 2011, 48(6): 953-964.

[2] Zaghoudi M C, Sarno C. Investigation on the effects of body force environment on flat heat pipes[J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 2001, 15(1-4): 384-394.

[3] Maydanik Y F. Loop heat pipes[J]. Applied Thermal Engineering, 2005, 25(5-6): 635-657.

[4] Wang G H, Mish Kinis D, Nikanpour D. Capillary heatloop tech-

nology: space applications and recent Canadian activities [J]. Applied Thermal Engineering, 2008, 28(4): 284-303.

- [5] Pastukhov V G, Maidanik Y F, Vershinin C V, et al. Miniature loop heat pipes for electronics cooling [J]. Applied Thermal Engineering, 2003, 23(9): 1125-1135.
- [6] Ku J, Ottenstein L, Kaya T, et al. Testing of a loop heat pipe subjected to variable accelerating forces, part 1: start-up [C]//30th International Conference on Environmental Systems. Warrendale, PA: SAE, 2000: 2000-01-2488.
- [7] Ku J, Ottenstein L, Kaya T, et al. Testing of a loop heat pipe subjected to variable accelerating forces, part 2: temperature stability [C]//30th International Conference on Environmental Systems. Warrendale, PA: SAE, 2000: 2000-01-2489.
- [8] Fleming A J, Thomas S K, Yerkes K L, et al. Titanium-water loop heat pipe operating characteristics under standard and elevated acceleration fields [J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 2010, 24(1): 184-198.
- [9] Yerkes K L, Scofield J D, Courson D L, et al. An experimental investigation into the transient performance of a titanium-water loop heat pipe subjected to a steady-periodic acceleration field [C]//50th AIAA Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston, VA: AIAA, 2012: 1-37.
- [10] 凤健婷, 林贵平, 柏立战. 双储液器环路热管稳态运行特性的试验研究 [J]. 航空学报, 2010, 31(8): 1558-1564.
- Feng J T, Lin G P, Bai L Z. Experimental investigation on steady-state operating characteristics of a dual compensation chamber loop heat pipe [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2010, 31(8): 1558-1564 (in Chinese).
- [11] Phillips A L F, Fale J E, Germert N J, et al. Loop heat pipe qualification for high vibration and high-g environments [C]//36th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston, VA: AIAA, 1998: 1-6.
- [12] Gluck D, Gerhart C, Stanley S. Characterization of a high capacity, dual compensation chamber loop heat pipe [C]//Space Technology and Application International Forum. Albuquerque, New Mexico: AIP, 1999: 943-948.
- [13] 张红星, 苗建印, 邵兴国. 双储液器环路热管的设计与实验研究 [J]. 中国空间科学技术, 2009, 29(5): 8-41.
- Zhang H X, Miao J Y, Shao X G. Development and test results of dual compensation chamber loop heat pipe [J]. Chinese Space Science and Technology, 2009, 29(5): 8-41 (in Chinese).
- [14] Lin G P, Zhang H X, Shao X G, et al. Development and test results of a dual compensation chamber loop heat pipe [J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 2006, 20(4): 825-834.
- [15] Lin G P, Li N, Bai L Z, et al. Experimental investigation of a dual compensation chamber loop heat pipe [J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2010, 53(15-16): 3231-3240.
- [16] 张红星, 林贵平, 丁汀, 等. 环路热管温度波动现象的实验分析 [J]. 北京航空航天大学学报, 2005, 31(2): 116-120.
- Zhang H X, Lin G P, Ding T, et al. Experimental investigation on temperature oscillation of loop heat pipes [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2005, 31(2): 116-120 (in Chinese).

Experimental investigation on operational performance of loop heat pipe subjected to acceleration force

XIE Yongqi^{*1}, YU Yin¹, XIE Liyao¹, GAO Hongxia¹, YU Jianzu²

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. National Defense Key Discipline Laboratory of Ergonomics and Environmental Control, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: To solve the problem of temperature oscillation, even operation failure when loop heat pipe with single compensation chamber was subjected to acceleration force, the experimental setup was built for testing the performance of dual compensation chambers loop heat pipe (DCCLHP) based on the centrifugal machine system with constant acceleration. The operational characteristics of DCCLHP were researched when it was subjected to acceleration force after reaching the steady state at gravity field. The influence of different heat load, acceleration value and direction on the performance was analyzed. The results show that the operation of DCCLHP can get to the steady state at $7g$ acceleration field. The steady operation temperature at elevated acceleration field is lower than that at gravity field and the heat load and acceleration force have an impact on the decrease. It takes less time along the acceleration direction from compensation chamber 2 to compensation chamber 1 than in the opposite direction when it gets to the steady operation. Moreover, the temperature oscillations at the outlet condenser and liquid line occur as a result of the acceleration effect.

Key words: loop heat pipe; acceleration field; dual compensation chamber; operating characteristics; experiment

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0054

具有校正项的 K 分布形状参数的 V-估计器

李大朋*

(中国科学院 光电研究院, 北京 100094)



摘 要: Oliver 于 1993 年提出的 K 分布形状参数的 V-估计器(VE),虽然具有免于求解非线性方程的计算因而估计效率高的优点,但是,其估计精度却低于许多其他矩估计器的估计精度,且有时会出现奇异值的情况.为扬长避短,在对 V-估计器的估计偏差进行推导和分析的基础上,通过一系列 Monte-Carlo 实验,V-估计器改进成本文提出的具有校正项的 V-估计器(VCE).VCE 克服了 V-估计器的上述缺点.仿真实验表明,VCE 的估计精度不但显著优于 VE,而且在效率和精度上都优于通常被认为是精度最高的矩估计器中的 U-估计器.特别是,实验结果显示,VCE 更适合于小样本长度下的情况,这个特点使得它更便于实际应用.

关键词: K 分布; 形状参数; V-估计器; 校正项; 校正系数

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0045-05

迄今,人们提出了许多 K 分布形状参数的估计方法(见文献[1-9]).其中,极大似然估计方法(MLE)理论上给出了最优的 v 参数估计^[10].不过,由于 MLE 的估计过程涉及冗繁的、十分低效的二维数值计算,一般不具有实际应用价值.因此,计算比较简单的矩估计(MOM)就成了对 v 参数估计的最常用的方法.

在众多矩估计器中,比较典型的是 Oliver 提出的 U、V 和 W 3 种 K 分布形状参数估计器^[11].

众所周知,估计器的性能由两个因素决定:一是估计的精确性即估计精度,二是计算的复杂程度即估计效率.Blacknell^[12]分析了 U、V 和 W 估计器的精度,得到的结论是 U 估计器的估计精度最高.但估计器 U 和 W 对形状参数 v 的关系式是非线性函数,转换时需要很大的计算量;而 V-估计器可直接求得对 v 的估计值,则从估计求解的复杂性来看,V-估计器的估计效率最高.

另外,在实践中人们发现,V-估计器估计精度不高的另一不良现象是,估计结果有时会出现

异常大的奇异值,甚至出现 $v < 0$ 等实际中不可能出现的误估计情况.这些问题的出现严重影响了 V-估计器在实际中的应用.

自 Oliver 提出 U、V 和 W 估计器以来,人们一直在致力于探索出一种对 K 分布形状参数 v 进行估计的同时具有高精度、高效率的新型矩估计器,至今未见明显进展.

本文提出一种具有校正项的 V-估计器,它克服了前述 V-估计器的缺点,既保持了与 V-估计器相同的估计效率,同时又具有很高的估计精度.仿真实验表明,从估计效率以及估计均值、估计偏差和估计标准差 3 方面的综合考虑,这种带校正项的 V-估计器优于 U-估计器.

1 对 V-估计器的改进

1.1 V-估计器及其偏差分析

1993 年,Oliver^[11]提出了 3 种著名的 K 分布形状参数的矩估计器.其中的 V-估计器(VE)形式如下:

收稿日期: 2014-01-27; 录用日期: 2014-04-29; 网络出版时间: 2014-09-29 11:12

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0054.html

* 通讯作者: 李大朋(1979—),男,黑龙江齐齐哈尔人,助理研究员,xxxxhjh2222@sina.com,主要研究方向为信号处理与参数估计.

引用格式: 李大朋. 具有校正项的 K 分布形状参数的 V-估计器[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 45-49.

Li D P. V-estimator with corrective term for K-distribution shape parameter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 45-49 (in Chinese).

$$\hat{V} = \frac{[z^2]}{[z]^2} \quad (1)$$

$$V = \langle \hat{V} \rangle = 2\left(1 + \frac{1}{v}\right) \quad (2)$$

其中, z 为 K 分布信号强度, 符号 $[f(z)] = (1/N) \sum_{i=1}^N f(z_i)$, N 为样本长度; $\langle \cdot \rangle$ 表示取期望值; 符号“ \wedge ”表示估计值, 不再重复. 根据式(1), 可有

$$\langle \hat{V} \rangle = \langle \frac{T_2}{T_1} \rangle \quad (3)$$

其中

$$T_1 = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i\right)^2 = [z]^2$$

$$T_2 = [z^2] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i^2$$

把 $1/T_1 = 1/[z]^2$ 在它的均值点 $\langle z \rangle$ 处展开直到含有 $1/N$ 项, 则得

$$1/T_1 = \frac{3}{\langle z \rangle^2} - \frac{2[z]}{\langle z \rangle^3} \quad (4)$$

设 ΔV 为 V-估计器的偏差, 则借助式(4)有

$$\Delta V = \langle \hat{V} \rangle - V = \langle \hat{V} - V \rangle = \langle \frac{T_2}{T_1} \rangle - V \approx$$

$$T_2 \left(\frac{3}{\langle z \rangle^2} - \frac{2[z]}{\langle z \rangle^3} \right) - \frac{\langle z^2 \rangle}{\langle z \rangle^2} = -\frac{2}{N} \left(\frac{\langle z^3 \rangle}{\langle z \rangle^3} - \frac{\langle z^2 \rangle}{\langle z \rangle^2} \right) \quad (5)$$

即得

$$\Delta V = \Delta_{\frac{1}{N}} + o(\Delta_{\frac{1}{N}}) \quad (6)$$

$$\Delta_{\frac{1}{N}} = -\frac{2}{N} \left(\frac{\langle z^3 \rangle}{\langle z \rangle^3} - \frac{\langle z^2 \rangle}{\langle z \rangle^2} \right) \quad (7)$$

其中 $o(\Delta_{\frac{1}{N}})$ 为 $\Delta_{\frac{1}{N}}$ 的 $N \rightarrow \infty$ 时的高阶无穷小. 称式(7)中的 $\Delta_{\frac{1}{N}}$ 为校正项. 由式(5)、式(6)可得

$$\langle \hat{V} \rangle - \Delta_{\frac{1}{N}} - V = o(\Delta_{\frac{1}{N}}) \quad (8)$$

显然, 若用式(8)中的 $(\langle \hat{V} \rangle - \Delta_{\frac{1}{N}})$ 构成一个新的关于 K 分布形状参数 v 的估计器, 则估计器的偏差会比 V-估计器的偏差小 1 阶 ($N \rightarrow \infty$).

1.2 校正项和校正系数

为进一步提高估计精度, 借鉴文献[13-14]通过实验手段, 用经验值来确定估计器公式中待定常数的方法, 现给出具有校正项的 V-估计器 (VCE) 的表达式如下:

$$\hat{T} = \frac{[z^2]}{[z]^2} - j \cdot \Delta_{\frac{1}{N}} \quad (9)$$

$$T = \langle \hat{T} \rangle = 2\left(1 + \frac{1}{v}\right) \quad (10)$$

其中, 常数 j 称为校正系数, 其确定方法见 1.3 节. 以下先给出式(10)的证明: 由式(7), 显然有 $\lim_{N \rightarrow \infty} [j \cdot \Delta_{\frac{1}{N}}] = 0$, 注意到式(5)和式(6), 则

$$T = \langle \hat{T} \rangle = \left\langle \frac{[z^2]}{[z]^2} - j \cdot \Delta_{\frac{1}{N}} \right\rangle = 2\left(1 + \frac{1}{v}\right) - \lim_{N \rightarrow \infty} (j \cdot \Delta_{\frac{1}{N}}) = 2\left(1 + \frac{1}{v}\right) \quad (11)$$

1.3 校正系数的确定

众所周知, 对于 K 分布形状参数 $v, v \in [0.2, 2]$ 的范围具有突出的重要意义. 这是因为, 尖杂波对雷达信号处理的影响很大, 特别是在尖杂波背景下进行恒虚警处理时, 通过估计器估计得到的形状参数 v 值的大的误差, 会造成虚警概率的急剧升高而引起大的信噪比损失^[15]. 所以, 在实际的雷达信号处理中, 人们更加注意尖杂波参数 $v \in [0.2, 2]$ 的范围. 基于此, 本文以 $v \in [0.2, 2]$ 的范围为重点来确定校正系数 j 的满足实际应用的取值.

实验表明, 校正系数 j 具有显著地调节 VCE 的估计均值、偏差和标准差的作用. 搜索校正系数 j 的实验是在 $[-3, 3]$ 的范围内以 0.1 为步长进行的. 为便于说明, 图 1 仅给出校正系数 j 分别取值 0, 1, 2, 2.5 和 3 情况下, 相应估计器同时经 10 000 次 Monte-Carlo 实验, 所得估计均值的比较图. 实验条件: 样本长度 $N = 250$, K 分布形状参数 $v \in [0.2, 2]$, 实验步长为 0.2. 由图 1 可见, 校正系数 $j = 2.5$ 时的估计均值最好, 故取校正系数 $j = 2.5$. 需指出, $j = 0$ 时的 VCE 其实就是 VE 即 Oliver 提出的 V-估计器, 而其在实验中所获得均值远偏离 $j = 2.5$ 时的 VCE 得到的近乎理想的情况. 这一事实验证了 VCE 中校正项和校正系数的突出作用.

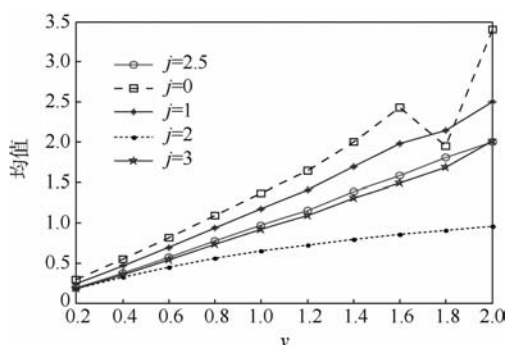


图 1 在估计器 VCE 中, 校正系数 j 取不同值得估计均值比较

Fig. 1 Comparison of estimating mean value obtained by the VCE for different corrective coefficient j

图 2 给出在同一实验中,校正系数 j 取不同值所得估计偏差的比较.

图 2 凸显了 VCE 的优越性:在校正系数 $j = 2.5$ 时,VCE 对 K 分布形状参数 v 估计的偏差仍然显著优于 j 取值的其他情况,远优于包括 $j = 0$ 时的 VCE 即 V-估计器得到的估计偏差.十分可贵的是,图 2 中大多数估计器所得估计偏差呈现随着 v 增大而增大的不良趋势,而 $j = 2.5$ 时的 VCE 的估计偏差却呈现随着 v 增大而减小的良好趋势并等于或接近于 0.

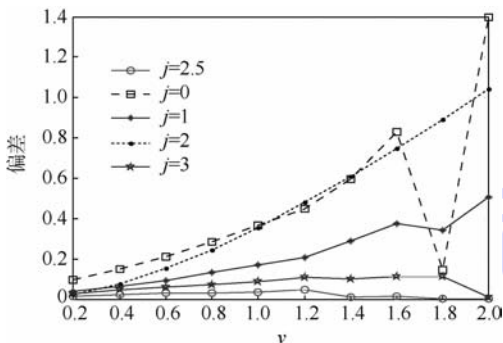


图 2 在估计器 VCE 中,校正系数 j 取不同值所得估计偏差比较

Fig. 2 Comparison of estimating bias obtained by the VCE for different corrective coefficient j

图 3 给出在同一实验中,校正系数 j 取不同值所得估计标准差的比较.

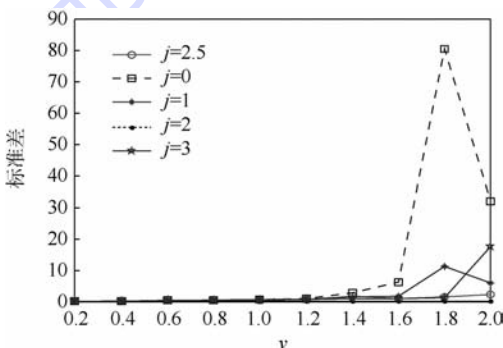


图 3 在估计器 VCE 中,校正系数 j 取不同值所得估计标准差比较

Fig. 3 Comparison of estimating standard error obtained by the VCE for different corrective coefficient j

从图 3 粗看起来,似乎 $j = 2$ 时的 VCE 所得标准差精度最好.但实际是,从图 1、图 2 易见, $j = 2$ 时的 VCE 所得均值和偏差精度却最低. $j = 3$ 也有类似情况.所以,从估计均值、估计偏差和估计标准差全面衡量,VCE 中的校正系数 $j = 2.5$ 最为合适.而且,从图 3 可以看到, $j = 0$ 时的 VCE 即 V-估计器得到的估计标准差在 $v = 1.6$ 处出现了奇异情况.这再次验证了 VCE 中校正项和校正系数对

提高估计精度的显著作用.

由此,必须强调,以后本文所指 VCE 就是校正系数 $j = 2.5$ 时的 VCE.

2 仿真实验

图 4 ~ 图 6 给出了通过仿真实验,VE,VCE 和 U 估计器在估计均值、偏差和标准差 3 个方面的比较.

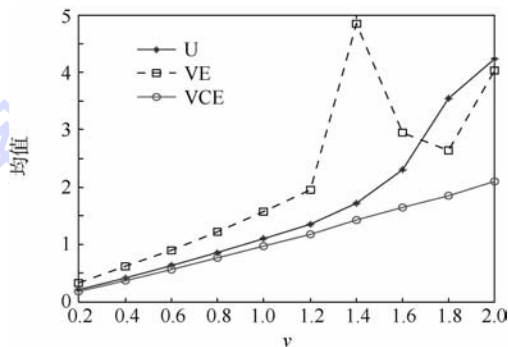


图 4 U,VE 和 VCE 估计器所得对 v 的估计的均值比较
Fig. 4 Comparison of mean value for estimating v obtained by U,VE and VCE

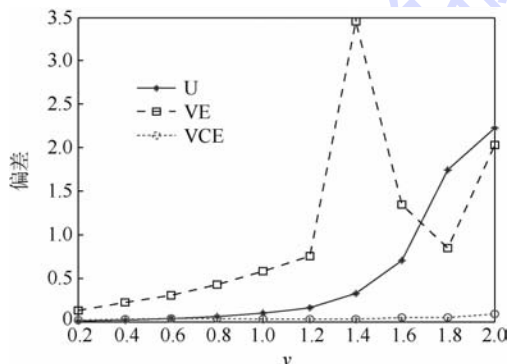


图 5 U,VE 和 VCE 估计器所得对 v 的估计的偏差比较
Fig. 5 Comparison of bias for estimating v obtained by U,VE and VCE

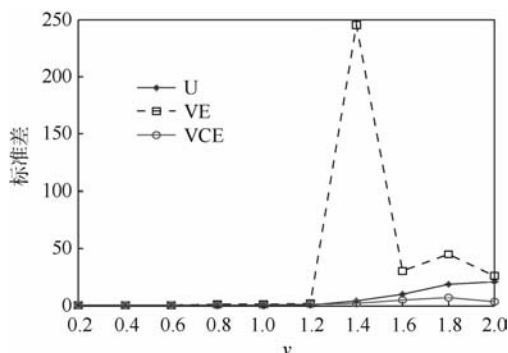


图 6 U,VE 和 VCE 估计器所得对 v 的估计的标准差比较

Fig. 6 Comparison of standard error for estimating v obtained by U,VE and VCE

实验条件:样本长度 $N = 100$, K 分布形状参数 $v \in [0.2, 2]$, 实验步长为 0.2, 10 000 次 Monte-Carlo 实验.

图 4 ~ 图 6 表明, 在重要的 $v \in [0.2, 2]$ 的 v 值范围内, 从估计均值考虑, VCE 的估计均值的精度显著优于 U-估计器, 更是优于 VE; 而从估计偏差考虑, VCE 的估计偏差的精度同样是明显优于 VE, 并且随着 v 值的增大, 越来越更加优于 U-估计器; 再从估计的标准差考虑, VCE 在 $v \in [0.2, 1.2]$ 范围内, 估计标准差的精度基本等于 U-估计器的精度, 却仍然远高于 VE 的估计精度. 而在 $v \in [1.2, 2]$ 的范围内, 即随着 v 值的增大, 所得标准差却越来越明显好于 U-估计器. 于是, 从估计均值、估计偏差和估计标准差 3 方面的精度情况全面考虑, 应该认为, 实验中 VCE 在估计精度上不但显著优于 VE, 同时也优于 U-估计器. 而从估计的效率考虑, VCE 和 VE 一样, 具有估计过程中不要求解非线性方程, 直接给出对 v 的估计值的高效率, 这是包括 U-估计器在内的, 必须通过求解非线性方程进行估计的所有矩估计器所无法具有的突出优点.

需指出, 图 1 ~ 图 3 的实验结果是在样本长度 $N = 250$ 的条件下得到的, 而图 4 ~ 图 6 的实验结果是在样本长度 $N = 100$ 的情况下获得的. 因此, 有关仿真实验还表明了这样一个可贵事实: 不论是在大样本情况下还是在小样本情况下, VCE 的估计精度具有对样本长度的较为广泛的适应性. 相反, 由图 4 ~ 图 6 的实验可见, VE 与 U 估计器对小样本情况的适应性是比较差的.

3 结 论

1) 本文提出的具有校正项的 V 估计器 VCE, 在保留与 VE 同样高的估计效率的同时, 显著提高了估计的精度, 在估计均值、估计偏差和估计标准差 3 个方面全面明显超过 VE 估计器.

2) 仿真实验表明, 本文提出的具有校正项的 V-估计器 VCE, 在小样本情况下, 对 K 分布形状参数 v 估计的精度与效率都优于 U-估计器. VCE 对样本长度有着较为广泛的适应性, 更便于在实践中应用.

参考文献 (References)

- [1] Blacknell D, Tough R J A. Parameter estimation for the K-distribution based on $[z \log(z)]$ [J]. IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 2001, 148(6): 309-312.
- [2] 李永晨, 刘浏. SAR 图像统计模型综述 [J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(13): 184-190.
- [3] Li Y C, Liu L. Review of statistical method of SAR image [J]. Computer Engineering and Applications, 2013, 49(13): 184-190 (in Chinese).
- [4] 孙增国. 基于第二类统计量的 K 分布参数估计 [J]. 计算机应用研究, 2013, 30(1): 1-4.
- [5] Sun Z G. Parameter estimation of K distribution based on second-kind statistics [J]. Application Research of Computers, 2013, 30(1): 1-4 (in Chinese).
- [6] 李亚超, 周瑞雨, 全英汇, 等. 自适应背景窗的舰船目标检测算法 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 36(3): 1-6.
- [7] Li Y C, Zhou R Y, Quan Y H, et al. An algorithm of ship target detection based on the adaptive background window function [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 36(3): 1-6 (in Chinese).
- [8] 杨永生, 张宗杰. 基于分数阶矩和 NM 单纯形算法的海杂波参数估计 [J]. 遥感技术与应用, 2011, 25(6): 70-73.
- [9] Yang Y S, Zhang Z J. Parameters estimation of sea clutter based on fractional order moments and NM algorithm [J]. Remote Sensing Technology, 2011, 25(6): 70-73 (in Chinese).
- [10] 徐伟, 陈永森. 一种 K 分布杂波参数估计方法 [J]. 舰船电子对抗, 2013, 36(3): 89-91.
- [11] Xu W, Chen Y S. An estimation method for K-distribution clutter parameters [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2013, 36(3): 89-91 (in Chinese).
- [12] 胡文琳, 王永良, 王首勇. 基于 $z' \log(z)$ 期望的 K 分布参数估计 [J]. 电子与信息学报, 2008, 30(1): 203-205.
- [13] Hu W L, Wang Y L, Wang S Y. Estimation of the parameters K-distribution based on $z' \log(z)$ [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(1): 203-205 (in Chinese).
- [14] 李大朋, 姚迪. 对 Jahangir 组合式矩估计器的改进 [J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(6): 788-792.
- [15] Li D P, Yao D. Improvement of Jahangir's multiple moments estimator [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(6): 788-792 (in Chinese).
- [16] 李大朋, 姚迪. 对 K 分布形状参数 M 估计器的再改进 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(7): 1752-1755.
- [17] Li D P, Yao D. A further enhanced M-estimator for the K-distribution shape parameter [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(7): 1752-1755 (in Chinese).
- [18] Joughin I R. Maximum likelihood estimation of K-distribution parameters for SAR data [J]. IEEE Trans on Geosciences and Remote Sensing, 1993, 31(5): 989-999.
- [19] Oliver C J. Optimum texture estimators for SAR clutter [J]. Journal of Physics D: Applied Physics, 1993, 26(11): 1824-1835.
- [20] Blacknell D. Comparison of parameter for K-distribution [J]. IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 1994, 141(1): 45-52.
- [21] Jahangir M, Blacknell D, White R G. Accurate approximation to the optimum parameter estimate for K-distributed clutter [J]. IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 1996, 143(6): 383-390.

[14] 郝程鹏,侯朝焕.一种 K-分布杂波背景下的双参数恒虚警检测器[J].电子与信息学报,2007,29(3):756-759.

Hao C P, Hou C H. A two parameter CFAR detector in K-distribution clutter[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(3): 756-759 (in Chinese).

[15] 郝程鹏,侯朝焕,鄢锦.一种新的 K 分布形状参数估计器[J].电子与信息学报,2005,27(9):1404-1407.

Hao C P, Hou C H, Yan J. A new estimator for estimating the parameters of K-distribution[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(9): 1404-1407 (in Chinese).

V-estimator with corrective term for K-distribution shape parameter

LI Dapeng*

(Academy of Opto-electronics, Chinese Academy of Science, Beijing 100094, China)

Abstract: The V-estimator (VE) for K-distribution shape parameter proposed by Oliver in 1993, bears the characteristics of without solving non-linear equations so it has a high estimating efficiency, but the estimating accuracy of it is lower than that of many other moment estimators, sometimes the VE even results in odd value. In order to make the best use of the advantages and bypass the disadvantages, on the basis of derivation and analysis of the VE bias, by means of a set of Monte-Carlo experiments, the V-estimator with corrective term (VCE) was discussed, which overcomes the shortcomings above of the VE. Simulation results show that not only the estimating accuracy of the VCE is significantly superior to the VE, but also, on both of estimating accuracy and efficiency, to the U-estimator considered as the moment estimator with the highest accuracy usually. Especially, experiment results demonstrate that the VCE is better suited to performing in the case of small samples, this feature makes it possible that the VCE is more applicable to the practice.

Key words: K-distribution; shape parameter; V-estimator; corrective term; corrective coefficient

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2013.0685

摩擦力作用下电液伺服系统非线性动力学行为

朱勇^{1,2}, 姜万录^{*1,2}, 郑直^{1,2}

(1. 燕山大学 河北省重型机械流体动力传输与控制重点实验室, 秦皇岛 066004;

2. 燕山大学 先进锻压成形技术与科学教育部重点实验室, 秦皇岛 066004)



摘 要: 以电液伺服系统为研究对象, 重点探究了非线性摩擦力对系统动态特征的影响规律. 根据非线性动力学原理, 建立了电液伺服系统的非线性动力学模型. 通过理论研究, 指出非线性摩擦力作用可以用 Van Der Pol 方程描述. 通过数值试验分析, 揭示了系统内在的分岔现象及典型非线性动力学行为. 用非线性动力学研究方法对实测的电液伺服系统的动态数据进行了深入分析, 揭示了摩擦力引起的“极限环型振荡”现象. 发现摩擦力的非线性作用会引起电液伺服系统在工作过程中发生非线性振动, 其对系统动态特征的影响不容忽视, 在系统建模与动态特性研究时应该将摩擦力的非线性作用考虑在内.

关键词: 电液伺服系统; 非线性摩擦力; 极限环型振荡; 分岔; 混沌

中图分类号: TH137; TH113

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0050-08

伺服系统中, 实现运动转换与传递的活塞和缸壁之间普遍存在着摩擦力, 它在低速时表现出的强非线性作用, 会导致爬行和振荡现象的出现, 使得系统的控制效果劣化^[1]. 因此, 摩擦力对伺服系统动态特征的影响不容忽视.

目前, 针对非线性摩擦力作用下电液伺服系统动态特征的研究尚不多见. 对液压系统动态特性的研究一般采用系统建模和数值仿真手段^[2,3], 所依据的理论多是经典控制理论和线性动力学理论^[4,5], 较少运用非线性动力学理论^[6-7], 且多数在建模时对非线性因素进行线性化处理^[8-9], 研究结论与实际情况有较大差异, 很难解释实际动态测试中出现的时域波形复杂、频域尖峰繁杂等异常现象. 然而, 电液伺服系统是非线性动力学系统, 执行机构运行过程是典型的非线性过程. 故应引入非线性动力学理论和方法进

行分析研究.

本文重点探究非线性摩擦力对电液伺服系统动态特征的影响规律. 通过理论研究和数值试验分析, 深入揭示系统内在的分岔现象及典型非线性动力学行为. 用非线性动力学研究方法对实测的动态数据进行深入分析, 以揭示非线性摩擦力引起的“极限环型振荡”现象. 旨在揭示伺服系统非线性振动的机理及诱因, 使综合分析系统的动态特征变得更接近实际.

1 执行机构的动力学模型

电液伺服系统的执行机构为伺服液压缸, 本文以双作用单活塞杆液压缸为例进行分析, 其工作原理如图 1 所示, 其动力学方程为

$$m\ddot{x} + F_c + F_s + F_f = p_1A_1 - p_2A_2 - F_L \quad (1)$$

式中, m 为活塞及惯性负载的折合质量; x 为活塞

收稿日期: 2013-11-28; 录用日期: 2013-12-23; 网络出版时间: 2014-04-03 18:24

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2013.0685.html

基金项目: 国家 973 计划资助项目(2014CB046405); 国家自然科学基金资助项目(51475405, 51075349); 河北省自然科学基金资助项目(E2013203161)

作者简介: 朱勇(1986—), 男, 河南信阳人, 博士生, zhuyong19862006@126.com

* 通讯作者: 姜万录(1964—), 山东烟台人, 教授, wjjiang@ysu.edu.cn, 主要研究方向为故障诊断与智能信息处理、控制理论与控制工程.

引用格式: 朱勇, 姜万录, 郑直. 摩擦力作用下电液伺服系统非线性动力学行为[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 50-57.
Zhu Y, Jiang W L, Zheng Z. Nonlinear dynamic behaviors of electro-hydraulic servo system under friction[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 50-57 (in Chinese).

位移; F_c 为黏性力; F_s 为弹性力; F_f 为摩擦力; F_L 为负载力; p_1, p_2 分别为无杆腔和有杆腔压力; A_1, A_2 分别为无杆腔和有杆腔活塞有效作用面积。

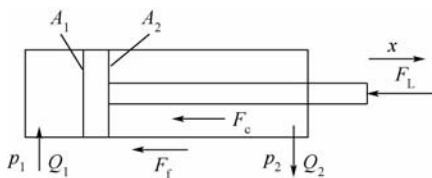
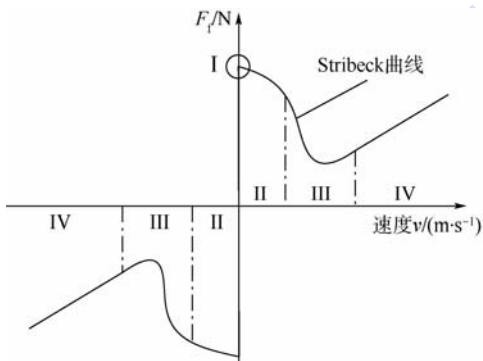


图 1 双作用单活塞杆伺服液压缸工作原理

Fig.1 Working principle of double-acting single piston rod servo cylinder

2 非线性摩擦力

图 2 所示为体现摩擦力与速度关系的 Stribeck 曲线,数学模型可由式(2)和式(3)描述^[10]。



I—静摩擦区; II—边界润滑区; III—混合润滑区; IV—流体动压润滑区。

图 2 摩擦力与速度的关系曲线

Fig.2 Relation curve of friction and velocity

$$F_f = \begin{cases} F(v) & v \neq 0 \\ F_c \operatorname{sgn}(F_e) & v = 0 \quad |F_e| < F_j \\ F_j \operatorname{sgn}(F_e) & v = 0 \quad |F_e| \geq F_j \end{cases} \quad (2)$$

$$F(v) =$$

$$\operatorname{sgn}(v) \left[F_k + (F_j - F_k) \exp\left(-\left|\frac{v}{v_s}\right|\right)^\tau \right] + Bv \quad (3)$$

式中, F_e 为外力; F_j 为最大静摩擦力; F_k 为库仑摩擦力; v_s 为 Stribeck 速度; B 为黏滞摩擦系数; τ 为经验参数,一般在 0.5 ~ 2.0 之间取值。

设 v 为活塞的移动速度. 令 \dot{y} 为在工作点 x 附近的振动速度,即 Δv . 将摩擦力在工作点 x 附近展成泰勒级数形式:

$$F_f(v + \dot{y}) = F_f(v) + \dot{F}_f(v)\dot{y} + \frac{\ddot{F}_f(v)}{2!}\dot{y}^2 + \frac{\dddot{F}_f(v)}{3!}\dot{y}^3 + O(\dot{y}^3) \quad (4)$$

式中, $\dot{F}_f(v) = c_1$; $\frac{\ddot{F}_f(v)}{2!} = c_2$; $\frac{\dddot{F}_f(v)}{3!} = c_3$; 并略去高

阶无穷小项 $O(\dot{y}^3)$, 则摩擦力可表示为

$$F_f(v + \dot{y}) \approx F_f(v) + c_1\dot{y} + c_2\dot{y}^2 + c_3\dot{y}^3 \quad (5)$$

摩擦力的作用效果随工作点在 Stribeck 曲线上所处区段不同而异^[1]: ①当工作点位于区域 I 时, Stribeck 曲线斜率为很大的正数,其作用效果使系统阻尼瞬间陡增,遏制系统的动态响应的快速性. ②当工作点位于区域 IV 时,摩擦力特性为线性的,其作用效果相当于增加了系统的阻尼. ③当工作点位于区域 II 或区域 III 时,摩擦力呈现非线性时变特性,当处于负阻尼状态时会产生具有极限环的自激振动。

3 摩擦力非线性动态特征

3.1 非线性动力学模型

为了集中研究非线性摩擦力对系统动态特征的影响,暂不考虑液压弹簧力、黏性力等非线性因素. 当工作点位于区域 II 或 III 时,有^[1]

$$c_1 < 0 \quad c_2 \rightarrow 0 \quad c_3 \geq 0$$

则式(1)在工作点 x 附近的特性可表达为

$$m\ddot{y} + c_0\dot{y} + ky + (F_f(v) + c_1\dot{y} + c_3\dot{y}^3) = p_1A_1 - p_2A_2 - F_L \quad (6)$$

式中, c_0 为结构阻尼系数; k 为线性弹簧刚度。

移项整理,得

$$m\ddot{y} + (c_0 + c_1)\dot{y} + c_3\dot{y}^3 + ky = p_1A_1 - p_2A_2 - F_L - F_f(v) \quad (7)$$

由于油源压力脉动、阀口流量-压力非线性等因素的影响,进入液压缸的油压有微观波动,基本服从简谐振动规律,故式(7)右边的输入项可近似表示为 $F\sin(\omega t + \varphi_0)$, 是系统的激振源^[11]。

据上述分析,式(7)可化为

$$m\ddot{y} + (c_0 + c_1)\dot{y} + c_3\dot{y}^3 + ky = F\sin(\omega t + \varphi_0) \quad (8)$$

式中, F 为激振力; ω 为激振角频率; φ_0 为激振力的初相角。

进一步整理,得

$$\ddot{y} - \mu\dot{y}(1 - \sigma\dot{y}^2) + \omega_n^2y = F_0\sin(\omega t + \varphi_0) \quad (9)$$

式中
$$\mu = -\frac{c_0 + c_1}{m} \quad \sigma = -\frac{c_3}{c_0 + c_1}$$

$$\omega_n = \sqrt{k/m} \quad F_0 = F/m$$

将方程各项对 t 求导,将 \dot{y} 作为新变量仍记为 y , 以 σ 代替参数 3σ , 式(9)可化为

$$\ddot{y} - \mu\dot{y}(1 - \sigma y^2) + \omega_n^2y = F_0\omega\cos(\omega t + \varphi_0) \quad (10)$$

由 Van Der Pol 方程的结构形式可知,式(10)是受迫振动 Van Der Pol 方程. 该方程为研究伺服系统非线性摩擦力的动态特征提供了结构模型。

3.2 解析解及分析

把摩擦力的非线性动态特征归结为 Van Der Pol 方程, 就可以借助该方程的特性来揭示系统内在的基本规律. 用多尺度法可求得式(10)的近似解, 其自由振动的振幅如式(11)所示^[12]:

$$a = 2 \sqrt{\frac{\eta}{1 + \left(\frac{4\eta}{a_0^2} - 1\right) e^{-\mu\eta t}}} \quad (11)$$

$$\text{式中 } \eta = 1 - \left[\frac{F_0 \omega}{\sqrt{2}(\omega_n^2 - \omega^2)} \right]^2 \quad (12)$$

a_0 为积分常数. 分析式(11)发现: 随着 $t \rightarrow \infty$, 当 $\eta < 0$ (即 $F_0 > \frac{\sqrt{2}}{\omega} |\omega_n^2 - \omega^2|$) 时, $a \rightarrow 0$, 自由振动趋于衰减, 式(10)受激励后的稳态运动是频率为 ω 的受迫振动; 当 $\eta > 0$ (即 $F_0 < \frac{\sqrt{2}}{\omega} |\omega_n^2 - \omega^2|$) 时, $a \rightarrow 2\sqrt{\eta}$, 稳态运动中除包含频率为 ω 的受迫振动外, 还含有频率为 ω_n 的自由振动, 通常 ω 与 ω_n 不可共约, 此稳态运动是非周期的. 可见, 大激励引发自由振动衰减, 小激励引发非周期运动.

3.3 稳定性分析

当 $F_0 = 0$ 时, 设状态变量 $y_1 = y, y_2 = \dot{y}_1$, 则式(10)的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \mu(1 - \sigma y_1^2)y_2 - \omega_n^2 y_1 \end{cases} \quad (13)$$

在原点附近加以线性化, 得

$$\begin{Bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & \mu \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Bmatrix} \quad (14)$$

特征方程为

$$\begin{vmatrix} \lambda & -1 \\ \omega_n^2 & \lambda - \mu \end{vmatrix} = \lambda^2 - \mu\lambda + \omega_n^2 = 0 \quad (15)$$

可解出特征根:

$$\lambda_i = \frac{\mu}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\mu}{2}\right)^2 - \omega_n^2} \quad i = 1, 2 \quad (16)$$

分析式(16), 当 $\mu > 0$ 时, 特征根的实部 $\text{Re}(\lambda_i) > 0$, 由系统稳定性与特征方程根的关系可知, 工作点是不稳定的平衡点, 从工作点近旁出发的轨线是发散的, 但由于稳定极限环的存在, 限制了轨线的无限发散; 当 $\mu < 0$ 时, 特征根的实部 $\text{Re}(\lambda_i) < 0$, 工作点是稳定的平衡点, 在极限环内部的轨线收敛于平衡点^[13].

可见, 工作在区域 II 或 III 的系统, 当 $|c_1| < c_0$ 时, $\mu < 0$, 是稳定的; 当 $|c_1| > c_0$ 时, $\mu > 0$, 摩擦力作用的效果是产生极限环型振荡^[14].

4 数值试验

以系统方程式(10)的具体算例式(17)为例, 进行数值试验研究, 以探索系统阻尼系数 μ 和外加激励力 F_0 对系统动态特征的影响.

$$\ddot{y} - \mu\dot{y}(1 - y^2) + 0.5y = F_0 \sin t \quad (17)$$

4.1 分岔特性研究

F_0 取不同值时, 以 μ 为分岔参数的分岔图如图 3 所示. 图中 μ 为单位质量上的系统阻尼系数, y 为振动位移.

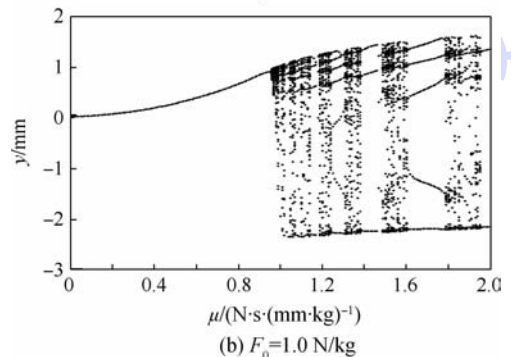
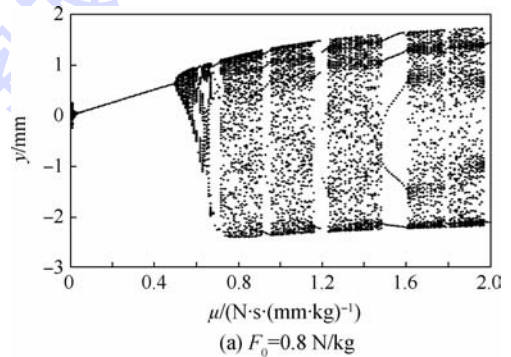


图 3 分岔参数为 μ 的非线性方程分岔图

Fig. 3 Bifurcation diagrams with μ as parameter

由图 3 可知, 当参数 μ 和 F_0 取不同值时系统发生了不同程度的分岔现象: ①系统方程存在单解、多解和无穷多解, 反映在分岔图上表现为单值曲线、多值曲线和涂黑区等不同的区段, 分别对应于单周期、多周期和混沌等不同的运动状态. ②随着参数的变化, 系统会发生运动状态突然变化的动态分岔现象. ③随着阻尼系数 μ 的增大, 混沌区会突然消失, 系统出现周期 3、周期 5 或周期 7 的稳定状态, 接着再次进入混沌运动状态.

4.2 运动形态仿真

为了形象地体现系统在不同参数下的运动形态, 在 MATLAB 中建立仿真模型, 对其典型的非线性动力学行为进行仿真. 仿真中采用 Runge-Kutta 算法, 采样频率 100 Hz, 远大于外控力频率 $f_p = \omega/2\pi = 0.16 \text{ Hz}$, 终了时间 1000 s.

当 $\mu = 2 \text{ N} \cdot \text{s}/(\text{mm} \cdot \text{kg})$, $F_0 = 2 \text{ N/kg}$ 时, 仿

真结果如图 4 所示. 由图 4 可知, 时间历程呈周期重复; 功率谱在基频 f_p 及其倍频处出现尖峰, 所有谱峰对应的频率可共约; 相轨迹在有限的区域内重复, 呈一封闭曲线, 即有极限环存在; Poincaré 图在一定的区域上只有 1 个孤立点存在. 说明此时系统处于极限环型振荡状态.

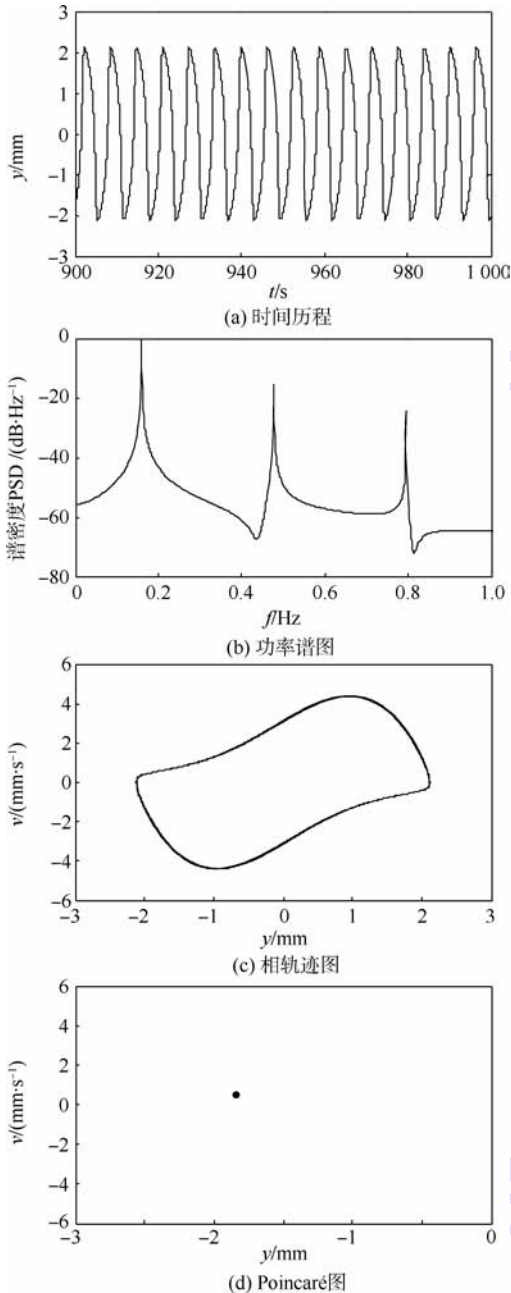


图 4 极限环型振荡形态

Fig. 4 Forma of limit cycle oscillation

当 $\mu = 1.7 \text{ N} \cdot \text{s}/(\text{mm} \cdot \text{kg})$, $F_0 = 1.2 \text{ N}/\text{kg}$ 时, 仿真结果如图 5 所示. 由图 5 可知, 时间历程呈周期重复; 功率谱在分频 $f_p/3$ 及其倍频处存在尖峰, 所有谱峰对应的频率可共约; 相轨迹在有限的区域内重复, 呈封闭曲线; Poincaré 图在一定的区域上有 3 个孤立点存在. 说明此时系统处于 3 倍周期运动状态.

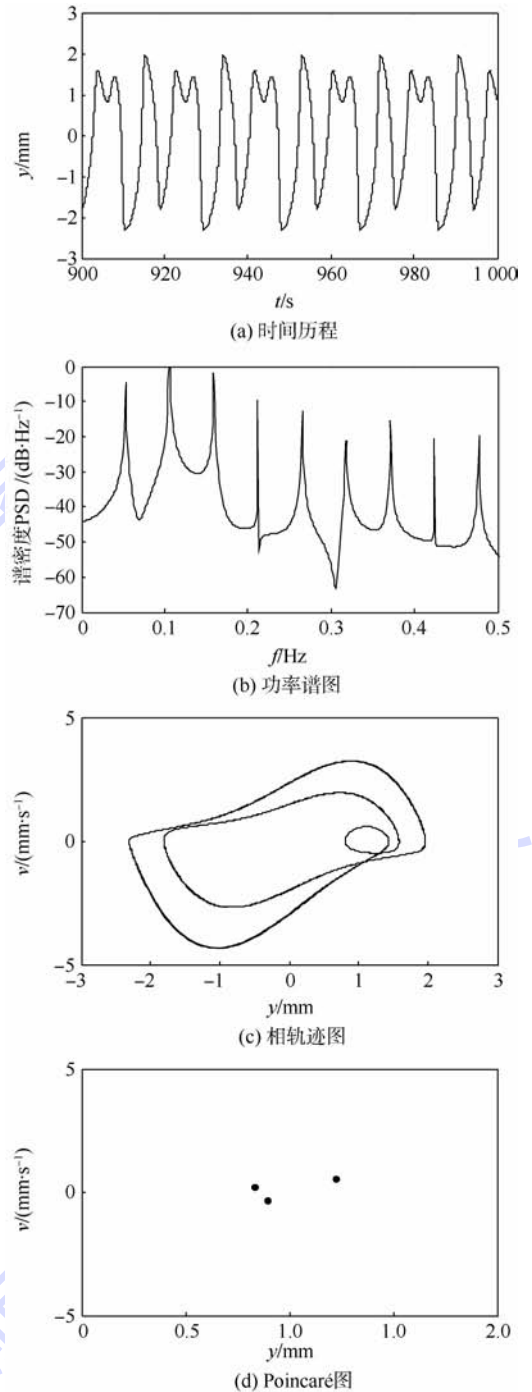


图 5 3 倍周期运动形态

Fig. 5 Forma of triple periodic motion

当 $\mu = 0.8 \text{ N} \cdot \text{s}/(\text{mm} \cdot \text{kg})$, $F_0 = 0.8 \text{ N}/\text{kg}$ 时, 仿真结果如图 6 所示. 由图 6 可知, 时间历程无规律; 功率谱出现噪声背景和宽峰; 相轨迹在有限的区域内不重复; Poincaré 图有无限个孤立点存在, 且分布在有限的区域上. 说明此时系统处于混沌运动状态.

由以上数值试验分析可知, 当系统阻尼系数 μ 和外加激振力 F_0 取不同值时, 系统在运行过程中蕴含丰富的非线性动力学行为. 系统可能做极限环型振荡、倍周期运动, 进而通向混沌运动.

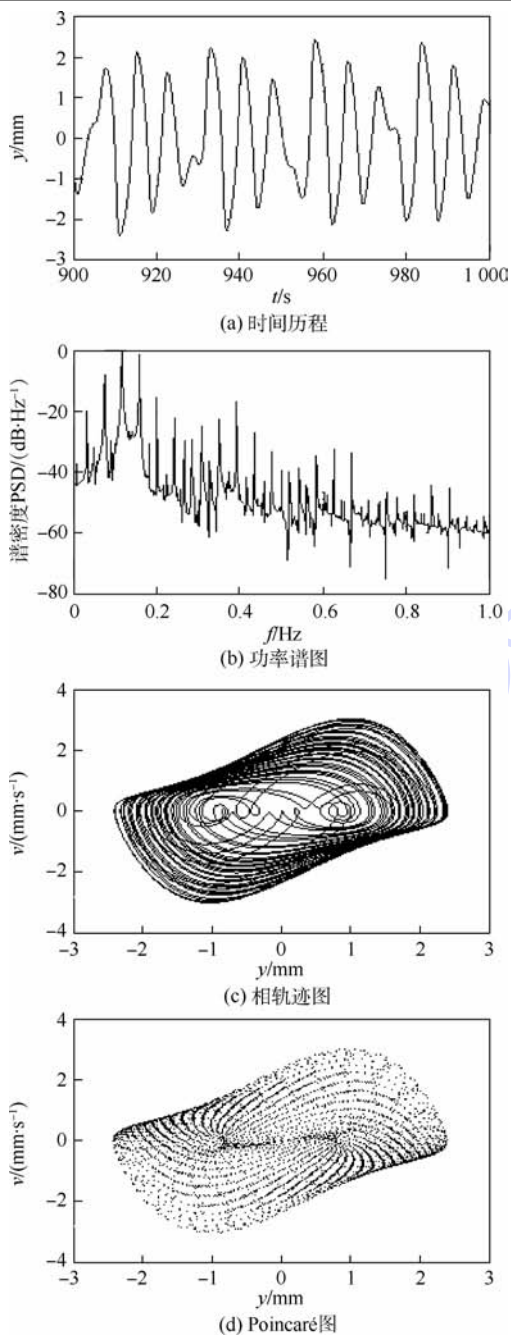


图6 混沌运动形态

Fig.6 Form of chaotic motion

5 电液伺服系统动态试验

本节将利用非线性动力学研究方法对实测的电液伺服系统的动态数据进行深入分析,以揭示非线性摩擦力引起的极限环型振荡现象.

5.1 试验系统组成

按图7所示的系统原理图搭建振动测试试验台^[7].该试验系统可实现对电液伺服系统在不同供油压力和负载压力下的状态数据进行采集.系统中通过调节溢流阀阀口开度大小来改变系统供油压力;通过调节节流阀阀口开度大小来改变负载压力,以实现系统外加阻尼大小的调整;用精密

压力表对系统进、回油路压力进行监测;用振动传感器对系统执行机构轴向振动信号进行监测;用位移传感器对执行机构实时位置进行监视;用数据采集卡采集传感器输出信号,并送基于虚拟仪器的计算机系统进行分析处理.

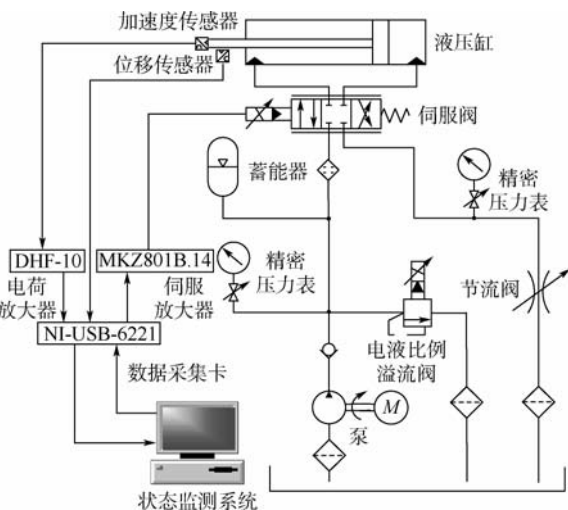


图7 状态监测及试验系统原理图

Fig.7 Schematic of condition monitoring and experiment

5.2 振动信号的采集及处理

5.2.1 振动信号的采集

按表1设置的工况对系统工作状态进行动态测试.其中,输入信号为计算机控制系统给伺服放大器的电压信号,以控制伺服阀的阀口开度大小.根据供油压力和负载压力大小将外加阻尼大小界定为4类:无、较小、适中、较大.输入信号为0.2V时,调整主溢流阀及节流阀阀口开度,使系统分别在表1设定的12种工况下运行.同时用振动加速度传感器对液压缸整个运行过程中的轴向振动信号进行采集,采样频率为10kHz.

表1 不同供油压力下执行机构工作状态

Table 1 Actuator working condition under different supply pressure

序号	输入信号/ V	供油压力/ MPa	负载压力/ MPa	外加阻尼
1	0.2	4	0	无
			1	较小
			2	适中
2	0.2	6	3	较大
			4	适中
			5.5	较大
3	0.2	8	0	无
			2	较小
			4	适中
			6	较大

5.2.2 振动信号的处理

采用图8中的数据处理方案对采集的振动加

速度信号进行预处理,并采用非线性动力学研究方法中的时间历程、频闪采样、功率谱分析等有效方法对预处理数据进行分析研究^[15].

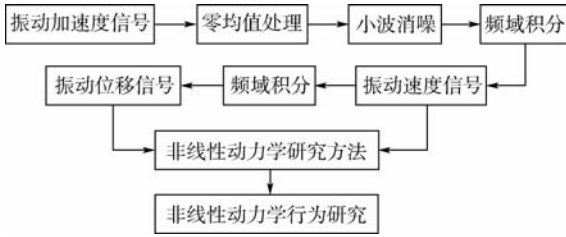


图 8 数据处理方案

Fig. 8 Program of data processing

5.3 试验结果分析

图 9 为供油压力 8 MPa 时采用图 8 中的数据 处理方案对采集的振动加速度信号进行处理所得 到的振动位移信号时域波形. 比较 4 种工况发现, 在整个运行过程中, 振动幅值存在显著波动, 随着 活塞位移的变化而变化. 由此可知, 执行机构在运 行过程中, 系统动态性能随活塞位移的变化而变 化, 其变化规律随工况不同而存在明显差异.

图 10 为供油压力 8 MPa 时 4 种工况的全程 频闪采样图, 它的覆盖区域与 Van Der Pol 极限环 极为相似. 工况 1 和 2 的轮廓边界由许多离散点 构成, 发生了较强烈的振荡; 而工况 3 和 4 的轮廓 边界较清晰, 振荡程度相对较弱, 每种工况都有一 个极限环存在, 说明“极限环型振荡”现象存在的 普遍性. 工况 1 的面积最大, 工况 2 和 3 的次之, 工况 4 的最小, 说明极限环面积的大小由系统外 加阻尼的大小来决定.

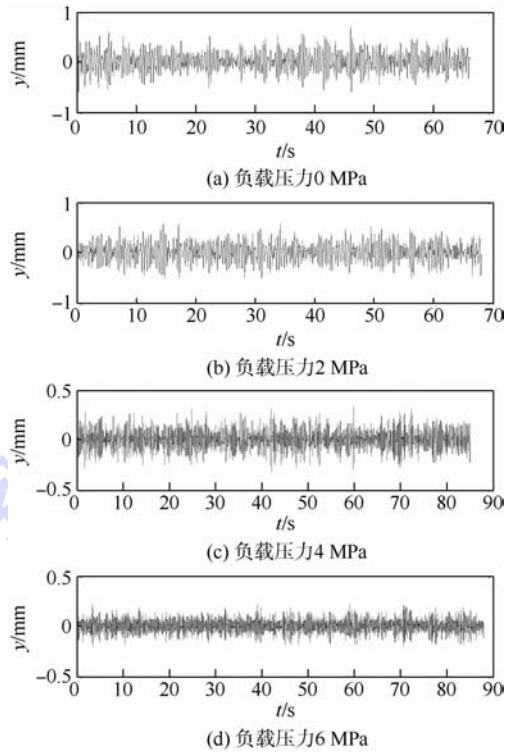


图 9 振动位移信号时域波形

Fig. 9 Waveforms of vibration displacement signals

图 11 ~ 图 14 为供油压力 8 MPa 时 4 种工 况的分段功率谱图. 根据执行机构运行总时间长度, 将其分成等分的 4 段, 分别定义为: 始段、中前段、 中后段、终段. 比较 4 种工况发现, 振动能量值随 负载压力的增大而逐渐降低, 说明随系统阻尼的 增大, 振动幅值被抑制. 同一工况下, 不同分段中 相同的频率点处有相应的谱峰存在, 进一步说明 了摩擦极限环型振荡现象的存在.

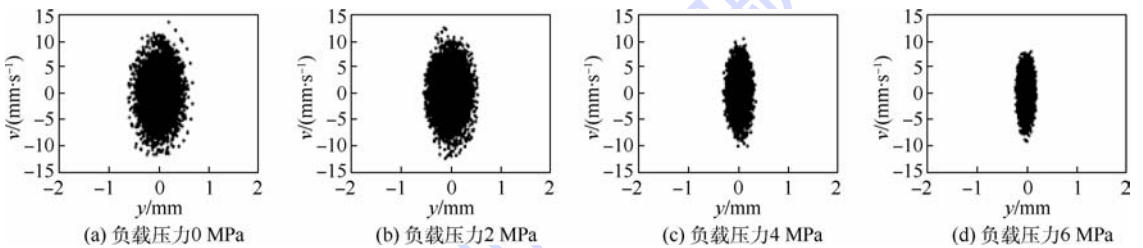


图 10 全程频闪采样图

Fig. 10 Diagrams of entire stroboscopic sampling

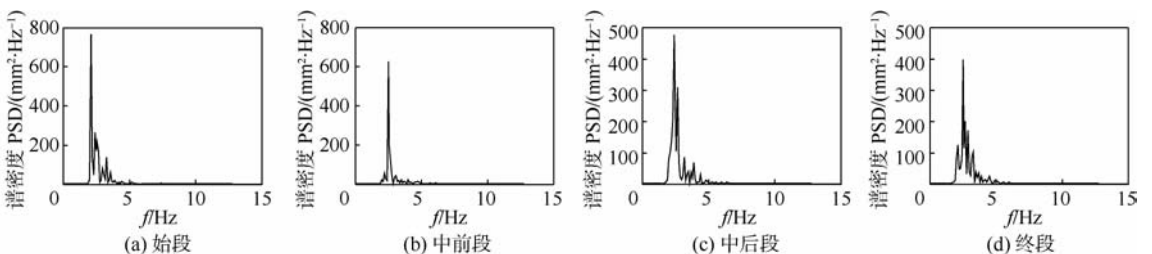


图 11 负载压力 0 MPa 时分段功率谱图

Fig. 11 Power spectrums at load pressure of 0 MPa

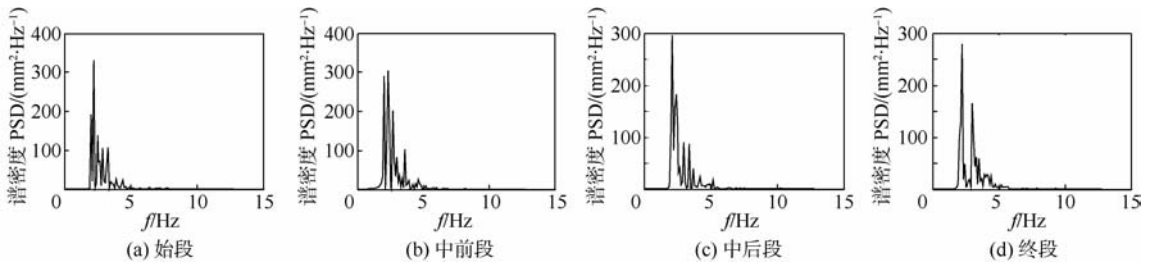


图 12 负载压力 2 MPa 时分段功率谱图

Fig. 12 Power spectrums at load pressure of 2 MPa

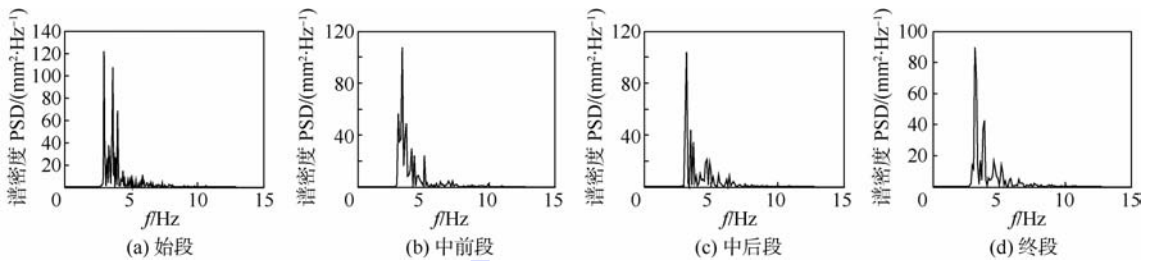


图 13 负载压力 4 MPa 时分段功率谱图

Fig. 13 Power spectrums at load pressure of 4 MPa

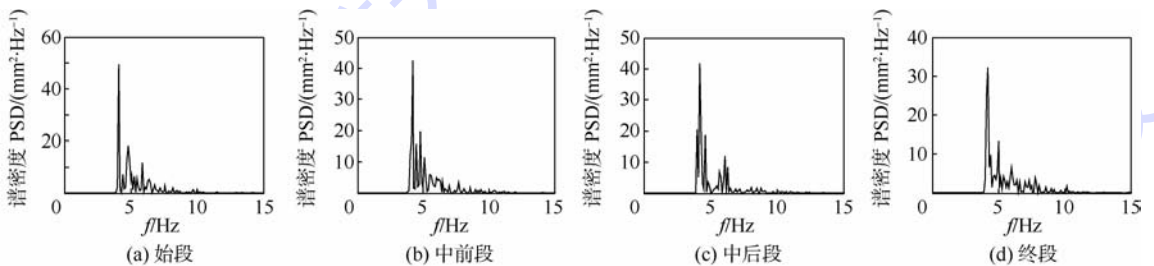


图 14 负载压力 6 MPa 时分段功率谱图

Fig. 14 Power spectrums at load pressure of 6 MPa

为了验证上述所得结论的普遍性,采用与供油压力为 8 MPa 时相同的数据处理方法,分别对供油压力为 6 MPa 和 4 MPa 时的试验数据进行了进一步的分析研究.通过比较分析,不同供油压力下同样可以得到非线性摩擦力引起的极限环型振荡现象存在的普遍性的结论.

6 结 论

本文以电液伺服系统为研究对象,根据非线性动力学原理,重点探究了摩擦力的非线性作用对系统动态特征的影响规律.通过理论研究、仿真分析及试验验证,得到了如下结论:

1) 电液伺服系统执行机构在往复运动过程中,摩擦力变化规律服从 Stribeck 曲线,在速度趋近于零时取值具有不确定性,在低速运动区段呈现非线性规律,在高速运动区段呈现线性规律.

2) 摩擦力的非线性作用随工作点在 Stribeck 曲线上所处区段不同而异.在静摩擦区,其作用效果使系统阻尼瞬间陡增,遏制了系统动态响应的

快速性;在流体动压润滑区,其作用效果增加了系统的阻尼;在边界润滑区和混合润滑区,其动态特征可以用 Van Der Pol 方程来描述,其作用效果使系统阻尼减小,有可能使系统变成负阻尼系统,产生极限环型振荡.

3) 系统阻尼系数和外加激振力的大小影响系统的运动状态.当二者参数取不同值时,系统可能做极限环型振荡、倍周期运动,进而通向混沌运动.

4) 非线性摩擦力引起的极限环型振荡会使系统响应稳定区域变得复杂,进而造成执行机构在工作过程中发生非线性振动及动态特性变得复杂和多变.因此在系统建模与动态特性研究时应该将摩擦力的非线性作用考虑在内,其对系统动态特征的影响不容忽视.

参考文献 (References)

- [1] 王林鸿,吴波,杜润生,等.液压缸运动的非线性动态特征[J].机械工程学报,2007,43(12):12-19.

- Wang L H, Wu B, Du R S, et al. Nonlinear dynamic characteristics of moving hydraulic cylinder [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2007, 43(12): 12-19 (in Chinese).
- [2] Dasgupta K, Murrenhoff H. Modelling and dynamics of a servo-valve controlled hydraulic motor by bondgraph [J]. Mechanism and Machine Theory, 2011, 46(7): 1016-1035.
- [3] Lan Z K, Su J, Xu G, et al. Study on dynamical simulation of railway vehicle bogie parameters test-bench electro-hydraulic servo system [J]. Physics Procedia, 2012, 33: 1663-1669.
- [4] Milic V, Situm Z, Essert M. Robust H_{∞} position control synthesis of an electro-hydraulic servo system [J]. ISA Transactions, 2010, 49(4): 535-542.
- [5] 郭栋, 付永领, 卢宁, 等. 自抗扰控制技术在电液力伺服系统中的应用 [J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(1): 115-119.
- Guo D, Fu Y L, Lu N, et al. Application of ADRC technology in electrohydraulic force servo system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(1): 115-119 (in Chinese).
- [6] Chen C T. Hybrid approach for dynamic model identification of an electro-hydraulic parallel platform [J]. Nonlinear Dynamics, 2012, 67(1): 695-711.
- [7] 朱勇, 姜万录, 王梦, 等. 非线性时变力作用下液压缸爬行机理与抑制方法研究 [J]. 农业机械学报, 2014, 45(3): 305-313.
- Zhu Y, Jiang W L, Wang M, et al. Creeping mechanism and suppression methods of hydraulic cylinder under nonlinear time-varying force [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2014, 45(3): 305-313 (in Chinese).
- [8] Tang R, Zhang Q. Dynamic sliding mode control scheme for electro-hydraulic position servo system [J]. Procedia Engineering, 2011, 24: 28-32.
- [9] Seo J, Venugopal R, Kenné J P. Feedback linearization based control of a rotational hydraulic drive [J]. Control Engineering Practice, 2007, 15(12): 1495-1507.
- [10] 张从鹏, 刘强. 直线电机定位平台的摩擦建模与补偿 [J]. 北京航空航天大学学报, 2008, 34(1): 47-50.
- Zhang C P, Liu Q. Friction modeling and compensation of positioning stage driven by linear motors [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 34(1): 47-50 (in Chinese).
- [11] 杨安元, 杨雪. 液压系统的减振方法研究 [J]. 液压与气动, 2004(2): 51-53.
- Yang A Y, Yang X. Research on approaches to weakening vibration of hydraulic system [J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2004(2): 51-53 (in Chinese).
- [12] 陈予恕, 唐云, 陆启韶, 等. 非线性动力学中的现代分析方法 [M]. 北京: 科学出版社, 2000: 1-50.
- Chen Y S, Tang Y, Lu Q S, et al. Modern analysis methods from nonlinear dynamics [M]. Beijing: Science Press, 2000: 1-50 (in Chinese).
- [13] 师汉民. 机械振动系统 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2004: 210-212.
- Shi H M. Vibration system [M]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology Press, 2004: 210-212 (in Chinese).
- [14] 刘延柱, 陈立群. 非线性振动 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 60-63.
- Liu Y Z, Chen L Q. Nonlinear vibration [M]. Beijing: Higher Education Press, 2001: 60-63 (in Chinese).
- [15] 姜万录, 刘思远, 张齐生. 液压故障的智能信息诊断与监测 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2013: 108-180.
- Jiang W L, Liu S Y, Zhang Q S. Intelligent information diagnosis and monitoring on hydraulic fault [M]. Beijing: China Machine Press, 2013: 108-180 (in Chinese).

Nonlinear dynamic behaviors of electro-hydraulic servo system under friction

ZHU Yong^{1,2}, JIANG Wanlu^{*1,2}, ZHENG Zhi^{1,2}

(1. Hebei Provincial Key Laboratory of Heavy Machinery Fluid Power Transmission and Control, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China; 2. Key Laboratory of Advanced Forging & Stamping Technology and Science, Ministry of Education, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: With electro-hydraulic servo system as the research object, the influence laws of nonlinear friction on system dynamic characteristics were explored. Based on the principle of the nonlinear dynamics, the nonlinear dynamical model of system was established. Then, a conclusion was put forward that the effect of nonlinear friction could be described by Van Der Pol equation. The bifurcation phenomenon and typical nonlinear dynamical behaviors which implied within the system were revealed through numerical experimental analysis. Moreover, with the nonlinear dynamics methods, the measured dynamic data were thoroughly analyzed. And the "limit cycle oscillation" phenomenon caused by friction was revealed. The results indicate that the nonlinear effect of friction can cause nonlinear vibration occurred in system working process. The influence of friction on system dynamic characteristics cannot be ignored. The nonlinear effect of friction should be taken into account in system modeling and dynamic characteristics research.

Key words: electro-hydraulic servo system; nonlinear friction; limit cycle oscillation; bifurcation; chaos

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0048

一种变体飞行器的动力学建模与动态特性分析

张杰, 吴森堂*

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)



摘 要: 对可变展长、可变后掠角的变体飞行器物理模型进行了简化, 基于 Kane 方法, 将变体运动假设为已知的可控输入, 利用约束方程来表示机翼的变形运动, 选取飞行器位移运动速度以及角速度在机体坐标系下的 6 个分量作为广义速率, 建立了该变体飞行器的六自由度动力学模型. 定义了附加力与附加力矩的概念用于描述变体运动对飞行器产生的动力学影响, 仿真结果表明, 在平稳飞行条件下, 相对于变形引起的空气动力的变化, 机翼变形产生的附加力和附加力矩都较小. 在不同的变形速度下, 对变体引起的飞行器纵向运动响应进行了仿真分析, 仿真结果表明, 变体过程中飞行器的高度、速度以及俯仰角等状态均会发生很大变化.

关键词: 变体飞行器; 动力学模型; 建模; 变展长; 变后掠角; Kane 方法

中图分类号: V212.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0058-07

近年来军用和民用航空对飞行器提出了越来越高的要求: 飞行器既要适应飞行环境的变化、执行不同任务, 又要保证飞行性能. 显然固定翼飞行器技术无法同时满足这些要求. 变体飞行器技术应运而生. 变体飞行器指一种为了实现多任务飞行, 大尺度地改变气动外形的航空飞行器^[1-3].

在过去几十年中, 世界各国开展了大量与变体飞行器技术相关的研究. 其中美国开展的研究数量最多、范围最广, 主要有 1979 年的 AFTI/F111 自适应机翼项目^[4], 1985 年的主动柔性机翼 (AFW) 计划^[5], 1995 年的智能机翼项目^[6], 以及 2003 年的变体飞行器结构 (MAS) 项目^[3], 这些研究计划在针对变体飞行器的气动性能、结构设计、控制技术、智能材料、多学科综合技术等方面进行了很多理论分析与试验, 取得了很多有价值的成果. 国内为数不多的单位在变体飞行器的气动机理、材料与结构、动力学建模和控制等方面

也取得了一定的成果^[7-10].

由于变体飞行器需要在相当大的范围内改变气动外形, 因此, 不能像常规飞行器那样将变体飞行器作为单个刚体进行动力学建模, 而要建立一种包含变形结构的动力学模型. 文献[11]提出了一种变体飞行器的飞行力学建模方法, 并在一种鸥翼飞行器中进行了仿真实验; 文献[12]针对大尺度变形的变体飞行器提出了一种动力学建模与飞行控制方法; 文献[13]为一种可变展长的飞行器建立了动力学模型. 以上建模过程大多采用经典牛顿力学方法, 把飞行器看作一个整体, 求取其动量和对质心的动量矩, 并对时间求导, 进而建立飞行器在外合力 F 作用下的平移运动方程与在外合力矩 M 作用下的转动运动方程.

本文将可变展长、变后掠角的变体飞行器简化为一个多刚体系统, 采用 Kane 方法建立其动力学模型, 使方程中不出现积分项以及对惯性矩的

收稿日期: 2014-01-23; 录用日期: 2014-04-30; 网络出版时间: 2014-05-09 15:35

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0048.html

作者简介: 张杰(1981—), 男, 河北沧州人, 博士生, zhangjiebhu@163.com

* 通讯作者: 吴森堂(1963—), 男, 山东平度人, 教授, woost@sina.com, 主要研究方向为导航、制导与控制.

引用格式: 张杰, 吴森堂. 一种变体飞行器的动力学建模与动态特性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 58-64.

Zhang J, Wu S T. Dynamic modeling for a morphing aircraft and dynamic characteristics analysis[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 58-64 (in Chinese).

求导项. 基于此动力学模型, 分析了变体运动对飞行器产生的附加动力学影响, 并对变体过程中飞行器的纵向运动响应进行了仿真分析.

1 Kane 方法

对于非完整系统, Kane 方法选取 f (f 为系统的自由度数) 个独立的广义速度的线性组合作为系统的独立变量, 描述系统的运动, 称该线性组合为广义速率, 记作 u_k ($k = 1, 2, \dots, f$).

u_k 确定后, 系统中任意刚体相对于惯性参考系的质心速度 \mathbf{v}_{ci} 以及转动角速度 $\boldsymbol{\omega}_i$ 均可唯一地表示为广义速率的线性组合:

$$\mathbf{v}_{ci} = \sum_{k=1}^f \mathbf{v}_{ci}^{(k)} u_k + \mathbf{v}_{ci}^{(0)} \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\omega}_i = \sum_{k=1}^f \boldsymbol{\omega}_i^{(k)} u_k + \boldsymbol{\omega}_i^{(0)} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{v}_{ci}^{(k)}$, $\mathbf{v}_{ci}^{(0)}$, $\boldsymbol{\omega}_i^{(k)}$ 和 $\boldsymbol{\omega}_i^{(0)}$ 均为广义速率的函数; $\mathbf{v}_{ci}^{(k)}$ 称为刚体 i 质心的第 k 偏速度; $\boldsymbol{\omega}_i^{(k)}$ 称为刚体 i 的第 k 偏角速度.

对于具有 N 个刚体和 f 个自由度的多刚体系统, Kane 方程在惯性参考系里的表达式为^[14]

$$\tilde{\mathbf{F}}_k + \tilde{\mathbf{F}}_k^* = 0 \quad k = 1, 2, \dots, f \quad (3)$$

式中, $\tilde{\mathbf{F}}_k$ 和 $\tilde{\mathbf{F}}_k^*$ 分别为 u_k 所对应的广义主动力和广义惯性力. 且有

$$\tilde{\mathbf{F}}_k = \sum_{i=1}^N [\mathbf{F}_i \cdot \mathbf{v}_{ci}^{(k)} + \mathbf{M}_i \cdot \boldsymbol{\omega}_i^{(k)}] \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_k^* = \sum_{i=1}^N [\mathbf{F}_i^* \cdot \mathbf{v}_{ci}^{(k)} + \mathbf{M}_i^* \cdot \boldsymbol{\omega}_i^{(k)}] \quad (5)$$

式中, \mathbf{F}_i 和 \mathbf{M}_i 分别为作用在刚体 i 上的主动力的主矢和相对质心的主矩; \mathbf{F}_i^* 和 \mathbf{M}_i^* 分别为刚体 i 的惯性力主矢和相对质心的主矩, 可以用以下公式求出:

$$\mathbf{F}_i^* = -m_i \mathbf{a}_{ci} \quad (6)$$

$$\mathbf{M}_i^* = -\mathbf{J}_i \cdot \dot{\boldsymbol{\omega}}_i - \boldsymbol{\omega}_i \times (\mathbf{J}_i \cdot \boldsymbol{\omega}_i) \quad (7)$$

式中, \mathbf{J}_i 为刚体 i 的惯量张量; \mathbf{a}_{ci} 为刚体 i 质心的加速度.

2 物理模型

假设飞行器由 5 个独立刚体组成 (见图 1): 机身、左翼内侧、左翼外侧、右翼内侧以及右翼外侧, 质量分别为 m_b, m_1, m_2, m_1, m_2 , 总质量为 m_t .

机身简化为一个均质柱体 1, 半径为 R , 长度为 l , 质心为 C_b . 每个机翼简化为两个均质细杆的组合: 左侧机翼为杆 2 与杆 3 的组合, 其中杆 2 以 A 为轴相对机身进行转动, 杆 3 沿杆长方向相对

于杆 2 做直线伸缩运动; 右侧机翼为杆 4 与杆 5 的组合. 设机翼内侧杆的长度为 l_1 , 机翼外侧杆的长度为 l_2 . 左、右机翼后掠角分别为 θ_1, θ_2 ; 左、右机翼的外侧相对内侧的伸出长度分别为 Δ_1, Δ_2 . 设机翼简化后的杆与机身的对称轴位于同一平面内, 亦为机身的纵向惯量主轴平面.

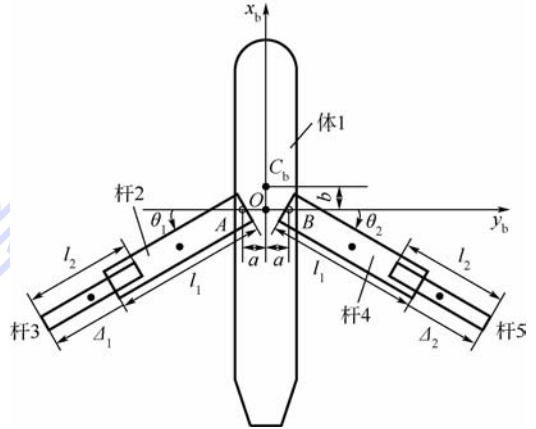


图 1 飞行器简化模型

Fig. 1 Morphing aircraft's simplified model

假设地面坐标系 $O_g x_g y_g z_g$ 为惯性系, z_g 轴垂直向下指向地心. 机体坐标系 $O x_b y_b z_b$ 以 A, B 连线的中点 O 为原点, x_b 轴沿体 1 的中心惯量主轴指向机头, y_b 轴垂直于 x_b 轴指向机身右方, z_b 轴按右手法则指向机体下方.

3 变体飞行器动力学建模

3.1 广义坐标与广义速率

假设机翼相对于机身的变形运动可以通过变体控制机构进行有效控制, 这样一个给定的变形过程可以用一组约束方程表示:

$$\mathbf{X} = \mathbf{f}(\mathbf{X}_t, t) \quad (8)$$

式中, \mathbf{X} 为机翼变形运动的状态向量, 包括机翼的展长与后掠角的位置、速度以及加速度; \mathbf{X}_t 为状态向量的给定值.

约束方程 (8) 可以有效地表示变体飞行器机翼变形运动的相关自由度. 给定约束方程 (8), 系统的独立自由度就可以取为机身空间运动的 6 个自由度.

选取机身上 O 点在地面坐标系中的坐标 x, y, z 以及机体坐标系相对于地面坐标系的俯仰角 θ 、滚转角 φ 、偏航角 ψ 6 个变量作为系统的广义坐标. 选取 O 点在地面坐标系中平移运动的速度 \mathbf{V} 在 x_b, y_b, z_b 轴上的分量 u, v, w , 以及机体坐标系相对于地面坐标系转动运动的角速度 $\boldsymbol{\omega}$ 在 x_b, y_b, z_b 轴上的分量 p, q, r 6 个变量作为系统的广义速率, 即 u_k ($k = 1, 2, \dots, 6$) 分别为 u, v, w, p, q, r .

以机体坐标系为参考系求解各刚体相对于惯性系的质心速度 v_{ci} 和转动角速度 ω_i . 各刚体的质心加速度 a_{ci} 、绕质心的角加速度 $\dot{\omega}_i$ 可直接由 v_{ci} 、 ω_i 对时间求导得到. 利用式(1)、式(2)可以得出各刚体的质心偏速度 $v_{ci}^{(k)}$ 和偏角速度 $\omega_i^{(k)}$.

3.2 广义主动力与广义惯性力

给定约束方程(8), 可以把机翼与机身之间以及机翼内、外侧之间的相互作用力当作系统的约束力, 在 Kane 方程中不显含系统的约束力. 变体飞行器所受到的外部主动力包括重力、空气动力和发动机推力. 本文建立的系统的自由度是机身的6个自由度, 飞行器所受到的空气动力的作用完全可以简化到机身上, 而不影响这些自由度运动的正确性, 其他部分只受自身重力的作用.

假设机身所受到的发动机推力 T 的偏置角为零, 即推力只有 x_b 轴上的分量 T . 机体1受到的主动力和主动力矩在 $Ox_b y_b z_b$ 中的表达式为

$$F_1 = \begin{bmatrix} T - m_b g \sin \theta - D \cos \alpha \sin \beta - Y \cos \alpha \sin \beta + L \sin \alpha \\ m_b g \cos \theta \sin \phi - D \sin \beta + Y \cos \beta \\ m_b g \cos \theta \cos \phi - D \sin \alpha \cos \beta - Y \sin \alpha \sin \beta - L \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$M_1 = [M_x \quad M_y \quad M_z]^T \quad (10)$$

式中, D 为阻力; Y 为侧力; L 为升力; M_x 为滚转力矩; M_y 为俯仰力矩; M_z 为偏航力矩; α 为攻角; β 为侧滑角.

系统中其余各刚体受到的主动力只有重力, 主动力矩为零. 广义主动力和广义惯性力分别由式(4)和式(5)计算得到.

3.3 构造 Kane 方程

根据式(3)可以得出飞行器的六自由度动力学模型, 见附录 A. 其中, 式(A1)~式(A3)为对应于广义速率 u, v, w 的力平衡方程, 式(A4)~式(A6)为对应于广义速率 p, q, r 的力矩平衡方程. 式(A1)、式(A3)、式(A4)为纵向动力学方程, 式(A2)、式(A5)、式(A6)为横侧向动力学方程.

4 变体过程动态特性仿真分析

4.1 仿真平台及参数

选用 BQM-34“Firebee”无人靶机作为飞行器平台, 机翼改为可变展长变后掠的可变形机翼. BQM-34 机翼的重量为全机总重量的 7%^[15], 考虑到变体机构对机翼重量的影响, 取机翼的重量占全机总重量的 15%, 其中内侧机翼重量是外侧机翼重量的 4 倍. 仿真参数见表 1.

表 1 基本仿真参数设置

Table 1 Parameters for simulation

参数	设置值	参数	设置值
m_i/kg	907	a/m	0.355
Ma	0.5	b/m	0.15
L/m	6.985	l_1/m	2.5
R/m	0.355	l_2/m	2

采用的飞行器气动外形参数如下: 机翼内侧与机翼外侧的根梢比均为 1; 在后掠角为零时, 机翼内侧弦长为 0.8 m, 外侧弦长为 0.7 m. 基于准定常假设, 采用 Missile Datcom^[16] 软件分别计算变体飞行器在 4 种气动布局(见图 2)下的气动参数, 在后续的仿真中采用线性插值的方法得到其他外形相应的气动数据.

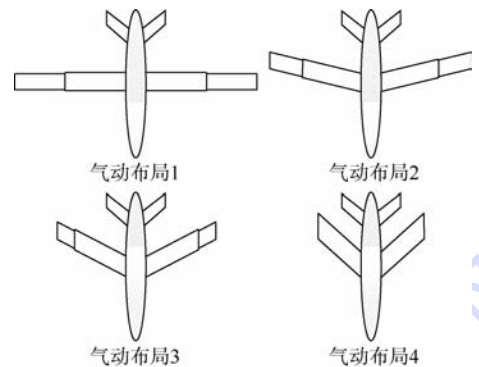


图 2 4 种气动布局

Fig. 2 Four aerodynamic configurations

计算结果表明, 飞行器在变形前后的气动系数变化较大, 如在 2° 攻角下, 从气动布局 1 变形到气动布局 4, 升力系数减小 27.3%, 因为在变形过程中, 机翼的面积明显减小.

4.2 变形运动产生的附加动力学影响分析

可变展长、可变后掠角的飞行器进行变形运动时, 除了所受空气动力会随气动外形的变化而改变外, 还会产生源于变形运动的附加力和附加力矩的影响. 附加力是指在力平衡方程中所有由变形运动引入的项(即含有 $\dot{\theta}_1, \ddot{\theta}_1, \dot{\Delta}_1, \ddot{\Delta}_1, \dot{\theta}_2, \ddot{\theta}_2, \dot{\Delta}_2$ 或 $\ddot{\Delta}_2$ 的项, 不包括空气动力)的和, 其在 x_b, y_b, z_b 轴上的分量分别记作 $\Delta F_x, \Delta F_y, \Delta F_z$. 附加力矩是指在飞行器的力矩平衡方程中所有由变形运动引入的项(不包括空气动力矩)的和, 其在 x_b, y_b, z_b 轴上的分量分别记作 $\Delta M_x, \Delta M_y, \Delta M_z$. 附加力与附加力矩就是变形运动引起的机翼的惯性力与惯性力矩, 也是变体飞行器动力学方程与固定翼飞行器动力学方程的主要区别.

下面通过两组仿真来分析机翼变形过程中产生的附加力和附加力矩的特性. 假设在变形过程中, 飞行器的速度和姿态保持不变.

1) 假设机翼左右对称变形.

第1步:从气动布局1变形到气动布局4,变形过程为一阶惯性环节,时间常数 τ 分别为1s和15s;

第2步:进行反向变形.结果见图3.

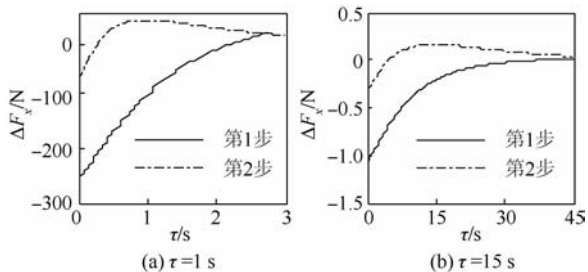


图3 对称一阶变形附加力

Fig.3 Additional force under symmetric first-order morphing

2) 假设只有右侧机翼变形.

第1步:从气动布局1匀速变形到气动布局4,变形时间为1s;

第2步:进行反向变形.结果见图4.

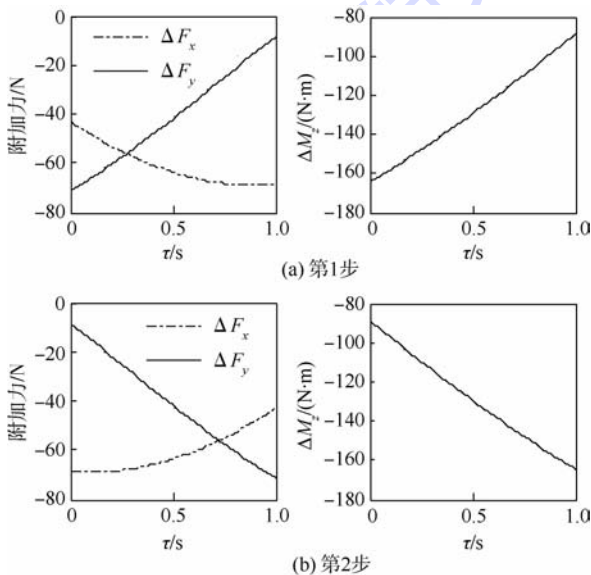


图4 单侧翼变形附加力及附加力矩

Fig.4 Additional forces and moment under asymmetric morphing

由以上仿真结果可知,变形速度越快附加力就越大, τ 为15s时产生的附加影响基本可以忽略不计;对称变形只会产生附加力 $\Delta F_x, \Delta F_x$ 相对于飞行器所受重力来说较小,最大仅为重力的3%,因为机翼的质量在整个飞行器中的比重较小,且变形的绝对速度不大;非对称变形还会对 y_b 轴方向侧力以及绕 z_b 轴偏航力矩产生附加影响,这会影响飞行器的横侧向稳定性.

结合4.1节气动特性参数的计算以及文献[10]对变体飞行器非定常气动特性的分析可知,在变形过程中,飞行器所受空气动力的变化比所

受附加力与附加力矩要大很多,前者对动力学特性的影响是最主要的,在变形速度不大时后者基本可以忽略.以上分析可为变体飞行器动力学模型的简化提供参考依据.

4.3 变体引起的飞行器纵向运动响应分析

假设飞行器的结构是面对称的,即 $\theta_1 \equiv \theta_2, \Delta_1 \equiv \Delta_2$;飞行器进行无滚转无侧滑的飞行运动,即满足条件 $\phi = \varphi = \beta = 0, p = r = 0$.对动力学模型进行解耦简化,得到飞行器的纵向动力学模型.

对变体运动所引起的飞行器纵向运动响应进行仿真,变形过程为从气动布局1匀速变形到气动布局4,时间分别为1s和15s.初始条件是高度为10km,0.5Ma的水平无侧滑稳态飞行.

由图5的仿真结果可知:当机翼开始变形,俯仰角速度变为负值,俯仰角逐渐变小,因为在机翼后掠的过程中,气动中心逐渐后移从而产生了低头力矩.变形开始后,飞行高度逐渐降低,飞行速度逐渐增加,因为随着机翼的后掠和收缩,机翼面积逐渐减小,进而升力变小,其在垂直方向上的分量不足以平衡重力,同时随着俯仰角的减小,发动机推力在垂直向上方向的分量减小,都会使飞行器获得向下的加速度.飞行器垂直机身向下速度分量的增加,会导致攻角逐渐增加.

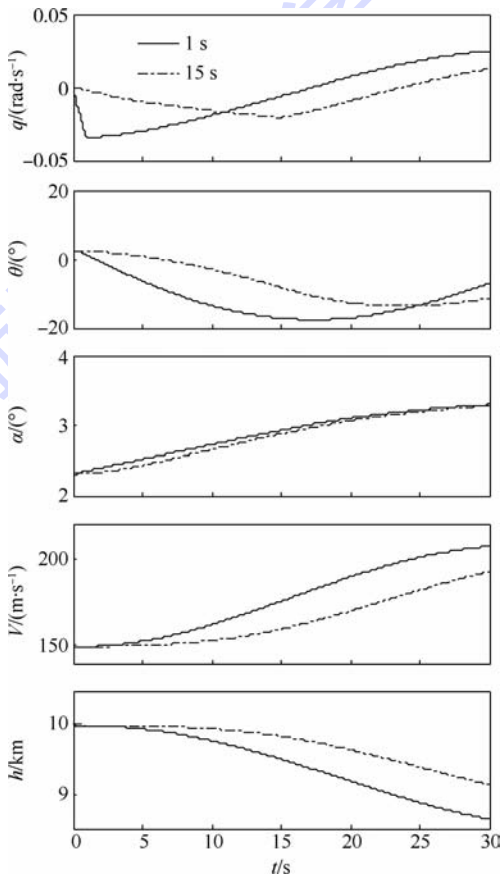


图5 变体过程动态响应

Fig.5 Dynamic responses during morphing

变形结束后,气动中心停止后移,在配平舵偏角的作用下,俯仰角速度逐渐回复到零及正值,俯仰角由减小逐渐变为增加;升力还是不足以平衡重力,所以高度继续下降.随着高度的下降,飞行速度以及攻角的增加,升力会逐渐增加,直至平衡甚至大于重力,使得飞行器上升,经过较长的振荡过程最终达到新的平衡状态.变形后,机翼面积减小会使升力变小,所以新的平衡状态下,飞行器的速度与攻角都会增大.对比两种变形速度可知:变形速度越大,飞行器状态变化越快,状态的变化量也越大;变形结束后,不同变形速度带来的影响会逐渐接近.

以上分析表明:针对变体飞行器的动态特性及其模型与气动参数的不确定性,需要设计特定的鲁棒控制系统,以使其在变体过程中保持稳定.

5 结论

1) 简化了可变展长、可变后掠角变体飞行器的物理模型,利用 Kane 方法建立了该种飞行器的动力学模型,可作为变体飞行器飞行控制系统设计与研究的基础.

2) 机翼对称变形只会在 x_b 轴方向产生附加动力学影响;非对称变形还会对 y_b 轴方向以及偏航力矩产生附加影响;但以上附加影响相对于空气动力的变化来说较小,后者对变体过程的动力学影响是最主要的,该结果可用于动力学模型的简化.

3) 对变体引起的飞行器纵向运动响应的仿真表明:飞行器的高度、速度以及俯仰角均发生很大变化;变形速度越大,飞行器状态的变化越快,其变化量也越大.

附录 A

$$\begin{aligned}
 0 = & T - D \cos \alpha \cos \beta - Y \cos \alpha \sin \beta + \\
 & L \sin \alpha - (m + 2m_1 + 2m_2) [g \sin \theta + \\
 & (\dot{u} - rv + qw)] + mb(r^2 + q^2) - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \{ (\dot{r} - pq - \ddot{\theta}_1) \cos \theta_1 + \\
 & [(r - \dot{\theta}_1)^2 + q^2] \sin \theta_1 - (\dot{r} - pq - \ddot{\theta}_2) \cos \theta_2 + \\
 & [(r + \dot{\theta}_2)^2 + q^2] \sin \theta_2 \} - \\
 & m_2 \{ [q^2 L_1 - \ddot{\Delta}_1 + L_1 (r - \dot{\theta}_1)^2] \sin \theta_1 + \\
 & [(\dot{r} - pq - \ddot{\theta}_1) L_1 + 2\dot{\Delta}_1 (r - \dot{\theta}_1)] \cos \theta_1 + \\
 & [q^2 L_2 - \ddot{\Delta}_2 + L_2 (r + \dot{\theta}_2)^2] \sin \theta_2 + \\
 & [(pq - \dot{r} - \ddot{\theta}_2) L_2 - 2\dot{\Delta}_2 (r + \dot{\theta}_2)] \cos \theta_2 \}
 \end{aligned} \quad (A1)$$

$$\begin{aligned}
 0 = & (m + 2m_1 + 2m_2) \cdot \\
 & [g \cos \theta \sin \phi - (\dot{v} + ru - pw)] - \\
 & D \sin \beta + Y \cos \beta - m(\dot{b}r + bpq) - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \{ (\ddot{\theta}_1 - \dot{r} - pq) \sin \theta_1 + [(r - \dot{\theta}_1)^2 + p^2] \cos \theta_1 - \\
 & (\ddot{\theta}_2 + \dot{r} + pq) \sin \theta_2 - [(r + \dot{\theta}_2)^2 + p^2] \cos \theta_2 \} - \\
 & m_2 \{ - [L_1 pq + 2\dot{\Delta}_1 (r - \dot{\theta}_1) + L_1 (\dot{r} - \ddot{\theta}_1)] \sin \theta_1 + \\
 & [L_1 p^2 - \ddot{\Delta}_1 + L_1 (r - \dot{\theta}_1)^2] \cos \theta_1 - \\
 & [L_2 pq + 2\dot{\Delta}_2 (r + \dot{\theta}_2) + L_2 (\dot{r} + \ddot{\theta}_2)] \sin \theta_2 - \\
 & [L_2 p^2 - \ddot{\Delta}_2 + L_2 (r + \dot{\theta}_2)^2] \cos \theta_2 \}
 \end{aligned} \quad (A2)$$

$$\begin{aligned}
 0 = & (m + 2m_1 + 2m_2) [g \cos \theta \cos \phi - \\
 & (\dot{w} - qu + pv)] - D \sin \alpha \cos \beta - Y \sin \alpha \sin \beta - \\
 & L \cos \alpha - m(-b\dot{q} + bpr) - \\
 & m_1 \frac{l}{2} [(\dot{q} + 2p\dot{\theta}_1 - pr) \sin \theta_1 + \\
 & (2q\dot{\theta}_1 - \dot{p} - qr) \cos \theta_1 + (\dot{q} - 2p\dot{\theta}_2 - pr) \sin \theta_2 + \\
 & (2q\dot{\theta}_2 + \dot{p} + qr) \cos \theta_2] - \\
 & m_2 \{ [2q\dot{\Delta}_1 + (\dot{q} - pr) L_1 + 2pL_1 \dot{\theta}_1] \sin \theta_1 + \\
 & (2qL_1 \dot{\theta}_1 - \dot{p} L_1 - qr L_1 - 2p\dot{\Delta}_1) \cos \theta_1 + \\
 & [2q\dot{\Delta}_2 + (\dot{q} - pr) L_2 - 2pL_2 \dot{\theta}_2] \sin \theta_2 + \\
 & (2qL_2 \dot{\theta}_2 + \dot{p} L_2 + qr L_2 + 2p\dot{\Delta}_2) \cos \theta_2 \}
 \end{aligned} \quad (A3)$$

$$\begin{aligned}
 0 = & \left[\frac{l}{2} m_1 (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) + \right. \\
 & \left. m_2 (L_2 \cos \theta_2 - L_1 \cos \theta_1) \right] g \cos \theta \cos \phi + \\
 & M_x - J_x \dot{p} - (J_z - J_y) qr + \\
 & (J_2 + J_3) [\sin \theta_1 \cos \theta_1 (2\dot{\theta}_1 p + \dot{q} - pr) + \\
 & \cos^2 \theta_1 (2\dot{\theta}_1 q - \dot{p} - qr)] + \\
 & (J_4 + J_5) [\sin \theta_2 \cos \theta_2 (2\dot{\theta}_2 p - \dot{q} + pr) - \\
 & \cos^2 \theta_2 (2\dot{\theta}_2 q + \dot{p} + qr)] + \\
 & m_1 \left(a + \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right) \left[\dot{w} - qu + pv - a\dot{p} - aqr + \right. \\
 & \left. (2\dot{\theta}_1 p + \dot{q} - pr) \frac{l}{2} \sin \theta_1 + (2\dot{\theta}_1 q - \dot{p} - qr) \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right] + \\
 & m_2 \left(a + L_1 \cos \theta_1 \right) \{ \dot{w} - qu + pv - a\dot{p} - aqr + \\
 & [2\dot{\Delta}_1 q + L_1 (\dot{q} + 2\dot{\theta}_1 p - pr)] \sin \theta_1 + \\
 & [L_1 (2\dot{\theta}_1 q - \dot{p} - qr) - 2\dot{\Delta}_1 p] \cos \theta_1 \} - \\
 & m_1 \left(a + \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right) \left[\dot{w} - qu + pv + a\dot{p} + \right. \\
 & \left. aqr + (-2\dot{\theta}_2 p + \dot{q} - pr) \frac{l}{2} \sin \theta_2 + \right. \\
 & \left. (2\dot{\theta}_2 q + \dot{p} + qr) \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right] -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & m_2(a + L_2 \cos \theta_2) \{ \dot{w} - qu + pv + a\dot{p} + aqr + \\
 & [2\dot{\Delta}_2 q + L_2(\dot{q} - 2\dot{\theta}_2 p - pr)] \sin \theta_2 + \\
 & [L_2(2\dot{\theta}_2 q + \dot{p} + qr) + 2\dot{\Delta}_2 p] \cos \theta_2 \} \\
 & \quad \quad \quad (A4) \\
 0 = & M_y + b(D \sin \alpha \cos \beta + Y \sin \alpha \sin \beta + L \cos \alpha) + \\
 & mb(\dot{w} - b\dot{q} - qu + pv + bpr) - J_y \dot{q} - \\
 & (J_x - J_z)pr + \left[-bm + \frac{l}{2}(\sin \theta_1 + \sin \theta_2)m_1 + \right. \\
 & \left. (L_1 \sin \theta_1 + L_2 \sin \theta_2)m_2 \right] g \cos \theta \cos \phi + \\
 & (J_2 + J_3) \sin \theta_1 [\sin \theta_1(-\dot{q} + pr - 2\dot{\theta}_1 p) + \\
 & \cos \theta_1(\dot{p} + qr - 2\dot{\theta}_1 q)] + \\
 & (J_4 + J_5) \sin \theta_2 [\sin \theta_2(-\dot{q} + pr + 2\dot{\theta}_2 p) - \\
 & \cos \theta_2(\dot{p} + qr + 2\dot{\theta}_2 q)] - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \sin \theta_1 \left[\dot{w} - qu + pv - a\dot{p} - aqr + \right. \\
 & \left. (\dot{q} + 2\dot{\theta}_1 p - pr) \frac{l}{2} \sin \theta_1 + (2\dot{\theta}_1 q - \dot{p} - qr) \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right] - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \sin \theta_2 \left[\dot{w} - qu + pv + a\dot{p} + aqr + \right. \\
 & \left. (\dot{q} - 2\dot{\theta}_2 p - pr) \frac{l}{2} \sin \theta_2 + (2\dot{\theta}_2 q + \dot{p} + qr) \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right] - \\
 & m_2 L_1 \sin \theta_1 \{ \dot{w} - qu + pv - a\dot{p} - aqr + \\
 & [2\dot{\Delta}_1 q + L_1(\dot{q} + 2\dot{\theta}_1 p - pr)] \sin \theta_1 + \\
 & [L_1(2\dot{\theta}_1 q - \dot{p} - qr) - 2\dot{\Delta}_1 p] \cos \theta_1 \} - \\
 & m_2 L_2 \sin \theta_2 \{ \dot{w} - qu + pv + a\dot{p} + aqr + \\
 & [2\dot{\Delta}_2 q + L_2(\dot{q} - 2\dot{\theta}_2 p - pr)] \sin \theta_2 + \\
 & [L_2(2\dot{\theta}_2 q + \dot{p} + qr) + 2\dot{\Delta}_2 p] \cos \theta_2 \} \\
 & \quad \quad \quad (A5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 = & M_z + b(-D \sin \beta + Y \cos \beta) + \\
 & \left[\frac{l}{2}(\cos \theta_2 - \cos \theta_1)m_1 + (L_2 \cos \theta_2 - L_1 \cos \theta_1)m_2 \right] \cdot \\
 & g \sin \theta - J_z \dot{r} - (J_y - J_x)pq + \\
 & \left[bm - \frac{l}{2}(\sin \theta_1 + \sin \theta_2)m_1 - (L_1 \sin \theta_1 + L_2 \sin \theta_2)m_2 \right] \cdot \\
 & g \cos \theta \sin \phi - mb(\dot{v} + b\dot{r} + ru - pw + bpq) + \\
 & (J_2 + J_3) [-(\dot{r} - \ddot{\theta}_1)(\cos^2 \theta_1 - \sin^2 \theta_1)pq + \\
 & \sin \theta_1 \cos \theta_1(p^2 - q^2)] + (J_4 + J_5) [-(\dot{r} + \ddot{\theta}_2) + \\
 & (\cos^2 \theta_2 - \sin^2 \theta_2)pq + \sin \theta_2 \cos \theta_2(q^2 - p^2)] - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \sin \theta_1 \left\{ \dot{v} + ru + ar^2 - pw + ap^2 - \right. \\
 & \left. (pq + \dot{r} - \ddot{\theta}_1) \frac{l}{2} \sin \theta_1 + [p^2 + (r - \dot{\theta}_1)^2] \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right\} - \\
 & m_1 \frac{l}{2} \sin \theta_2 \left\{ \dot{v} + ru - ar^2 - pw - ap^2 - \right. \\
 & \left. (pq + \dot{r} + \ddot{\theta}_2) \frac{l}{2} \sin \theta_2 - [p^2 + (r + \dot{\theta}_2)^2] \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right\} +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & m_2 L_1 \sin \theta_1 \{ \dot{v} + ru + ar^2 - pw + ap^2 - \\
 & [L_1(pq + \dot{r} - \ddot{\theta}_1) + 2\dot{\Delta}_1(r - \dot{\theta}_1)] \sin \theta_1 + \\
 & [L_1 p^2 + L_1(r - \dot{\theta}_1)^2 - \dot{\Delta}_1] \cos \theta_1 \} + \\
 & m_2 L_2 \sin \theta_2 \{ \dot{v} + ru - ar^2 - pw - ap^2 - \\
 & [L_2(pq + \dot{r} + \ddot{\theta}_2) + 2\dot{\Delta}_2(r + \dot{\theta}_2)] \sin \theta_2 - \\
 & [L_2 p^2 + L_2(r + \dot{\theta}_2)^2 - \dot{\Delta}_2] \cos \theta_2 \} + \\
 & m_1 \left(a + \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right) \left\{ \dot{u} + ar - rv + qw - apq + \right. \\
 & \left. [q^2 + (r - \dot{\theta}_1)^2] \frac{l}{2} \sin \theta_1 + (\dot{r} - \ddot{\theta}_1 - pq) \frac{l}{2} \cos \theta_1 \right\} + \\
 & m_1 \left(a + \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right) \left\{ \dot{u} - ar - rv + qw + apq + \right. \\
 & \left. [q^2 + (r + \dot{\theta}_2)^2] \frac{l}{2} \sin \theta_2 + (pq - \dot{r} - \ddot{\theta}_2) \frac{l}{2} \cos \theta_2 \right\} - \\
 & m_2(a + L_1 \cos \theta_1) \{ \dot{u} + ar - rv + qw - apq + \\
 & [L_1 q^2 + L_1(r - \dot{\theta}_1)^2 - \dot{\Delta}_1] \sin \theta_1 + \\
 & [L_1(\dot{r} - \ddot{\theta}_1 - pq) + 2\dot{\Delta}_1(r - \dot{\theta}_1)] \cos \theta_1 \} + \\
 & m_2(a + L_2 \cos \theta_2) \{ \dot{u} - ar - rv + qw + apq + \\
 & [L_2 q^2 + L_2(r + \dot{\theta}_2)^2 - \dot{\Delta}_2] \sin \theta_2 + \\
 & [L_2(pq - \dot{r} - \ddot{\theta}_2) - 2\dot{\Delta}_2(r + \dot{\theta}_2)] \cos \theta_2 \} \\
 & \quad \quad \quad (A6)
 \end{aligned}$$

式中, $L_1 = l_1 + \Delta_1 - \frac{l_2}{2}$ 为杆 3 的质心与点 A 的距离; $L_2 = l_1 + \Delta_2 - \frac{l_2}{2}$ 为杆 5 的质心与点 B 的距离。

参考文献 (References)

- [1] Reich G, Sanders B. Introduction to morphing aircraft research [J]. Journal of Aircraft, 2007, 44(4): 1059.
- [2] Barbarino S, Bilgen O, Ajaj R M, et al. A review of morphing aircraft [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22(9): 823-877.
- [3] Weisshaar T A. Morphing aircraft technology-new shapes for aircraft design, RTO-MP-AVT-141 [R]. France: DTIC Document, 2006.
- [4] Bonnema K, Smith S. AFTI/F-111 mission adaptive wing flight research program [C] // 4th Flight Test Conference. USA: AIAA, 1988: 155-161.
- [5] Pendleton E W, Bessette D, Field P B, et al. Active aeroelastic wing flight research program: technical program and model analytical development [J]. Journal of Aircraft, 2000, 37(4): 554-561.
- [6] Kudva J N. Overview of the DARPA smart wing project [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2004, 15(4): 261-267.
- [7] Yue T, Wang L X, Ai J Q. Gain self-scheduled H_∞ control for morphing aircraft in the wing transition process based on an LPV model [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2013, 26(4):

- 909-917.
- [8] He Z, Lu Y P. Decentralized robust control design for spatially interconnected systems with uncertainties [J]. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2010, 6(4):1763-1771.
- [9] 董二宝. 智能变形飞行器结构实现机制与若干关键技术研究 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2010.
Dong E B. Research on realization mechanism and some key technologies of smart morphing aircraft structures [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2010 (in Chinese).
- [10] 陈钱, 白鹏, 李锋. 飞行器变后掠过程非正常气动特性形成机理 [J]. *力学学报*, 2013, 45(3):307-313.
Chen Q, Bai P, Li F. Study on the formation mechanisms of unsteady aerodynamic characteristics of morphing flight vehicle in sweep-varying process [J]. *Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, 2013, 45(3):307-313 (in Chinese).
- [11] Obradovic B, Subbarao K. Modeling of flight dynamics of morphing-wing aircraft [J]. *Journal of Aircraft*, 2011, 48(2):391-402.
- [12] Seigler T M, Neal D A, Bae J S, et al. Modeling and flight control of large-scale morphing aircraft [J]. *Journal of Aircraft*, 2007, 44(4):1077-1087.
- [13] Henry J J. A mathematical model for roll dynamics by use of a morphing-span wing [C]//48th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference. Reston: AIAA, 2007:76-91.
- [14] 刘延柱. 高等动力学 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
Liu Y Z. *Advanced dynamics* [M]. Beijing: Advanced Education Press, 2001 (in Chinese).
- [15] Shiv J, Zeb T, William C, et al. Comparison of morphing wing strategies based upon aircraft performance impacts [C]//45th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics & Materials Conference. USA: AIAA, 2004:1-7.
- [16] Bowman J, Sanders B, Weisshaar T. Evaluating the impact of morphing technologies on aircraft performance [C]//43rd AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference. USA: AIAA, 2002:1-114.

Dynamic modeling for a morphing aircraft and dynamic characteristics analysis

ZHANG Jie, WU Sentang*

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: The physical model of a variable-span variable-sweep morphing aircraft was simplified. Based on Kane's method, the morphing movements were assumed to be controllable known input, and the wings' movements were expressed by constraint equations. The six components of the translational velocity and the angular velocity of the morphing aircraft's body in the body coordinate frame were selected as the generalized speeds. Six degree-of-freedom dynamic model was built. Additional forces and additional moments were defined to describe the dynamic influence imposed on the morphing aircraft by the morphing movement. The simulation results show that, in the condition of steady-state flight, the additional forces and moments caused by the wings' morphing are small compared to the variations of aerodynamic forces. The aircraft's longitudinal dynamic responses during the morphing process are simulated and analyzed at different morphing speeds. Results show that the aircraft's height, velocity and pitch angle will change considerably during morphing process.

Key words: morphing aircraft; dynamic model; modeling; variable-span; variable-sweep; Kane's method

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0051

基于连续蚁群算法的 Bayesian 方位估计快速方法



焦亚萌^{*1,2}, 黄建国², 韩晶²

(1. 西安工程大学 电子信息学院, 西安 710048; 2. 西北工业大学 航海学院, 西安 710072)

摘 要: 针对蚁群算法(ACO)在解决高维非线性搜索问题方面的有效性,提出了基于蚁群优化算法的 Bayesian 最大后验概率方位估计(ACO-Bayesian)快速方法.该方法将 Bayesian 最大后验概率函数作为蚁群算法的目标函数,选取若干一维高斯函数的加权和作为连续蚁群算法中信息量概率分布函数,经过有限次迭代得到 Bayesian 方法的非线性全局最优解.仿真结果表明,ACO-Bayesian 方法在保持 Bayesian 方法优良性能的同时,将 Bayesian 方法的计算量减少到原来的 1/14.水池实验结果验证了 ACO-Bayesian 方法的正确性和有效性,为其工程应用奠定了基础.

关键词: 阵列信号处理; Bayesian 方位估计; 蚁群优化; 计算量; 水池实验

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0065-06

子空间类方法相对传统的高分辨方法而言具有较高的分辨性能,在高信噪比条件下对空间相邻的两目标源的分辨能力能够达到波束宽度的 $1/3 \sim 1/5$ ^[1].但这些方法是以子空间分析为基础的,系统误差带来的子空间扰动等原因均会使分辨性能急剧恶化^[2-4],贝叶斯高分辨方位估计方法为阵列高分辨方位估计开辟了新的途径,利用信号和噪声参数的联合后验概率密度函数对信号进行谱估计^[5-6],根据贝叶斯定理,把待估计量视为随机变量,引入被估计量的先验知识,从而提高了估计精度,改善了估计性能^[7-8].但该方法由于多重积分和 multidimensional 搜索,理论复杂,计算量大,实时性差,难以实时应用.1992年, Dorigo 提出的蚁群优化(ACO)算法^[9-10]在旅行商问题(TSP)、模糊控制、调度问题以及车辆路径规划(VRP)等方面,取得了一系列较好的实验结果^[11-14].文献[15]用 ACO 算法解决加权子空间拟合算法的多

维非线性搜索问题,得到了优良的高分辨性能.本文提出了一种基于 ACO 算法的 Bayesian 方位估计(ACO-Bayesian)快速方法,该方法对小夹角目标估计精度高,与 Bayesian 方法性能基本相同,收敛性好且计算量小,更易于实际应用.

1 Bayesian 高分辨方位估计方法

假设阵列为均匀线列阵, M 个阵元,阵元间距为 d , K 个远场窄带信号源分别以 $\theta_k (k = 1, 2, \dots, K)$ 的入射角和频率 f 到达阵列的各个阵元.

信号可以是相干或非相干的,设阵列接收到的加性噪声为平稳的、零均值的高斯空间白噪声,方差为 σ^2 .相邻阵元间的时延为 $\tau_k = d \sin \theta_k / C$ (C 为声速),则第 m 个阵元在 t_n 时刻的输出为

$$x_m(t_n) = \sum_{k=1}^K I_k(t_n) \exp[j\phi_k(t_n)] \cdot \exp[j2\pi f(t_n + (m-1)\tau_k)] + n_m(t_n) =$$

收稿日期: 2014-01-27; 录用日期: 2014-04-30; 网络出版时间: 2014-06-24 09:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0051.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271415, 61001153); 水下信息与控制国家重点实验室开放基金资助项目(9140C231002130C23085); 西北工业大学基础研究基金资助项目(JC20100223); 西安工程大学博士科研启动基金资助项目(BS1413)

* 通讯作者: 焦亚萌(1981—),女,河南洛阳人,讲师, jiaoyameng@mail.nwpu.edu.cn, 主要研究方向为阵列信号处理.

引用格式: 焦亚萌, 黄建国, 韩晶. 基于连续蚁群算法的 Bayesian 方位估计快速方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 65-70. Jiao Y M, Huang J G, Han J. Fast Bayesian DOA estimator using continuous ant colony optimization [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 65-70 (in Chinese).

$$\sum_{k=1}^K A_k(t_n) f_{mk}(t_n) + n_m(t_n) \quad (1)$$

式中, $I_k(t_n)$ 和 $\phi_k(t_n)$ 分别表示 t_n 时刻第 k 个信号的幅度和相位; $n_m(t_n)$ 表示 t_n 时刻第 m 个阵元处的附加噪声, $n=1, 2, \dots, N$ 表示快拍数, $m=1, 2, \dots, M$ 表示阵元数. 本文的目的是估计信号的方位 $\Theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)^T$, 而对信号的包络 $\bar{A} = \{A_k(t_n), \forall k, n\}$ 和噪声的方差不感兴趣.

由 Bayesian 理论可知, 信号方位 $\Theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)^T$ 的后验概率密度函数为

$$L(\Theta | X) = \int L(X | \Theta, \bar{A}, \sigma) L(\Theta, \bar{A}, \sigma) d\bar{A} d\sigma \quad (2)$$

文献[5]提出采样数据正交化算法解决式(2)的积分问题, 首先将 N 次快拍数据分成 N_b 块, 每块有 $N/N_b = n_b$ 个快拍数据. 对每一个数据块进行正交化, 对于第 s 个数据块有

$$\sum_{k=1}^K A_k f_{mk}(t_n) = \sum_{k=1}^K B_k H_{mk}(t_n) \quad (3)$$

$$H_{mk}(t_n) = \frac{I}{\sqrt{\lambda_k}} \sum_{l=1}^K e_{lk}^* f_{ml}(t_n)$$

$$B_k = \sqrt{\lambda_k} \sum_{l=1}^K A_l e_{lk}$$

λ_k 和 $e_k = [e_{1k}, e_{2k}, \dots, e_{Kk}]^T$ 分别是矩阵 F 的特征值和特征向量, F 是 $K \times K$ 维的矩阵, 其元素定义为

$$F_{kl} = \sum_{n=1+(s-1)n_b}^{sn_b} \sum_{m=1}^M f_{mk}(t_n) f_{ml}^*(t_n) \quad (4)$$

分别取噪声参数 σ 服从 Jeffrey 先验分布 $p(\sigma) = \frac{1}{\sigma}$ 和均匀先验分布 $p(\sigma) = 1$, 即可得到后验概率密度为

$$L(\Theta | X) \propto$$

$$\begin{cases} \int_0^\infty \sigma^{2KN_b - 2MN - 1} \exp\left[-\frac{\bar{d}^2 - \bar{h}^2}{\sigma^2}\right] d\sigma \\ \int_0^\infty \sigma^{2KN_b - 2MN} \exp\left[-\frac{\bar{d}^2 - \bar{h}^2}{\sigma^2}\right] d\sigma \end{cases} \propto$$

$$\begin{cases} \left[1 - \frac{\bar{h}^2}{\bar{d}^2}\right]^{(2KN_b - 2MN)/2} & \text{Jeffrey 先验分布} \\ \left[1 - \frac{\bar{h}^2}{\bar{d}^2}\right]^{(2KN_b - 2MN + 1)/2} & \text{均匀先验分布} \end{cases} \quad (5)$$

式中

$$\bar{d}^2 = \sum_{s=1}^{N_b} \bar{d}_s^2 = \sum_{s=1}^{N_b} \sum_{n=1+(s-1)n_b}^{sn_b} \sum_{m=1}^M |x_m(t_n)|^2 =$$

$$\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |x_m(t_n)|^2$$

$$\bar{h}^2 = \sum_{s=1}^{N_b} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=1+(s-1)n_b}^{sn_b} \sum_{m=1}^M x_m(t_n) H_{mk}^*(t_n) \right|^2$$

从式(5)可以看出, 这是一个关于 Θ 的高维非线性的多峰值函数, 要求它的全局最大值对应的方位角, 通过对后验概率密度进行 K 维网格搜索得到全局最大峰值, 计算量非常大, 如果计算一个网格点的后验概率密度的计算量为 Δ , 那么 K 维的计算量为 Δ^K . 所以尽管 Bayesian 方位估计方法的估计精度很高, 但是其巨大的计算量是其实际应用的障碍.

2 基于蚁群算法的 Bayesian 方法

首先给出 ACO-Bayesian 方法的流程图如图 1 所示.

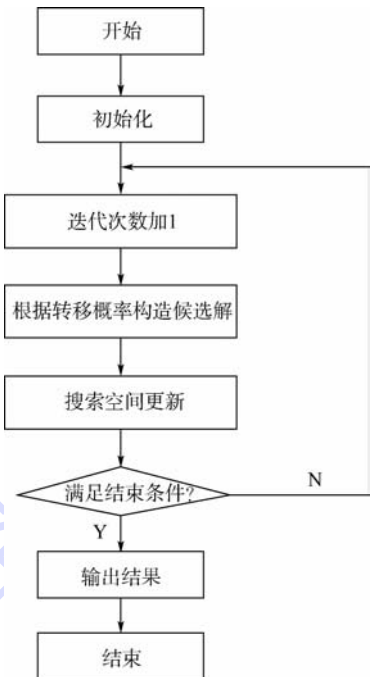


图 1 ACO-Bayesian 方法流程图

Fig. 1 Flow chart of ACO-Bayesian method

由于在文献[15]中已对蚁群算法的步骤有了详细的介绍, 这里仅作原理性阐述.

1) 初始化.

首先根据均匀分布 $U[\theta_a, \theta_b]$ 从 K 维搜索空间得到一个抽样搜索空间 $(\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_L)$, 并将抽样搜索空间按照 ACO-Bayesian 方法的目标函数值 (即式(5)) 从大到小降序排列. 然后按照独立高斯分布 $N(1, q^2 L^2)$ 计算搜索空间对应的权值向量, 每组解对应一个权值, 最后将搜索空间及其对应的目标函数值和权值向量放入档案表中.

2) 根据转移概率更新候选解。

满足迭代循环条件时,每只蚂蚁以转移概率 p (由式(6)计算)在整个搜索空间中选择一组解 θ_l (每次迭代每只蚂蚁只需选择一次),然后构造以选中解为均值,档案表中所有解与选中解的平均距离为标准差(用信息素挥发系数对其进行修正)的高斯核函数如式(7),利用该高斯核函数对档案表中的所有解进行高斯核抽样得到候选解。

$$p_l = \frac{w_l}{\sum_{r=1}^L w_r} \quad (6)$$

$$G^i = \sum_{l=1}^L w_l \cdot g_l^i = \sum_{l=1}^L w_l \cdot \frac{1}{\sigma_l^i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\theta - \mu_l^i)^2}{2\sigma_l^i}} \quad (7)$$

式中, G^i 是对整个搜索空间 θ 进行一次高斯核抽样值; w_l ($l = 1, 2, \dots, L$) 即是步骤1)计算的每一组解对应的权值, L 是搜索空间的抽样个数; μ_l^i 即是选中解; σ_l^i 为用信息素 ξ 修正的整个搜索空间所有解与当前选中解的平均偏差。对 K 维搜索空间有

$$\sigma_l^i = \xi \sum_{e=1}^L \frac{|\theta_e^i - \theta_l^i|}{L-1} \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (8)$$

其中 θ_l^i 表示当前选中解的第 i 个分量。

3) 根据候选解更新搜索空间。

计算候选解对应的目标函数值,并与档案表中的第1组解进行比较,若大于第1组解,则用候选解替换最后一组解(即目标函数值最小的解),同时给这个新添加的解赋权值,最后对新产生的搜索空间按照目标函数值 f 从大到小重新排序;若小于第1组解,则不作调整。

4) 得到方位估计值。

给定一个精度 δ ,若连续5次的方位估计值与前一次迭代结果的差值均小于 δ ,则迭代结束,方位估计结果为最后5次的迭代结果的均值。不满足迭代结束条件转步骤2)。

3 仿真结果与性能分析

计算机仿真中采用均匀线列阵,阵元个数为12,采样频率为120 kHz,100次快拍,两目标入射方位角分别为 $\pm 2^\circ$,归一化夹角为 $\alpha = 0.4756$ 。

3.1 目标分辨概率和估计性能分析

1) 两目标信噪比为0 dB时, Bayesian方法后验概率分布曲面如图2所示,图3(a)和图3(b)分别是其二维等高线图和峰值点附近的放大图。可以清晰地看出 Bayesian方法的后验概率分布曲面只有一个全局最大值点,该点对应的两个角度

就是两目标方位的估计值, Bayesian方法是一个非线性的多维最优化的问题。

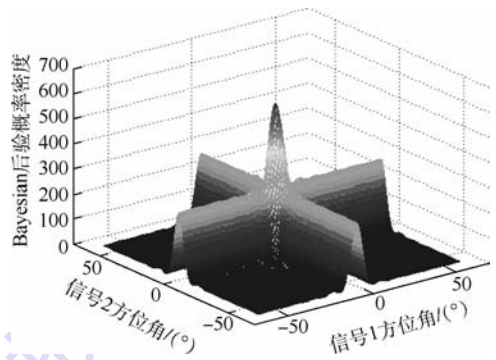
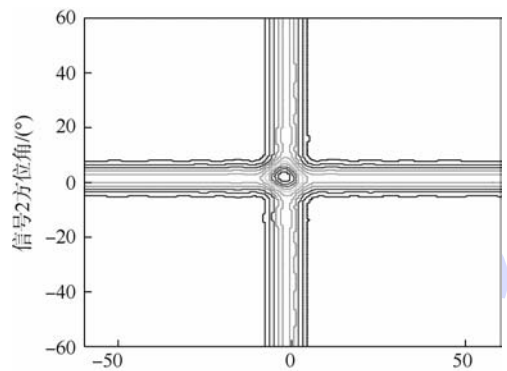
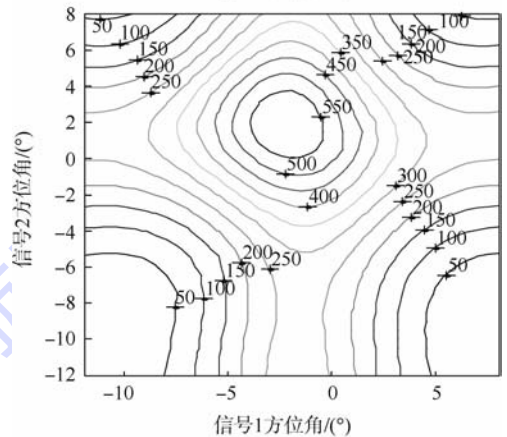


图2 后验概率曲面

Fig. 2 Curved surface of posteriori probability



(a) 二维等高线图



(b) 二维等高线图的峰值点附近放大图

图3 二维等高线图和峰值点附近放大图

Fig. 3 2-dimension contour and enlarged drawing near peak value points

2) ACO-Bayesian方法方位估计结果与迭代次数的关系曲线(SNR = 0 dB)如图4所示,可以看出,在信噪比为0 dB的时候, ACO-Bayesian方法有优良的收敛性,可以收敛到最优解。

3) 分析 ACO-Bayesian方法的估计性能,并与 Bayesian, MUSIC 和 MNM方法作对比实验,实验中参数设置如下: $T = 2, L = 100, q = 0.1,$

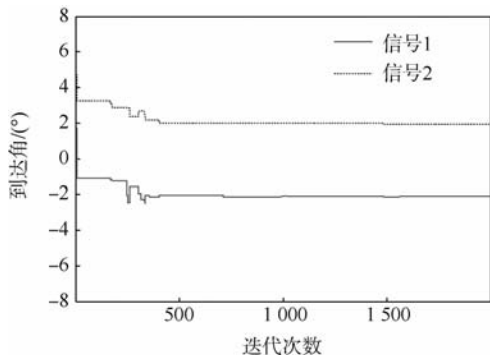


图4 收敛性分析

Fig. 4 Convergence analysis

$\xi = 0.01, \delta = 0.001, [\theta_a, \theta_b] = [-60^\circ, 60^\circ]$, 做 100 次 Monte Carlo 实验, 图 5 是 4 种方法的分辨概率, 可以看出 ACO-Bayesian 方法的分辨能力与 Bayesian 相当, 优于 MUSIC 和 MNM 方法; 图 6 和图 7 分别是信号 1 和信号 2 的估计均方根误差, 为了更好地对几种方法的分辨精度进行对比, 将由于信噪比过低 MNM 和 MUSIC 方法不能成功分辨时的误差标记为 10, 此时并不是指均方根误差为 10, 可以看出 ACO-Bayesian 方法估计性能明显优于 MUSIC 和 MNM 方法, 信噪比高于 -12 dB 时, ACO-Bayesian 和 Bayesian 方法的估计性能相当。

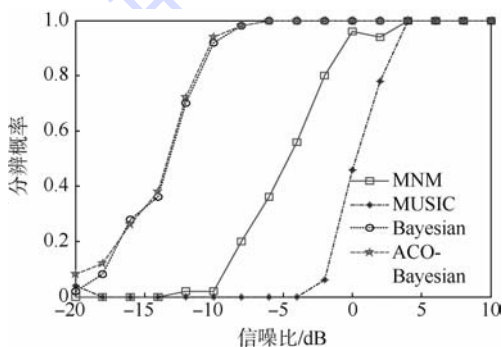


图5 分辨概率比较

Fig. 5 Resolution probability comparison

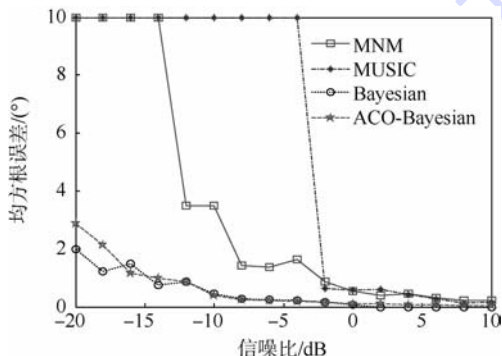


图6 信号1的均方根误差

Fig. 6 RMSE (root mean squared error) of signal 1

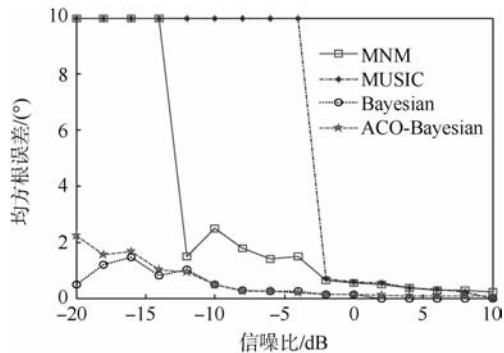


图7 信号2的均方根误差

Fig. 7 RMSE (root mean squared error) of signal 2

3.2 计算复杂度分析

如果计算一个网格点的后验概率密度的计算量为 Δ , 则 Bayesian 方法的计算复杂度为 $J_B = [(\theta_b - \theta_a)/s]^P \times \Delta$, 其中, $[\theta_a, \theta_b]$ 和 s 分别为 Bayesian 方法的角度搜索范围和搜索步长; 而 ACO-Bayesian 方法的计算复杂度约为 $J_{AB} \approx (P \times I_p + L + C_p \times I_p) \times \Delta$, 其中 P, I_p, L 分别为 ACO-Bayesian 方法的信号个数、迭代次数和搜索空间抽样个数. 对比 Bayesian 方法的 P 维搜索, ACO-Bayesian 方法使用高斯核概率抽样技术, $P \times I_p + L$ 小于 Bayesian 方法 P 维搜索空间的网格数, 而 C_p 是 ACO-Bayesian 一次迭代高斯核概率抽样的计算量, 远远小于 $P \times I_p + L$.

下面通过仿真对 ACO-Bayesian 方法的计算量进行分析, 仿真模型和参数设置与第 3 节相同, 做 50 次 Monte Carlo 实验, 表 1 给出了不同信噪比条件下 ACO-Bayesian 方法收敛到方位真实值附近所需要的平均迭代次数 \bar{I}_2 .

表1 不同信噪比条件下 ACO-Bayesian 方法的平均迭代次数

Table 1 Mean iteration times of ACO-Bayesian method in different SNR (signal to noise ratio) condition

SNR/dB	-5	0	5	10
平均迭代次数	1338.1	1106.3	957.2	846.7

以信噪比为 -5 dB 为例, Bayesian 方法和 ACO-Bayesian 的计算复杂度分别为 $J_B = [(\theta_b - \theta_a)/s]^K \times \Delta = 57600 \times \Delta$, $J_{AB} \approx (T \times I_K + L + C_K \times I_K) \times \Delta = 4114.3 \times \Delta$. 由以上仿真结果可以看出, ACO-Bayesian 方法保持了 Bayesian 方法的估计性能, 且计算量大约是 Bayesian 方法的 1/14, 大大降低了运算量。

4 水池实验验证

依托 $20 \times 8 \times 7 \text{ m}^3$ 大型消声水池 (如图 8 所

示)开展高分辨方位估计实验对本文的快速方法进行验证,高分辨实验框图如图 9 所示。



图 8 大型消声水池

Fig. 8 Noise elimination water tank

实验中采用 6 阵元均匀线列阵,系统采样频

率为 122 880 Hz,波束宽度约为 16.9°,利用单源数据,按照 15 dB 信噪比合成夹角为不同波束宽度的双源信号.快拍数为 4 000,统计 10 次,方位估计结果如表 2 所示.可以看出,ACO-Bayesian 最大后验概率方位估计快速方法的均方根误差与原方法相比,略有增加,但仍能正确估计出目标的方位,保持了原方法的高分辨能力,能正确估计夹角为 1/5 波束宽度的两目标。

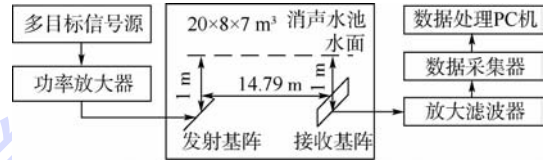


图 9 高分辨水池实验框图

Fig. 9 Diagram of high resolution water tank experiment

表 2 不同归一化夹角情况方位估计结果

Table 2 DOA (direction of arrival) in different normalized angle

目标真实方位/(°)	归一化夹角	Bayesian		ACO-Bayesian	
		平均值/(°)	RMSE/(°)	平均值/(°)	RMSE/(°)
13.0, -3.6	1 BW	12.91, -3.41	0.45, 0.46	12.89, -3.39	0.59, 0.63
-3.6, 2.0	1/3 BW	-3.20, 1.91	0.51, 0.40	-3.19, 1.89	0.62, 0.59
0, 3.2	1/5 BW	-0.22, 2.90	0.53, 0.67	-0.21, 2.89	0.68, 0.67

5 结论

Bayesian 高分辨方位估计方法性能十分优越,但该方法理论复杂,本文针对该方法由于多重积分和多维非线性搜索而导致的计算量大、难以工程应用的问题,将连续蚁群算法与 Bayesian 方位估计方法相结合,提出了一种基于连续蚁群算法的 Bayesian (ACO-Bayesian) 方位估计新方法,给出了完整的理论过程,并进行了仿真性能分析和水池实验验证.仿真结果表明,ACO-Bayesian 方法在保持 Bayesian 方法优良性能的同时,把 Bayesian 方法的计算量从 $((\theta_b - \theta_a)/s)^K \times \Delta$ 减少到 $(T \times I_K + L + C_K \times I_K) \times \Delta$,显著减少了计算复杂度,水池实验结果表明,ACO-Bayesian 方法能正确估计夹角为 1/5 波束宽度的两目标,从而为 Bayesian 方位估计方法的工程应用提供了一种新方法。

参考文献 (References)

[1] 冯西安. 水下目标高分辨方位估计技术研究[D]. 西安:西北工业大学,2004.
Feng X A. Study on the high resolution DOA estimation techniques of underwater targets[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2004 (in Chinese).
[2] Tadaion A A, Derakhtian M, Gazor S, et al. A fast multiple-source detection and localization array signal processing algorithm using the spatial filtering and ML approach [J]. IEEE

Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 1815-1827.
[3] Chen C E, Lorenzelli F, Hudson R E, et al. Stochastic maximum-likelihood DOA estimation in the presence of unknown nonuniform noise [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(7): 3038-3044.
[4] Vorobyov S A, Gershman A B, Wong K M. Maximum likelihood direction-of-arrival estimation in unknown noise fields using sparse sensor arrays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(1): 34-43.
[5] Huang J G, Chen J F, Liu C M, et al. Bayesian approach to high resolution direction-of-arrival estimation [C]//Proceeding of the Fourth International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE, 1998: 377-380.
[6] Li X, Huang J G. Bayesian high resolution DOA estimator based on importance sampling [C]//Proceeding of Oceans 2005-Europe. Brest, France: Institute of Electrical and Electronics Engineers Computer Society, 2005: 611-615.
[7] Djuric P M, Li H T. Bayesian spectrum estimation of harmonic signals [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1995, 2(11): 213-215.
[8] Viberg M, Swindlehurst A L. A Bayesian approach to auto-calibration for parametric array signal processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(12): 3495-3507.
[9] Dorigo M. Optimization, learning and natural algorithms [D]. Italy: Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Milano, 1992.
[10] Socha K, Dorigo M. Ant colony optimization for continuous domains [J]. European Journal of Operational Research, 2008, 185(3): 1155-1173.
[11] Dorigo M, Gambardella L M. Ant colony system: a cooperative learning approach to the traveling salesman problem [J]. IEEE

- Transactions on Evolutionary Computation, 1997, 1(1):53-66.
- [12] Costa D, Hertz A. Ants can colour graphs [J]. Journal of the Operational Research Society, 1997, 48(3):295-305.
- [13] Gagne C, Price W L, Gravel M. Comparing an ACO algorithm with other heuristics for the single machine scheduling problem with sequence-dependent setup times [J]. Journal of the Operational Research Society, 2002, 53:895-906.
- [14] Corne D, Dorigo M, Glover F. New ideas in optimization [M]. London, UK: McGraw-Hill, 1999:63-76.
- [15] 焦亚萌, 黄建国, 韩晶. 基于连续蚁群优化算法的小快拍加权子空间拟合快速算法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(4):972-976.
- Jiao Y M, Huang J G, Han J. Continuous ant colony optimization based weighted subspace fitting fast algorithm for DOA estimation with few snapshots [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(4):972-976 (in Chinese).

Fast Bayesian DOA estimator using continuous ant colony optimization

JIAO Yameng^{*1,2}, HUANG Jianguo², HAN Jing²

(1. College of Electronics and Information, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China;

2. School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: For the effectiveness of the ant colony optimization algorithm for solving high-dimensional non-linear search problem, a Bayesian maximum posteriori direction of arrival (DOA) estimation fast algorithm based on the ant colony optimization algorithm (ACO-Bayesian) was proposed. This algorithm adopts Bayesian maximum posteriori probability function as the objective function of the ant colony algorithm, exploits a weighted sum of several one-dimensional Gaussian functions in the sampling process. The global maximum of Bayesian spatial spectrum function can be reached after reasonable iterations. Simulation results show that the proposed algorithm provides similar performance to that achieved by Bayesian estimator, but its computational complexity cost is only 1/14 of original method. The water tank experiment results verified the correctness and validity of the proposed ACO-Bayesian method, which promote them to promising in engineering applications.

Key words: array signal processing; Bayesian estimator; ant colony optimization; computational complexity; water tank experimental

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0053

基于 JPL 星历的月基 SAR 多普勒参数估算方法

丁翼星^{1,2}, 郭华东³, 刘广^{*3}

(1. 中国科学院 电子学研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院大学 资源与环境学院, 北京 100039;
3. 中国科学院 遥感与数字地球研究所, 北京 100094)



摘 要: 月基合成孔径雷达(SAR)与传统低轨 SAR 相比,成像几何上存在成像距离长的特点,其多普勒参数估计方法也不同于常规的机载和星载 SAR. 基于喷气推进实验室(JPL)高精度星历,可以通过插值获取月心在地心惯性坐标系下的位置、速度和加速度以及月球天平动,然后经由坐标转换得到月面任意位置在地心惯性坐标系下的位置、速度和加速度. 在此基础上,建立了两个二次方程组,第1个方程组的解表示任意星下点离线角和斜视角情况下的波束矢量,第2个方程组求得波束矢量的模值,以此解算地面波束中心的坐标. 结果表明,月基 SAR 的波束角需沿轨不断调整,而且天线放置的位置也会对多普勒参数产生明显影响.

关键词: 月基 SAR; 多普勒参数; JPL 星历; 月基对地观测; 天平动

中图分类号: TN957.2

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0071-06

目前在轨工作的低地球轨道合成孔径雷达(SAR)测绘带较窄,重复观测周期长,不利于大面积区域的整体连续观测. 提升轨道高度是增大观测范围和测绘带幅宽最有效的方法,因此关于倾斜地球同步轨道卫星 SAR^[1]、地球同步轨道寄生 SAR^[2]和地球同步轨道双站 SAR^[3]的研究相继问世. 同步轨道 SAR 高度约为 36 000 km,重访周期缩短到 1d,而且距离测绘带幅宽也优于低轨系统,具有广阔的应用前景,不过星载天线和能源系统是当前面临的难题. 月基 SAR 是一个更新的设想,即在月球上放置一个甚至一对大型天线实现对地观测. 现在国际上对月基 SAR 的研究刚刚起步,虽然它的系统设计更加复杂,但是优势也十分明显:同样具有 1d 的重访周期^[4]、测绘带幅宽更大、寿命更长、能够形成长期的时间序列数据^[5],

还可以形成稳定的单轨双、多天线系统,通过干涉达到亚度数的干涉测量精度和亚毫米级的形变测量精度^[6].

多普勒中心频率和多普勒调频率是 SAR 成像处理中十分重要的参数,其计算精度直接影响到距离徙动校正和方位向聚焦的效果. 目前星载 SAR 多普勒参数计算方法有很多,如 Raney^[7]简化了卫星轨道和地球模型的不规则性,得到了较为简洁的计算方法,Curlander 等^[8]考虑了轨道和地球模型的偏心率,基于速度偏向角给出了精度更高的计算方法,Cumming 等^[9]给出了基于坐标旋转的星载 SAR 精确估计方法,杨文付等^[10]考虑了 J2 摄动对多普勒参数估算的影响,文竹等^[11]给出了全观测带内多普勒参数估计的方法,郑经波和赵秉吉等^[12-13]分别针对地球同步轨道

收稿日期: 2014-01-28; 录用日期: 2014-04-10; 网络出版时间: 2014-05-27 09:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0053.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60972141); 国家重点基础研究发展计划资助项目(2009CB723906); 中国科学院战略性先导科技专项课题(XDA04077200)

作者简介: 丁翼星(1983—),男,湖南攸县人,博士生,pearpeach@126.com

* 通讯作者: 刘广(1979—),男,河南隆回人,副研究员,liuguang@radi.ac.cn,主要研究方向为微波遥感.

引用格式: 丁翼星, 郭华东, 刘广. 基于 JPL 星历的月基 SAR 多普勒参数估算方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 71-76. Ding Y X, Guo H D, Liu G. Method to estimate the Doppler parameters of moon-borne SAR using JPL ephemeris[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 71-76 (in Chinese).

SAR 给出了高精度计算方法等. 这些方法应用在低轨 SAR 或同步轨道 SAR 的情况下, 表现出良好精度和实用性. 但是月基 SAR 天线运动方式与星载 SAR 系统不同, 因此这些方法不能直接用于月基 SAR 多普勒参数分析. 本文在利用喷气推进实验室(JPL)高精度星历 DE405 建立月基 SAR 对地观测几何模型的基础上, 提出一种基于空间坐标变换, 利用天线的位置、速度和加速度估算月基 SAR 多普勒参数的方法.

1 DE405 星历插值

目前只有文献[6]利用 ELP2000 月球运动理论建立了详细的月基 SAR 对地观测几何模型. ELP2000 是一个半解析的模型, 高精度计算的数学物理意义较为复杂, 而且精度不如 JPL 星历. JPL 星历是基于解析模型通过大量数值运算得到的, 与月球激光测距(目前已达到毫米级精度)的结果能较好地吻合^[14]. 因此本文选择基于 JPL 的星历 DE405 利用插值建立月基 SAR 对地观测几何位置模型. 目前美国航天航空局喷气推进实验室研制的 DE 系列星历表是最常用的高精度星历表. 每个星历表都由数值积分方法来解决多体问题, 并用最小二乘法来逼近大量的观测数据. 在 JPL 星历数据中天体的位置、速度和加速度以及月球天平动以切比雪夫多项式系数序列的形式给出^[15]. 利用切比雪夫插值多项式对星历进行插值可以获得任意时刻地球、月球的位置、速度和加速度, 并且采用三维坐标的形式进行表达. 坐标单位是一个天文单位(AU). 插值计算具有相似的形式, 例如 x 方向的位置矢量可由式(1)插值得到:

$$\mathbf{R}_x(t) = \sum_{k=0}^n a_k T_k(t) \quad (1)$$

其中, $T_k(t)$ 为第 1 类切比雪夫多项式; a_k 为星历文件中的系数; t 为标准化时间, 大小在 $-1 \sim 1$ 之间. 对速度和加速度插值可由对式(1)做微分得到. 设星历插值后的月心位置、速度和加速度分别 \mathbf{R}_0 , \mathbf{V}_0 和 \mathbf{A}_0 . 另外, 通过星历插值还可以获得任意时刻从月固坐标系转换到地心惯性坐标系的 3 个天平动欧拉角.

2 月基 SAR 对地观测模型的建立

月基 SAR 与星载 SAR 对地观测模型的最大区别在于: ①星载 SAR 姿态旋转一般采用 3-1-2 方式, 而月基 SAR 采用 3-1-3 旋转方式. ②星载 SAR 一般假设天线指向在星体坐标系内不变, 利

用卫星姿态控制指向, 而月基 SAR 无法控制月球姿态, 需直接调整控制指向的两个角度, 这两个角度在月面站心坐标系内为高度角和方位角, 在天球坐标系内为赤经和赤纬, 它们与星下点离线角和斜视角可相互转化. ③月基 SAR 需要考虑月球半径在姿态旋转时对天线位置的影响.

下面首先介绍 3 个右手坐标系(图 1): ①地心天球坐标系 O_E-xyz , x 指向春分点, z 指向天球北极, 假设其为惯性坐标系. ②月固坐标系, $O_L-x'y'z'$, x' 指向平均可见月盘中心或者也可以说是地球平均位置, 同时也是月面经纬网的零点, z' 指向月球北极. ③地固坐标系, $O_E-x''y''z''$, x'' 指向零度经线与赤道的交点, z'' 指向地球北极.

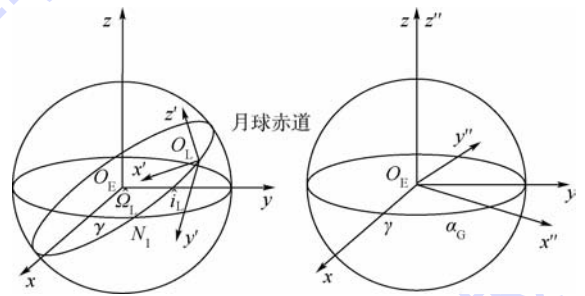


图 1 3 个右手坐标系, γ 为春分点

Fig. 1 Three right handed coordinates system in which γ is the vernal equinox

通过 3 个欧拉角 $\hat{\Omega}_L$, \hat{i}_L 和 \hat{u}_L 的旋转可以将月固坐标系旋转到地心惯性坐标系, 旋转矩阵为 \mathbf{M}_{LE} . 设月球赤道相对于地球赤道的升交点为 N_1 , 白道相对于黄道降交点为 N_2 , 3 个欧拉角的天文学含义分别为 N_1 的赤经, 月球赤道相对于地球赤道的倾角以及月球起始子午线经过 N_2 至 N_1 的夹角^[16]. 设 \mathbf{R}_x , \mathbf{R}_y 和 \mathbf{R}_z 分别为绕 x , y 和 z 轴旋转的旋转矩阵, 则

$$\mathbf{M}_{LE} = \mathbf{R}_z(-\hat{\Omega}_L) \mathbf{R}_x(-\hat{i}_L) \mathbf{R}_z(-\hat{u}_L) \quad (2)$$

3 个欧拉角的变率可取 $d\hat{\Omega}_L/dt = 0$, $d\hat{i}_L/dt = 0$, $d\hat{u}_L/dt = 13.2(^{\circ})/d$ 为月球公转的平均角速度.

通过旋转春分点格林尼治恒星时角 α_C 可以将地固坐标系旋转到地心惯性坐标系, 旋转矩阵为 \mathbf{M}_T , 可以用来计算等效斜视角. 由于变化量小或时间尺度过大的原因, 本文未考虑地球章动、岁差和极移. $d\alpha_C/dt = \omega_e$, ω_e 为地球自转角速度.

$$\mathbf{M}_T = \mathbf{R}_z(-\alpha_C) \quad (3)$$

月基 SAR 天线运动可以分解为两个部分: 月球质心的运动和天线随月球自转的运动. 由于月球在地心惯性坐标系中的位置、速度和加速度仅为时间的函数, 因此本文不将其视为影响多普勒

参数的自变量.能够影响月基 SAR 多普勒参数的量为:①天线在月球表面的位置;②波束角.

因此对于月面上经纬度为 (α_a, δ_a) 的点,它在月固坐标系下的天线位矢、速度和加速度为

$$\mathbf{R}_{ma} = R_m \begin{bmatrix} \cos \alpha_a \cos \delta_a \\ \sin \alpha_a \cos \delta_a \\ \sin \delta_a \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $R_m = 1738 \text{ km}$ 为月球半径.

$$\mathbf{V}_{ma} = d\mathbf{R}_{ma}/dt = \mathbf{0} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_{ma} = d^2\mathbf{R}_{ma}/dt^2 = \mathbf{0} \quad (6)$$

将它们转到月心惯性坐标系,再转到地心惯性坐标系后变为

$$\mathbf{R} = \mathbf{M}_{LE}\mathbf{R}_{ma} + \mathbf{R}_0 \quad (7)$$

$$\mathbf{V} = \frac{d\mathbf{M}_{LE}}{dt}\mathbf{R}_{ma} + \mathbf{V}_0 \quad (8)$$

$$\mathbf{A} = \frac{d^2\mathbf{M}_{LE}}{dt^2}\mathbf{R}_{ma} + \mathbf{A}_0 \quad (9)$$

式(7)~式(9)表示天线在惯性系中的位置、速度和加速度,当然也可以用数值差分方法计算速度和加速度,两者最大速度误差约为 $7.2 \times 10^{-5} \text{ m/s}$,最大加速度误差约为 $5.5 \times 10^{-9} \text{ m/s}^2$,对于多普勒参数计算完全可以忽略.

3 波束指向

月基 SAR 的一大优势是可以快速指向可见地球半球的任意位置,因此需要计算任意波束方向下的多普勒参数.空间中任意一个单位矢量都需要由两个角度控制,类似星载 SAR 系统,这两个角度一般可以转化为星下点离线角 θ_n 和斜视角 θ_s .星下点离线角为波束与天线位置矢量的夹角.斜视角是波束与零多普勒面之间的夹角.当这两个角度确定后,波束中心视矢量 \mathbf{R}_{LOS} 就确定了,中心视矢量与大地椭球体的交点即为地面波束覆盖区中心.在地心惯性坐标系下,如果知道星下点离线角 θ_n 和斜视角 θ_s ,则可以得到以下两个方程:

$$\theta_s = \frac{\pi}{2} - \arccos\left(\hat{\mathbf{R}}_{LOS} \cdot \frac{\mathbf{V}}{V}\right) \quad (10)$$

$$\theta_n = \pi - \arccos\left(\hat{\mathbf{R}}_{LOS} \cdot \frac{\mathbf{R}}{R}\right) \quad (11)$$

式(10)和式(11)构成两个圆锥面,两方程的解为两个曲面相交的单位矢量, z 的大根表示左视,小根表示右视,以下计算以左视为例.在地心惯性坐标系中计算,由于地球自转效应的主导作用,此时的 θ_s 为实际斜视角,与等效斜视角存在一定差异;如果在地固坐标系中计算,可以得到总的等效斜视角,用 θ_{rs} 表示.

地面波束中心矢量 \mathbf{R}_l 、波束中心视矢量 $\mathbf{R}_{LOS} = R_{LOS}\hat{\mathbf{R}}_{LOS}$ 和天线位置矢量 \mathbf{R} 有如下关系:

$$\mathbf{R}_l = \mathbf{R} + R_{LOS}\hat{\mathbf{R}}_{LOS} \quad (12)$$

并且, \mathbf{R}_l 满足地球椭球方程:

$$\frac{R_l(x)^2}{a_c^2} + \frac{R_l(y)^2}{a_c^2} + \frac{R_l(z)^2}{b_c^2} = 1 \quad (13)$$

其中, a_c 为地球赤道半径 6378.137 km ; b_c 为地球极地半径 6356.752 km . 根据以上关系可以得到一个二次方程,从而得到 R_{LOS} 的值^[9]. 星载 SAR 可以假设连接方式使得天线和星体的相对姿态保持一致,然而在月基 SAR 系统中,由于观测星下点离线角的限制和天平动的存在,天线指向必须不断调整以指向地球.

由于月球轨道倾角较小,月基 SAR 的纬度覆盖完整度受到一定限制.表 1 和图 2 显示了 θ_{rs} 为零时 θ_n 对波束纬度覆盖的影响(改变波束与天线速度的夹角).可以看出,随着 θ_n 等差递增,波束入射角和照射纬度也呈现等差递增的规律,而且波束中心扫过的纬度跨度也很稳定.这个特点使观测计划的制定变得相对简单,只需根据月球与目标的纬度差用简单的线性关系来计算所需的离线角.另外,考虑到波束宽度,月基 SAR 至少能覆盖 $\pm 75^\circ$ 之间的地区.2014 年 1 月月球轨道倾角较小,约为 20° ,在其他倾角较大的月份,波束覆盖区域更大.

表 1 月基 SAR 离线角对入射角和地面纬度的影响

Table 1 Incident angle and terrestrial latitude related to moon-borne SAR off-nadir angle ($^\circ$)

θ_n	波束中心入射角	最大纬度	最小纬度	纬度跨度
0.3	18.42	43.21	-4.80	48.01
0.4	24.91	50.05	2.82	47.24
0.5	31.77	57.02	10.47	46.55
0.6	39.18	64.34	18.40	45.95
0.7	47.49	72.40	26.76	45.64

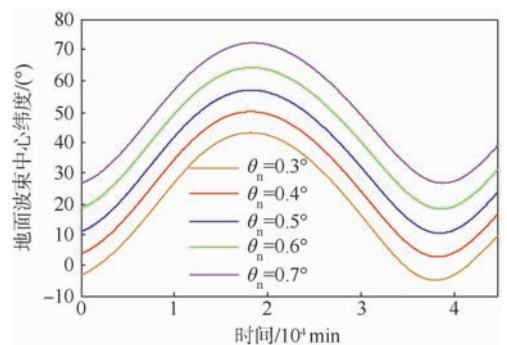


图 2 θ_n 与地面波束中心纬度沿轨变化关系

Fig. 2 Relationship between terrestrial latitude of beam footprint center and θ_n along the orbit

如果直接给定一个 θ_n , 那么波束会有大部分时间不能与地球椭圆相交. 由表 1 可以看出, 月基 SAR 的 θ_n 最好在 $0.3^\circ \sim 0.7^\circ$ 之间, 而最大 θ_n 不应超过 4° . 图 3 给出了月基 SAR 的 θ_n 沿轨从 -4° 变化到 4° 时地面波束中心的纬度变化情况 ($\theta_n = 0.5^\circ$), 其整体形状与图 2 类似. 很明显需要通过沿轨不断变化 θ_n 可以使波束一直照射在地球上, 而且还可以增加纬度照射范围以应对不同的观测需求.

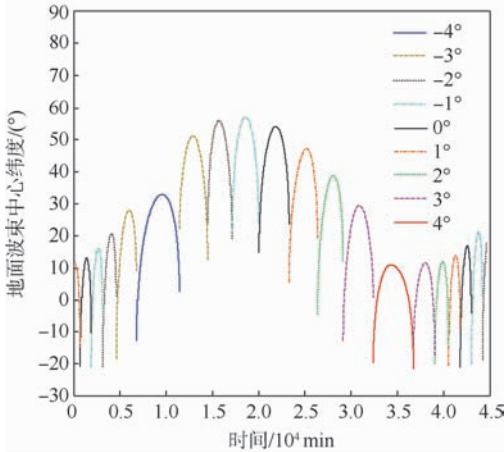


图 3 θ_n 与地面波束中心纬度沿轨变化关系

Fig. 3 Relationship between terrestrial latitude of beam footprint center and θ_n along the orbit

4 估算多普勒参数

SAR 多普勒中心频率可表示为

$$f_{d,c} = -\frac{2(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_t)}{\lambda |\mathbf{R} - \mathbf{R}_t|} = -\frac{2(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t) \hat{\mathbf{R}}_{\text{los}}}{\lambda} \quad (14)$$

其中 \mathbf{V}_t 为目标随地球自转的线速度.

对式(14)进行微分, 得到多普勒调频率的计算公式:

$$f_{a,c} = -\frac{2}{\lambda} \left\{ \frac{(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t)^2}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}_t|} + \frac{(\mathbf{A} - \mathbf{A}_t)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_t)}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}_t|} - \frac{[(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t)(\mathbf{R} - \mathbf{R}_t)]^2}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}_t|^3} \right\} = -\frac{2}{\lambda} \left\{ \frac{(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t)^2 - [(\mathbf{V} - \mathbf{V}_t) \hat{\mathbf{R}}_{\text{los}}]^2}{|\mathbf{R} - \mathbf{R}_t|} + (\mathbf{A} - \mathbf{A}_t) \hat{\mathbf{R}}_{\text{los}} \right\} \quad (15)$$

其中 \mathbf{A}_t 为目标随地球自转的加速度. 由于观测距离长, 式中大括号里的第 1 项很小. 通过式(14)和式(15)可以计算得到月基 SAR 的多普勒参数. 文献[9,11]方法与本文的方法均为利用坐标系

旋转进行计算, 但本文方法做了适合月基 SAR 特点的改进: ①考虑了天线位置与月心的差异; ②直接利用离线角和斜视角定义天线方向更适合月基 SAR 的实际情况. 下面探讨天线位置差异引入的计算误差.

本文选择了 6 个点进行分析, 分别是月面坐标为 $A(0,0), B(0,60), C(0,-60), D(60,0), E(-60,0)$ 和 F 月心, $\theta_n = 0^\circ, \theta_n = 0.5^\circ$. 图 4 显示了计算结果, 为了表现差异, 仅给出了局部放大图. 天线位置差异对多普勒中心频率计算的影响主要体现在: ①多普勒中心频率曲线出现时移, 最大时移均出现在 D 和 E 之间, 大小为 $75 \sim 115 \text{ min}$; ②曲线形状略有不同, B 和 C 的差异相对更大, 消除时移后仍可达数十赫兹. 位置对多普勒调频率也有相似的影响, 时移最大值也出现在 D 和 E 之间, 而值的最大差异为 0.002 Hz/s , 出现在 B 和 C 之间.

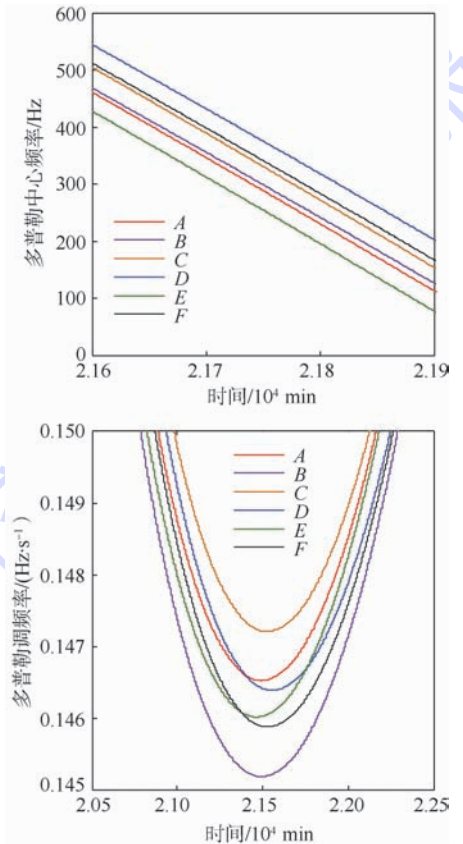


图 4 月面位置对多普勒参数估算的影响

Fig. 4 Doppler parameters estimation variance attributed to different selenographic position

事实上, F 点可以假设是一个放置在月心处的卫星, 能够利用文献[9]中的方法以及式(14)和式(15)进行估算, 但需要注意天线指向. 图 5 显示了未经月面位置补偿的星载 SAR 估算方法

中与经过月面位置补偿的本文方法之间多普勒调频率误差沿轨变化情况,参照点为 F 点(多普勒调频率误差为 0)。为了使曲线连续并消除角度定义上的差异,本图使用了零多普勒导引。六者最大误差出现在 B 和 C 之间,大小仍然为 0.002 Hz/s 。与 F 点相比,调频率误差最大值出现在 C 点,约 0.0015 Hz/s ,而月面零点 A 的最大误差约为 0.001 Hz/s 。

由于月基 SAR 的合成时间相当长(10 min 左右),如此误差仍然会对成像造成严重影响。多普勒中心频率的估计误差应该处于信号模糊比和 SNR 容许的损失范围之内。设时长为 600 s,调频率为 0.2 Hz/s ,过采样率为 1.2,则 $\text{PRF} = 144 \text{ Hz}$,误差应小于 7.2 Hz 。另外,多普勒中心频率误差的差异还会造成图像畸变。月基 SAR 方位压缩中,2% 的冲击响应展宽对应 $1.9 \times 10^{-6} \text{ Hz/s}$ 的多普勒调频率误差。由此可见多普勒参数对天线放置位置十分敏感,而月面位置补偿也是十分必要的。

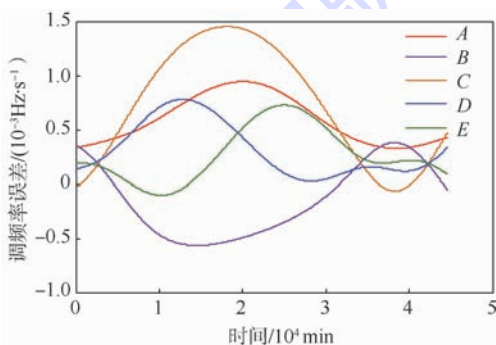


图 5 零多普勒导引后的多普勒调频率误差

Fig. 5 Doppler frequency rate error after zero Doppler steering

5 结 论

本文利用 JPL 星历通过插值和坐标转换构建了月基 SAR 对地观测几何模型。在此基础上,利用两个二次方程组,解算任意波束方向下的地面波束印记中心位置,再计算月基 SAR 的多普勒参数,得到如下结论:

1) 星历插值后,对旋转矩阵近似求导可获得天线在地心惯性坐标系下的运动参数,与高精度数值差分结果相比误差可以忽略。

2) 月基 SAR 的波束角需沿轨不断调整以指向地球,在星下点离线角为 0.5° 时,斜视角最大值约为 4° 。

3) 天线放置的位置会明显影响多普勒参数的计算值,中心频率偏差可超过一个 PRF,调频率

偏差在 10^{-3} 量级。

参考文献 (References)

- [1] Kiyo T, Jean P. Synthetic aperture radar imaging from an inclined geosynchronous orbit [J]. IEEE T Geosci Remote Sens, 1983, GE-21(3):324-329.
- [2] Prati C, Rocca F, Giancola D, et al. Passive geosynchronous SAR system reusing backscattered digital audio broadcasting signals [J]. IEEE T Geosci Remote Sens, 1998, 36(6):1973-1976.
- [3] Bruno D, Hobbs S, Ottavianelli G. Geosynchronous synthetic aperture radar: concept design, properties and possible applications [J]. Acta Astronaut, 2006, 59(1):149-156.
- [4] Fornaro G, Franceschetti G, Lombardini F, et al. Potentials and limitations of moon-borne SAR imaging [J]. IEEE T Geosci Remote Sens, 2010, 48(7):3009-3019.
- [5] Guo H D, Ding Y X, Liu G, et al. Conceptual study of lunar-based SAR for global change monitoring [J]. Science China: Earth Sciences, 2014, 57(8):1771-1779.
- [6] Moccia A, Renga A. Synthetic aperture radar for Earth observation from a lunar base: performance and potential applications [J]. IEEE T Aero Elec Sys, 2010, 46(3):1034-1051.
- [7] Raney R K. Doppler properties of radars in circular orbits [J]. International Journal of Remote Sensing Letters, 1986, 7(9):1153-1162.
- [8] Curlander J C, McDonough R N. Synthetic aperture radar system and signal processing [M]. New York: Wiley, 1991.
- [9] Cumming I G, Wong F H. Digital processing of synthetic, aperture radar data: algorithms and implementation [M]. Boston: Artech House, 2005.
- [10] 杨文付, 曾涛, 丁泽刚. 基于星历数据的 SAR 多普勒参数计算 [J]. 北京理工大学学报, 2010, 30(10):1221-1225.
Yang W F, Zeng T, Ding Z G. Doppler parameters calculation of SAR based on satellite ephemeris [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2010, 30(10):1221-1225 (in Chinese).
- [11] 文竹, 周荫清, 陈杰. 高精度星载 SAR 多普勒参数估算方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(12):1418-1421.
Wen Z, Zhou Y Q, Chen J. Accurate method to calculate spaceborne SAR Doppler parameters [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(12):1418-1421 (in Chinese).
- [12] 郑经波, 宋红军, 尚秀芹, 等. 地球同步轨道星载 SAR 多普勒特性分析 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(4):810-815.
Zheng J B, Song H J, Shang X Q, et al. Doppler properties analysis of GEO spaceborne SAR [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(4):810-815 (in Chinese).
- [13] 赵秉吉, 齐向阳, 宋红军, 等. 基于椭圆轨道的 Geo-SAR 精确多普勒参数解析计算方法 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11):2642-2647.
Zhao B J, Qi X Y, Song H J, et al. Accurate Doppler parameters estimation of Geo-SAR based on elliptical orbit [J]. Journal of

- Electronics & Information Technology, 2012, 34 (11): 2642-2647 (in Chinese).
- [14] Murphy T W. Lunar laser ranging: the millimeter challenge [J]. Reports on Progress in Physics, 2013, 76 (7): 076901.
- [15] Standish E M. JPL planetary and lunar ephemerides, DE 405/LE 405 [EB/OL], California: Jet Propulsion Laboratory, 1998 (1998-08-26)[2014-01-05]. [IOM 312. F 98 048], <http://iau-comm4.jpl.nasa.gov/de405iom/de405iom.pdf>.
- [16] 郗晓宁, 曾国强, 任萱, 等. 月球探测器轨道设计 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- Xi X N, Zeng G Q, Ren X. Orbit design of lunar probe [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2001 (in Chinese).

Method to estimate the Doppler parameters of moon-borne SAR using JPL ephemeris

DING Yixing^{1,2}, GUO Huadong³, LIU Guang^{*3}

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. College of Resources and Environment, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China;

3. Institute of Remote Sensing and Digital Earth, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China)

Abstract: Compared with the low earth orbit synthetic aperture radar (SAR) system, the moon-borne SAR is distinct from its unique imaging geometry, so the Doppler parameters estimation method is different from conventional pickaback and satellite-borne SAR. Precise jet propulsion laboratory (JPL) ephemeris was used to interpolate the position, velocity and acceleration of lunar barycenter as well as the libration in geocentric inertial coordinate system. Then the position, velocity and acceleration of an object at any selenographic coordinates were able to be acquired via the coordinate transformation. Based on this, two quadratic equation sets were put forward to calculate the beam direction at any off-nadir angle and squint angle, and to solve the modulus value of line of sight, then coordinating the footprint center. Simulation results show that the beam angle needs a continuous adjustment along the orbit to point the earth disk in moon-borne SAR case, and the antenna position displacement leads to a significant shift on the Doppler parameters.

Key words: moon-borne RAR (synthetic aperture radar); Doppler parameters; jet propulsion laboratory ephemeris; earth observation from moon; libration

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0068

针对机动目标的改进 UFIR 跟踪算法

付锦斌¹, 孙进平^{*1}, 卢松涛², 张耀天¹

(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191; 2. 爱荷华州立大学 电子与计算工程系, 安姆斯 50011)

摘 要: 在机动目标跟踪中, 卡尔曼滤波器(KF)及其改进算法的性能依赖于过程噪声统计特性的准确性, 若模型过程噪声与实际存在偏差, 通常会出现估计误差增大甚至发散的现象. 无偏有限冲击响应滤波器(UFIR)在滤波过程中无需过程噪声统计特性的先验知识, 将其应用于机动目标跟踪中, 针对现有 UFIR 滤波器中广义噪声功率增益(GNPG)不随量测新息变化的问题, 设计了一种根据相邻时刻量测新息比值动态调整 GNPG 的改进 UFIR 滤波器, 改善了 UFIR 滤波器的机动检测能力. 仿真结果表明, 当假定过程噪声准确时, 现有和改进 UFIR 滤波器与 KF 的跟踪性能相似; 但当假定过程噪声不准确时, 改进 UFIR 滤波器具有最佳的滤波效果.

关键词: 机动目标跟踪; 无偏有限冲击响应滤波器; 卡尔曼滤波器; 广义噪声功率增益; 自适应

中图分类号: TN953

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2015)01-0077-06

机动目标跟踪一直是雷达目标跟踪中的难点. 在状态估计方面被普遍采用的卡尔曼滤波器(KF)通过状态空间模型中状态方程的过程噪声适应目标机动. 而实际中由于目标的机动情况未知, 这就造成状态方程的过程噪声难以确定进而影响了滤波的效果. 针对 KF 的这一缺点提出了很多改进算法, 诸如可调白噪声(CN)算法^[1]、变维滤波(VD)算法^[2]、多模型(MM)算法^[3]及交互式多模型(IMM)算法^[4]等. 这些算法大都通过设置多个过程噪声或者通过各种方法降低过程噪声的不确定性以期获得比 KF 更好的性能, 但都没有从根本上解决滤波性能对于过程噪声统计特性的依赖^[5].

满足无偏要求的有限冲击响应(FIR)滤波器^[6]最早由 Shmaliy 提出. 之后在最优有限冲击

响应(OFIR)滤波器^[7]和嵌入无偏的 OFIR 滤波器^[8-9]的基础上, Shmaliy 提出了一种在滤波过程中能够无视噪声统计特性的无偏有限冲击响应(UFIR)滤波器^[10]. 为使 UFIR 滤波器得到最佳的滤波性能, UFIR 滤波器的窗长必须是最优的. 幸运的是最优窗长并不像 KF 的过程噪声那样只能通过先验知识进行假定, 它可以通过所得量测计算求出^[11]. 而且 UFIR 滤波器能够表示为迭代的形式^[10], 这大大降低了 UFIR 滤波器的计算量.

基于 UFIR 滤波器无需噪声统计特性的特点, 本文将应用于机动目标跟踪中. 文中对比了 UFIR 滤波器与 KF 对机动目标的跟踪效果, 并针对现有迭代 UFIR 滤波器的新息增益只随状态空间方程改变而改变的缺陷, 提出了一种改进的 UFIR 滤波算法. 利用量测与滤波结果的偏差

收稿日期: 2014-02-24; 录用日期: 2014-05-30; 网络出版时间: 2014-06-24 09:08

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0068.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61201318, 61471019); 国防重点实验室基金资助项目(9140C800202120C80279)

作者简介: 付锦斌(1991—), 男, 江西景德镇人, 博士生, by1302155@ee.buaa.edu.cn

* 通讯作者: 孙进平(1975—), 男, 甘肃天水人, 教授, sunjinping@buaa.edu.cn, 主要研究方向为雷达信号处理.

引用格式: 付锦斌, 孙进平, 卢松涛, 等. 针对机动目标的改进 UFIR 跟踪算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 77-82.
Fu J B, Sun J P, Lu S T, et al. Maneuvering target tracking with modified unbiased FIR filter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 77-82 (in Chinese).

动态修正新息增益,使得 UFIR 滤波器对目标的机动具有了一定的自适应能力. 仿真结果验证了该 UFIR 滤波器在机动目标跟踪中具有良好的性能.

1 线性系统模型

因为非线性情况能够通过以类似扩展卡尔曼滤波器(EKF)^[12]的处理过程那样进行线性化,UFIR 滤波器的优势并不会受到影响,所以本文仅考虑线性系统模型的情形. 离散时变线性系统模型用状态空间模型的状态和观测方程描述如下:

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{F}_n \mathbf{x}_{n-1} + \mathbf{B}_n \mathbf{w}_n \quad (1)$$

$$\mathbf{z}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n \quad (2)$$

其中, $\mathbf{x}_n \in \mathbf{R}^K$, $\mathbf{z}_n \in \mathbf{R}^M$ 为第 n 时刻状态和观测矢量; $\mathbf{F}_n \in \mathbf{R}^{K \times K}$, $\mathbf{B}_n \in \mathbf{R}^{K \times P}$, $\mathbf{H}_n \in \mathbf{R}^{M \times K}$ 为第 n 时刻的状态转移矩阵、过程噪声增益矩阵和量测矩阵. 假定第 n 时刻过程噪声矢量 $\mathbf{w}_n \in \mathbf{R}^P$, 量测噪声矢量 $\mathbf{v}_n \in \mathbf{R}^M$ 分布均为零均值高斯白噪声, 即 $E\{\mathbf{w}_n\} = 0$, $E\{\mathbf{v}_n\} = 0$; 并假定两个噪声矢量互不相关, 即对于任意的 i, j 满足 $E\{\mathbf{w}_i \mathbf{v}_j^T\} = 0$. $\mathbf{Q}_n = E[\mathbf{w}_n \mathbf{w}_n^T]$ 为过程噪声协方差矩阵, $\mathbf{R}_n = E[\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^T]$ 为量测噪声协方差矩阵.

对于时不变情况, 状态空间模型的状态转移矩阵和观测矩阵简化为 \mathbf{F} 和 \mathbf{H} .

2 现有 UFIR 滤波器

假定 UFIR 滤波器窗长为 N , 那么当得到第 n 时刻的量测时, 从时刻 $m = n - N + 1$ 到时刻 n 之间的 N 个量测为可用量测. 为了保证滤波器的因果性, 必须满足 $m \geq 0$, 即 $n \geq N - 1$.

由文献[10]和文献[13]可得 n 时刻目标状态的估计值可以表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \mathcal{F}_{n,0}^{m+1} \mathcal{H}_{n,m}^{-1} \mathbf{Z}_{n,m} \quad (3)$$

其中

$$\mathcal{F}_{r,h}^{r-g} = \prod_{i=h}^g \mathbf{F}_{r-i} = \mathbf{F}_{r-h} \mathbf{F}_{r-h-1} \cdots \mathbf{F}_{r-g} \quad (4)$$

$$\mathcal{H}_{n,m}^{-1} = (\mathbf{H}_{n,m}^T \mathbf{H}_{n,m})^{-1} \mathbf{H}_{n,m}^T \quad (5)$$

$$\mathbf{Z}_{n,m} = [\mathbf{z}_n^T \quad \mathbf{z}_{n-1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{z}_m^T]^T \quad (6)$$

而

$$\mathbf{H}_{n,m} = \bar{\mathbf{H}}_{n,m} \mathbf{F}_{n,m} \quad (7)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_{n,m} = \text{diag}(\mathbf{H}_n \quad \mathbf{H}_{n-1} \quad \cdots \quad \mathbf{H}_m) \quad (8)$$

$$\mathbf{F}_{n,m} = [\mathcal{F}_{n,0}^{m+1} \quad \mathcal{F}_{n,0}^{m+1} \quad \cdots \quad \mathbf{F}_{m+1}^T \quad \mathbf{I}]^T \quad (9)$$

对于时不变系统而言, 此时估计式简化为

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \mathbf{F}^{N-1} \bar{\mathcal{H}}_{N-1}^{-1} \mathbf{Z}_{n,m} \quad (10)$$

其中

$$\bar{\mathcal{H}}_{N-1}^{-1} = (\bar{\mathbf{H}}_{N-1}^T \bar{\mathbf{H}}_{N-1})^{-1} \bar{\mathbf{H}}_{N-1}^T \quad (11)$$

$$\mathbf{Z}_{n,m} = [\mathbf{z}_n^T \quad \mathbf{z}_{n-1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{z}_m^T] \quad (12)$$

而

$$\bar{\mathbf{H}}_{N-1} = \hat{\mathbf{H}}_{N-1} \bar{\mathbf{F}}_{N-1} \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{F}}_{N-1} = [(\mathbf{F}^{N-1})^T \quad \cdots \quad \mathbf{F}^T \quad \mathbf{I}]^T \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{N-1} = \text{diag}(\underbrace{\mathbf{H} \quad \mathbf{H} \quad \cdots \quad \mathbf{H}}_N) \quad (15)$$

从上面的介绍可以看出, 批处理 UFIR 滤波器能够在忽视噪声统计特性的情况下对信号进行滤波. 更重要的是当 $N \gg 1$ 时, UFIR 滤波器是近似最优的. 但另一方面, N 的增大将引起矩阵和向量维数的增大, 从而导致计算量急剧增加.

迭代 UFIR 滤波器很好地解决了这一问题, 由文献[14]可得迭代 UFIR 估计式为

$$\hat{\mathbf{x}}_l = \mathbf{F}_l \hat{\mathbf{x}}_{l-1} + \mathbf{K}_l (\mathbf{z}_l - \mathbf{H}_l \mathbf{F}_l \hat{\mathbf{x}}_{l-1}) \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{K}_l = \mathbf{G}_l \mathbf{H}_l^T \quad (17)$$

$$\mathbf{G}_l = [\mathbf{H}_l^T \mathbf{H}_l + (\mathbf{F}_l \mathbf{G}_{l-1} \mathbf{F}_l^T)^{-1}]^{-1} \quad (18)$$

其中 \mathbf{G}_l 为第 l 时刻的广义噪声功率增益(GNPG)^[15]. 初始条件 $\hat{\mathbf{x}}_s$ 和 \mathbf{G}_s 通过批处理 UFIR 滤波器而得到:

$$\hat{\mathbf{x}}_s = \mathcal{F}_{s,0}^{m+1} \mathcal{H}_{s,m}^{-1} \mathbf{Z}_{s,m} \quad (19)$$

$$\mathbf{G}_s = \mathcal{F}_{s,0}^{m+1} (\mathbf{H}_{s,m}^T \mathbf{H}_{s,m})^{-1} (\mathcal{F}_{s,0}^{m+1})^T \quad (20)$$

此时批处理窗长 $K \ll N$. 其中 $s = m + K - 1$, 迭代变量 l 从 $m + K$ 到 n . 当 $l = n$ 时, 得到滤波器的估计值 $\hat{\mathbf{x}}_n$.

对于时不变系统公式简化为

$$\hat{\mathbf{x}}_l = \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}_{l-1} + \mathbf{K}_l (\mathbf{z}_l - \mathbf{H} \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}_{l-1}) \quad (21)$$

其中

$$\mathbf{K}_l = \mathbf{G}_l \mathbf{H}^T \quad (22)$$

$$\mathbf{G}_l = [\mathbf{H}^T \mathbf{H} + (\mathbf{F} \mathbf{G}_{l-1} \mathbf{F}^T)^{-1}]^{-1} \quad (23)$$

初始条件 $\hat{\mathbf{x}}_s$ 和 \mathbf{G}_s 同样可由窗长为 K 的时不变批处理 UFIR 滤波器得到:

$$\hat{\mathbf{x}}_s = \mathbf{F}^{s-m} \mathcal{H}_{s,m}^{-1} \mathbf{Z}_{s,m} \quad (24)$$

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{F}^{s-m} (\mathbf{H}_{s,m}^T \mathbf{H}_{s,m})^{-1} (\mathbf{F}^{s-m})^T \quad (25)$$

其中 $s = m + K - 1$, 迭代变量 l 从 $m + K$ 到 n .

3 改进迭代 UFIR 滤波器

在机动目标跟踪中, 机动的出现会使得量测数据与滤波数据产生较大偏差. 所以偏差的大小能够反映出机动的情况. 但从式(18)和式(23)可以看出 GNPG 只与状态转移矩阵和观测矩阵有关. 而且迭代 UFIR 滤波器每一点的滤波结果都

是由之前 $N - K$ 个量测独立迭代得到的. 这样不同时刻滤波过程中的 GNPG 具有一定的独立性, 这使得对于 GNPG 的改变更加自由. 所以本文通过量测数据与滤波数据的偏差定义广义噪声功率增益调整系数 (γ) 来自适应调整 GNPG 的值, 以进一步提高 UFIR 滤波器的滤波效果.

首先, 由于机动只与量测与滤波结果偏差的大小有关而与符号无关, 所以本文选取量测与滤波结果偏差的均方根作为描述机动的基本信息, 第 i 时刻偏差的均方根表示为

$$\eta_i = \sqrt{\frac{(\mathbf{Z}_i - \mathbf{H}_i \hat{\mathbf{x}}_i)^T (\mathbf{Z}_i - \mathbf{H}_i \hat{\mathbf{x}}_i)}{\kappa}} \quad (26)$$

其中 κ 为目标运动的维数; \mathbf{Z}_i 为第 i 时刻的量测数据; $\hat{\mathbf{x}}_i$ 为第 i 时刻的滤波结果; \mathbf{H}_i 为状态空间模型的观测矩阵.

其次, 由于只有通过不同时刻偏差的比值才能反映出机动的情况, 所以本文将上一时刻偏差的均方根作为基准, 此时刻偏差的均方根与上一时刻的比值来反映机动的情况. 并且考虑到迭代开始时的 GNPG 为初始批处理窗长 K 个时刻积累的结果, 所以有理由对其开 K 次方. 那么第 i 时刻与 $i - 1$ 时刻的比值表示为

$$\lambda_i = \sqrt[K]{\eta_i / \eta_{i-1}} \quad (27)$$

最后, 考虑到可能因为各种原因产生野值而造成滤波发散. 又由于机动一般都会持续几秒甚至十几秒, 所以本文采用对多时刻 λ 取均值的方法来消除野值的影响, 同时这又不会影响对机动的描述. 对于取均值的范围本文选取窗长的一半.

l 时刻的广义噪声功率增益调整系数表示为

$$\gamma_l = \frac{1}{\lfloor N/2 \rfloor} \sum_{i=l_0}^l \lambda_i \quad (28)$$

其中 $l_0 = l - \lfloor N/2 \rfloor + 1$, $\lfloor N/2 \rfloor$ 表示取 $N/2$ 的整数部分. 由于必须满足 $l_0 \geq m + K + 1$, 即

$$l \geq m + K + \lfloor N/2 \rfloor \quad (29)$$

从而对广义噪声功率增益的调整只能从 $m + K + \lfloor N/2 \rfloor$ 时刻开始. 前述算法中的式(18)变为

$$\mathbf{G}_l = \gamma_l [\mathbf{H}_l^T \mathbf{H}_l + (\mathbf{F}_l \mathbf{G}_{l-1} \mathbf{F}_l^T)^{-1}]^{-1} \quad (30)$$

式(23)变为

$$\mathbf{G}_l = \gamma_l [\mathbf{H}^T \mathbf{H} + (\mathbf{F} \mathbf{G}_{l-1} \mathbf{F}^T)^{-1}]^{-1} \quad (31)$$

从算法可以看出滤波过程中每个 γ 都开了 K 次方, 这显然不是最佳的. 因为随着迭代过程的进行, 初始批处理长度的影响将不断减小. 不过考虑批处理的影响程度随迭代次数增加而减小的程度很难度量, 且更趋向于 1 的 γ 更能够保证滤波的收敛, 这样每个 γ 都开最大次方似乎也是唯一的

选择. 不过乘上广义噪声增益调整系数必然将降低滤波的收敛速度, 但这与在机动目标跟踪中丢失目标相比是可以接受的.

从总体上看, 随着迭代次数的增加, 目标位置的协方差趋于减小. 由于存在目标机动, 所以改进算法能够被理解为: 当此时刻的量测与滤波结果的偏差比前一时刻要大时, 则有理由相信此时目标发生了机动, 那么就增大 GNPG 赋予新息更高的权重, 从而降低机动造成的滤波误差. 而当此时刻偏差比前一时刻小时, 表明滤波结果是准确的, 那么适当减小新息的权重并不会影响滤波效果, 同时 GNPG 的减小还能够加快滤波的收敛速度.

4 机动目标跟踪仿真

本文的仿真场景为一个机动目标加速-转弯场景. 其中时刻 1 ~ 时刻 20 为加速区, 时刻 20 ~ 时刻 40 为匀速区, 时刻 40 ~ 时刻 70 为转弯区, 时刻 70 ~ 时刻 100 为匀速区, 如图 1 所示.

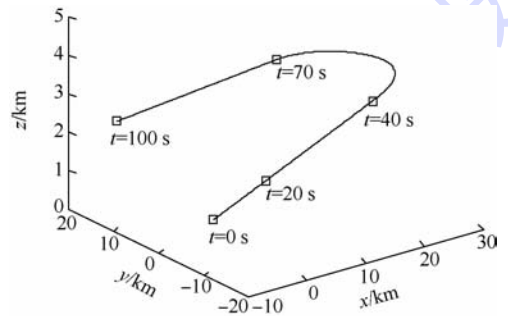


图 1 机动目标仿真场景

Fig. 1 Maneuvering target simulation scenario

仿真系统描述为直角坐标系下的白噪声加速度模型. 其中式(1)和式(2)中, 状态 \mathbf{x} 定义为 xyz 方向上的位移、速度和加速度的 9 维向量.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 0.5T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 0.5T^2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 0.5T^2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{I}$$

过程噪声协方差:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.25T^4 & 0 & 0 & 0.5T^3 & 0 & 0 & 0.5T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0.25T^4 & 0 & 0 & 0.5T^3 & 0 & 0 & 0.5T^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0.25T^4 & 0 & 0 & 0.5T^3 & 0 & 0 & 0.5T^2 \\ 0.5T^3 & 0 & 0 & T^2 & 0 & 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & 0.5T^3 & 0 & 0 & T^2 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0.5T^3 & 0 & 0 & T^2 & 0 & 0 & T \\ 0.5T^2 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5T^2 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5T^2 & 0 & 0 & T & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

量测噪声协方差:

$$R = \begin{bmatrix} 400 & 0 & 0 \\ 0 & 400 & 0 \\ 0 & 0 & 400 \end{bmatrix}$$

其中 T 为采样间隔, 仿真中 $T=0.1$.

考虑到对现有的任何一种基于 KF 的机动目标跟踪算法(如 CN, VD, IMM 等), 都可以按其原理设计对应的基于 UFIR 滤波器的跟踪算法, 并且 UFIR 滤波器能够忽视噪声统计特性的优势依然存在. 因此仿真中只对 KF, UFIR 滤波器及改进 UFIR 滤波器的性能进行了仿真实比.

当目标轨迹被附加一个协方差为 100 的零均值高斯白噪声时, 卡尔曼滤波器近似达到最优. 通过计算求出此时 UFIR 滤波器的最优窗长 $N_{opt} = 55$ ^[11,16], 并取批处理长度 $K=5$.

100 次蒙特卡洛所得 35~55 s 一段的位置均方根误差(RMSE)如图 2 所示.

通过仿真可以发现, 在噪声统计特性已知的情况下, KF 的滤波性能比两种 UFIR 滤波器都好. 而改进 UFIR 滤波器与现有 UFIR 滤波器在最优条件下的滤波效果是相似的. 这也验证了在已知噪声统计特性的条件下, 在 LMMSE 准则下 KF 是最优的, 也是最佳的选择.

由于在真实情况下, 并不能准确预知目标的运动情况, 此时假定的过程噪声统计特性可能并不准确. 为了验证 3 种滤波器对于这种不准确情况的鲁棒性, 将过程噪声协方差调整为 16, 此时仿真结果如图 3 所示.

从仿真结果可以看出, 由于此时假定的过程噪声统计特性并不准确, KF 的估计误差显著增大. 但 UFIR 滤波器由于在滤波过程中并不需要过程噪声统计特性的先验信息, 对假定过程噪声统计特性不准确的情况表现出了更强的鲁棒性. 并且改进 UFIR 滤波器由于能够利用量测与滤波

结果之间的偏差来自适应调整新息增益矩阵, 从而更好地适应了目标机动, 获得了比现有 UFIR 滤波器更好的滤波性能.

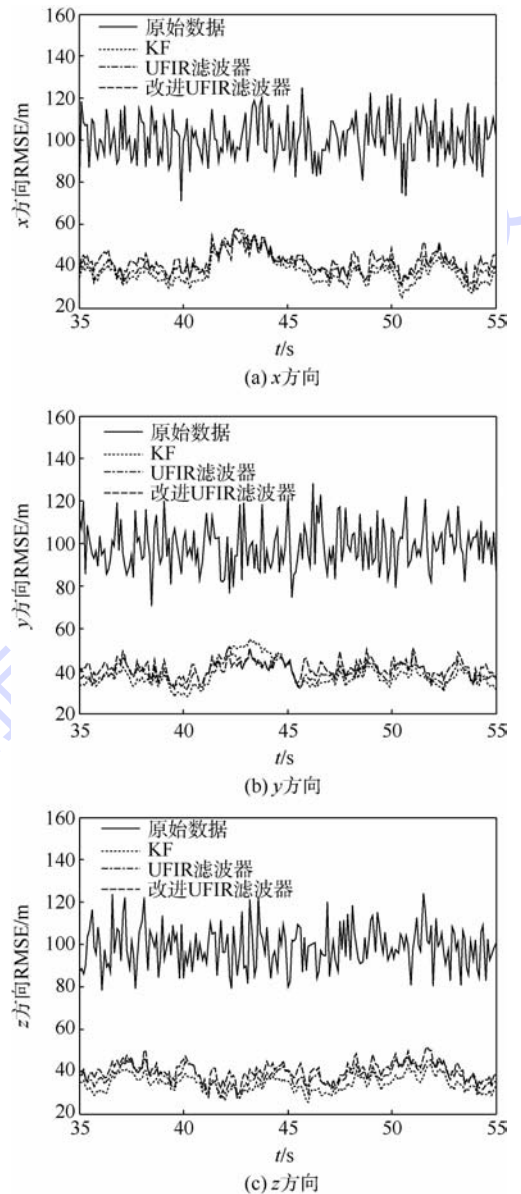


图2 噪声特性已知情况下的滤波器性能对比

Fig. 2 Filter performances when noise statistics are known

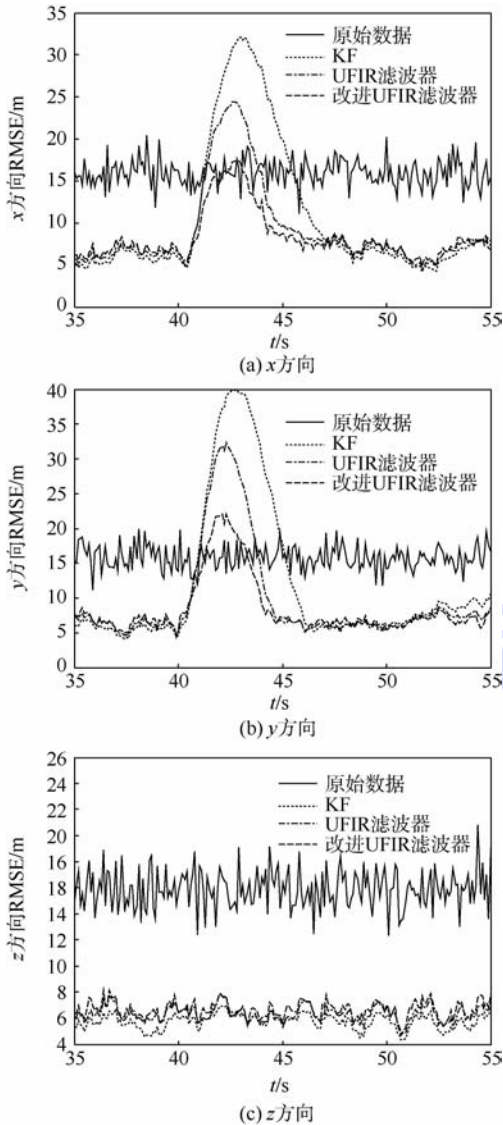


图3 噪声特性未知情况下的滤波器性能对比
Fig. 3 Filter performances when noise statistics are unknown

5 结 论

本文将 UFIR 滤波器用于机动目标跟踪中,并针对现有 UFIR 滤波器的缺点提出了改进算法。仿真结果表明:

1) 在已知初始条件和噪声统计分布的理想条件下,KF 在 LMMSE 准则下比 UFIR 滤波器性能略优。

2) 但当噪声发生变化即噪声统计分布未知时,UFIR 滤波器相对于 KF 表现出了更强的鲁棒性。

3) 本文提出的改进 UFIR 滤波器能够自适应调整新息增益矩阵,表现出了相比于现有 UFIR 滤波器更佳的滤波性能。

4) UFIR 滤波器的这些优势的代价就是迭代 UFIR 滤波器的计算量近似为 KF 的 N_{opt} 倍。

参考文献 (References)

- [1] Houles A, Bar-Shalom Y. Multisensor tracking of a maneuvering target in clutter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1989, 25(2): 176-188.
- [2] Bar-Shalom Y, Birmiwal K. Variable dimension filter for maneuvering target tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, 18(5): 621-629.
- [3] Magrill D T. Optimal adaptive estimation of sampled stochastic processes[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1965, 10(4): 434-439.
- [4] Nadarajah N, Tharmarasa R, McDonald M, et al. IMM forward filtering and backward smoothing for maneuvering target tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(3): 2673-2678.
- [5] Gibbs B. Advanced Kalman filtering, least-squares and modeling[M]. New York: Wiley, 2011.
- [6] Shmaliy Y S. An unbiased FIR filter for TIE model of a local clock in applications to GPS-based timekeeping[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2006, 53(5): 862-869.
- [7] Kwon O K, Kwon W H, Lee K S. FIR filters and recursive forms for discrete-time state-space models[J]. Automatica, 1989, 25(5): 715-728.
- [8] Kwon W H, Kim P S, Han S H. A receding horizon unbiased FIR filter for discrete-time state space models[J]. Automatica, 2002, 38(3): 545-551.
- [9] Kwon W H, Kim P S, Park P. A receding horizon Kalman FIR filter for discrete time-invariant systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44(9): 1787-1791.
- [10] Shmaliy Y S. An iterative Kalman-like algorithm ignoring noise and initial conditions[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2465-2473.
- [11] Ramirez-Echeverria F, Sarr A, Shmaliy Y S. Optimal memory for discrete-time FIR filters in state-space[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(3): 557-561.
- [12] Song T L, Speyer J L. A stochastic analysis of a modified gain extended Kalman filter with application to estimation with bearing only measurements[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1985, AC-30(10): 940-949.
- [13] Shmaliy Y S, Ibarra-Manzano O. Time-variant linear optimal finite impulse response estimator for discrete-time state-space models[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2012, 26(2): 95-104.
- [14] Shmaliy Y S. Linear optimal FIR estimation of discrete time-invariant state-space models[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3086-3096.
- [15] Shmaliy Y S, Simon D. Iterative unbiased FIR state estimation: a review of algorithms[J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2013(1): 1-16.
- [16] Simon D, Shmaliy Y S. Unified forms for Kalman and finite impulse response filtering and smoothing[J]. Automatica, 2013, 49(6): 1892-1899.

Maneuvering target tracking with modified unbiased FIR filter

FU Jinbin¹, SUN Jinping^{*1}, LU Songtao², ZHANG Yaotian¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Department of Electrical and Computer Engineering, Iowa State University, Ames, Iowa 50011, USA)

Abstract: In the field of maneuvering target tracking, the performance of Kalman filter(KF) and its variants is depended on the accuracy of the assumed process noise statistics. If the assumed process noise is not accurate, the performance of the KF and its improved algorithms will be degraded significantly. In some cases, the filters might even cannot be converged. Unbiased finite impulse response (UFIR) filter does not need the prior knowledge of the process noise statistics during filtering. Hence, it can be utilized to overcome the problem of the inaccurate assumed process noise statistics to realize the maneuvering target tracking. Since the generalized noise power gain (GNPG) of the existing UFIR filter cannot be adapted to the measurements innovation, an improved UFIR filter was proposed. The proposed UFIR dynamically adjusts GNPG according to the ratio of measurements innovations between the adjacent time such that it can improve the detecting ability of the UFIR filter for target maneuver. The simulation results illustrate that if assumed process noise is accurate, the performance of the existing UFIR filter and the proposed FIR filter is similar to KF; but if assumed process noise is not accurate, the performance of the proposed UFIR shows better than the other ones.

Key words: maneuvering target tracking; unbiased finite impulse response filter; Kalman filter; generalized noise power gain; adaptation

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0020

超低空空投拉平阶段混合迭代滑模控制



刘日, 孙秀霞*, 董文瀚

(空军工程大学 航空航天工程学院, 西安 710038)

摘 要: 针对超低空空投拉平阶段地面效应、传感器测量误差以及低空气流等不确定性因素干扰轨迹精确跟踪, 威胁载机的安全性和任务完成性等问题, 设计了二级混合迭代滑模变结构飞行控制律. 第1级滑模采用全局动态切换函数, 消除了滑模运动的到达阶段, 保证了系统在响应全程的鲁棒性; 第2级滑模采用非线性积分切换函数, 将积分项产生的超调转移到第1级滑模, 保证轨迹跟踪精度的同时改善了动态性能. 应用 Lyapunov 稳定性理论和 Barbalat 引理证明了该飞行控制律能完全抑制常值的模型摄动和外界扰动, 可以控制动态模型摄动和外界干扰下稳态误差的上界. 仿真验证了所提控制方法的良好跟踪性能和强鲁棒性.

关键词: 超低空空投; 飞行控制; 混合迭代滑模; 拉平控制; 地面效应; 鲁棒性

中图分类号: V249.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0083-07

超低空空投主要用于重型装备的精确投放, 是大型运输机必备的功能之一^[1-3]. 超低空空投过程包括准备、下滑、拉平、牵引和拉起5个阶段, 运输机在百米空域经下滑、拉平到达的高度, 在空投点, 货物由牵引伞牵引出舱^[4-5].

超低空空投拉平阶段, 为保证载机安全性和空投精确性, 要求极高精度的轨迹跟踪. 然而, 地面效应^[6-7]、传感器测量误差以及低空气流^[8-9]等不确定因素严重干扰轨迹控制, 威胁飞行安全和任务性能, 因此设计快速准确、抗干扰能力强的拉平控制律十分迫切. 文献[10-11]设计了变重心、变重量控制器稳定飞机姿态, 但控制器要求精确模型, 系统鲁棒性欠佳. 文献[12-13]综合输入/输出反馈线性化方法的解耦能力与变结构控制鲁棒性强的优点, 设计了内环姿态跟踪控制律, 并结合外环PID高度保持完成空投纵向控制, 但系统对动态模型摄动和外界扰动情况下的控制效果较差. 此外, 对于不同

载重不同高度下的空投任务, 基于PID的外环控制将面临增益调度矩阵过大的问题.

本文设计了一种双环滑模空投拉平控制律, 内环滑模稳定载机姿态, 外环滑模代替PID控制器跟踪高度, 以保证整个飞控系统具有较强的鲁棒性. 同时, 综合全局滑模和积分滑模控制的优点^[14], 提出了一种迭代滑模控制方法, 实现了空投拉平轨迹的无超调精确跟踪. 该控制律能完全抑制常值的模型摄动和外界扰动, 控制动态模型摄动和外界干扰下稳态误差的上界, 解决了空投拉平过程中地面效应、传感器测量误差及大气扰动等不确定因素影响下的鲁棒控制问题.

1 超低空空投拉平阶段非线性模型

超低空空投拉平过程中, 载机的横侧向运动状态几乎不发生变化, 且一般不调节发动机推力. 载机纵向非线性运动方程^[15]可表示为

收稿日期: 2014-01-14; 录用日期: 2014-04-14; 网络出版时间: 2014-05-15 17:39

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0020.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60904038); 航空科学基金资助项目(20141396012, 20121396008)

作者简介: 刘日(1988—), 男, 吉林长春人, 博士生, lr_taiyang@126.com.

* 通讯作者: 孙秀霞(1962—), 女, 山东潍坊人, 教授, gexysxx@126.com, 主要研究方向为现代鲁棒控制、飞行控制.

引用格式: 刘日, 孙秀霞, 董文瀚. 超低空空投拉平阶段混合迭代滑模控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 83-89.

Liu R, Sun X X, Dong W H. Hybrid iteration sliding mode control for ultra-low altitude airdrop level off[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 83-89 (in Chinese).

$$\begin{cases} \dot{\gamma} = -f_0 - f_1\gamma - f_2\cos\gamma + f_1\theta + d_w(C, \gamma, \theta) \\ \dot{\theta} = q \\ \dot{q} = f_3 + f_4q + f_5\theta - f_5\gamma + f_6\delta_e + d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\gamma, \theta, q, \delta_e, C$ 分别表示航迹角、俯仰角、俯仰角速度、升降舵偏度、气动参数; $f_0 = \frac{\bar{q}S}{mV}C_{L0}$;

$f_1 = \frac{\bar{q}S}{mV}C_{L\alpha} + \frac{T}{mV}$; $f_2 = g/V$; $f_3 = \bar{q}Sc_A C_{m0}/I_y$, c_A 为平均气动弦长; $f_4 = \bar{q}Sc_A C_{mq}/I_y$; $f_5 = \bar{q}Sc_A C_{m\alpha}/I_y$;

$f_6 = \bar{q}Sc_A C_{m\delta_e}/I_y$, 动压 $\bar{q} = \frac{1}{2}\rho V^2$, S 为机翼面积, I_y 为绕横轴惯性矩, m 为载机与货物总质量, V 为空速, T 为发动机推力, ρ 为空气密度.

不确定函数 $d_w(C, \gamma, \theta)$ 和 $d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e)$ 表示模型不确定性和外界大气干扰的总和, 其中模型不确定性主要由超低空地面效应作用引起的气动参数 C 的变化和飞行状态测量误差等造成的. 空投拉平阶段载机高度变化范围是已知的, 因此, 由地面效应作用引起的气动参数的不确定性是有界的. 一般传感器测量误差范围是预先可知的, 所以飞行状态测量不确定性是有界的. 另外, 外界大气扰动也是可以探测的. 综上分析, 不确定函数 $d_w(C, \gamma, \theta)$ 和 $d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e)$ 是有界的, 即

$$\begin{cases} |d_w(C, \gamma, \theta)| \leq D_w(C, \gamma, \theta) \\ |d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e)| \leq D_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) \end{cases} \quad (2)$$

2 混合迭代滑模飞行控制律设计

按照时标分离的原则, 空投拉平纵向飞控系统包括内环俯仰姿态控制和外环高度跟踪控制. 控制目标是通过操纵升降舵 δ_e 使航迹角 γ 沿参考指令快速收敛至 0, 控制系统结构如图 1 所示.

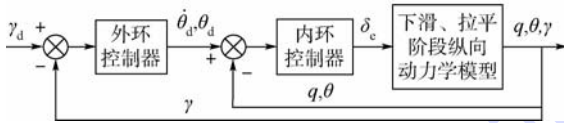


图 1 空投拉平纵向飞行控制系统结构图

Fig. 1 Structure diagram of the airdrop level off longitudinal flight control system

图 1 中, 外环高度控制器实现对指令信号 γ_d 的跟踪, 其输出是俯仰角指令信号 θ_d 和 $\dot{\theta}_d$, 内环控制器实现对指令信号 θ_d 的跟踪. 表征系统内环运动的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\theta} = q \\ \dot{q} = f_3 + f_4q + f_5\theta - f_5\gamma + f_6\delta_e + d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) \end{cases} \quad (3)$$

表征系统外环运动的状态方程为

$$\dot{\gamma} = -f_0 - f_1\gamma - f_2\cos\gamma + f_1\theta + d_w(C, \gamma, \theta) \quad (4)$$

式中, 内环输出 $y = \theta$, 外环输出 $y = \gamma$, 内环俯仰角指令 θ_d , 外环航迹角指令 γ_d .

空投拉平过程中, 载机纵向内、外环运动方程均具有如下非线性不确定系统的形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_i + 1 \\ \dot{x}_n = \phi(x, t) + b(x, t)u(t) + d(x, u, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中, $i = 1, 2, \dots, n$; $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$ 为系统状态; u 为控制输入; $d(x, u, t)$ 为模型不确定性和外界干扰的总和, 满足:

$$|d(x, u, t)| \leq D(x, u, t) \quad (6)$$

控制目标是使输出 y 跟踪参考指令 y_d . 所以空投拉平控制问题即转化为对非线性不确定系统 (5), 设计控制律, 使得系统能够跟踪指令信号.

对系统 (5) 设计如下的二级滑模面函数:

$$\begin{cases} e = y - y_d \\ s_1 = \sum_{i=0}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(t) \\ s_2 = s_1 + kI_s, \quad I_s = \int_0^t g(s_1) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $e^{(i)}$ 表示对跟踪误差的阶导数; c_i 满足使 $\sum_{i=0}^{n-1} c_i e^{(i)}$ 为 Hurwitz 稳定, 且 $c_{n-1} = 1$; 全局动态切换函数 $f(t)$ 满足:

$$\begin{cases} f(0) = \sum_{i=0}^{i=n-1} c_i e^{(i)}(0) \\ f(t) \rightarrow 0 \quad t \rightarrow \infty \end{cases} \quad (8)$$

$k > 0, g(s_1)$ 是具有“小变量大增益, 大变量小增益”特性的函数, 且满足

$$\begin{cases} \text{sgn}(g(s_1)) = \text{sgn}(s_1) \\ g(s_1) = 0 \quad s_1 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

设计 $f(t), g(s_1)$:

$$\begin{cases} f(t) = f(0)e^{-at} \\ g(s_1) = s_1 e^{-\lambda|s_1|} \end{cases} \quad (10)$$

式中 $a, \lambda > 0$ 为指数趋近常数.

设计控制输入, 保证第 2 级滑模切换函数 s_2 收敛, 进而迫使系统输出跟踪参考指令 y_d . 设计如下的等效控制加鲁棒切换项的控制律:

$$\begin{aligned} u = u_{eq} + u_{vss} \text{sat}(s_2/\mu) \\ u_{eq} = \frac{-\phi(x, t) + y_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{i=n-2} c_i [y^{(i+1)} - y_d^{(i+1)}]}{b(x, t)} + \end{aligned} \quad (11)$$

$$\frac{\dot{f}(t) - kg(s_1)}{b(x, t)} \quad (12)$$

$$u_{vss} = \frac{D(x, u, t) + \eta}{b(x, t)} \quad \eta > 0 \quad (13)$$

式中, $\mu > 0$ 为边界层厚度; $\text{sat}(\cdot)$ 为饱和函数。

按照式(7)~式(10)的设计方法, 针对空投拉平控制系统内、外环设计二级滑模切换函数。对于系统外环, 阶次 $n=1$, 则二级滑模面函数为

$$\begin{cases} e_w = \gamma - \gamma_d \\ s_{w1} = e_w - f_w(t) \\ s_{w2} = s_{w1} + k_w I_{ws} \quad I_{ws} = \int_0^t g_w(s_{w1}) \end{cases} \quad (14)$$

系统外环的等效控制输入为内环俯仰角指令 θ_d , 由式(11)~式(13)得系统外环控制律为

$$\theta_d = u_{eq} + u_{vss} \text{sat}(s_{w2}/u_w) \quad (15)$$

$$u_{eq} = \frac{f_0 + f_1 \gamma + f_2 \cos \gamma + \dot{\gamma}_d + \dot{f}_w(t) - k_w g_w(s_{w1})}{f_1}$$

$$u_{vss} = \frac{D_w(C, \gamma, \theta) + \eta_w}{f_1}$$

系统内环阶次 $n=2$, 则内环二级滑模面函数为

$$\begin{cases} e_n = \theta - \theta_d \\ s_{n1} = c_{n0} e_n + \dot{e}_n - f_n(t) \\ s_{n2} = s_{n1} + k_n I_{ns} \quad I_{ns} = \int_0^t g_n(s_{n1}) \end{cases} \quad (16)$$

油门杆固持时, 系统内环控制为升降舵偏角 δ_e :

$$\delta_e = \delta_{eq} + \delta_{vss} \text{sat}(s_{n2}/u_n) \quad (17)$$

$$\delta_{eq} = \frac{-(f_3 + f_4 q + f_5 \theta - f_5 \gamma) + \ddot{\theta}_d - c_{n0}(\dot{\theta} - \dot{\theta}_d)}{f_6} +$$

$$\frac{\dot{f}_n(t) - k_n g_n(s_{n1})}{f_6}$$

$$\delta_{vss} = -\frac{D_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) + \eta_n}{f_6}$$

3 鲁棒稳定性证明及跟踪性能分析

针对系统(5), 设计式(7)所示的滑模面, 取式(11)~式(13)所示的控制律, 则第 2 级滑模切换函数 s_2 可以稳定在边界层内, 即

$$|s_2| < \mu \quad (18)$$

证明 若滑模变量 s_2 在边界层外, 则式(11)转化为

$$u = u_{eq} + u_{vss} \text{sat}(s_2) \quad (19)$$

而

$$\dot{s}_2 = \dot{s}_1 + kg(s_1) =$$

$$y^{(n)} - y_d^{(n)} + \sum_{i=0}^{i=n-2} c_i (y^{(i+1)} - y_d^{(i+1)}) - \dot{f}(t) + kg(s_1) \quad (20)$$

取 Lyapunov 函数 $V_1 = s_2^2/2$, 则

$$\dot{V}_1 = s_2 \dot{s}_2 =$$

$$s_2 \left[y^{(n)} - y_d^{(n)} + \sum_{i=0}^{i=n-2} c_i (y^{(i+1)} - y_d^{(i+1)}) - \dot{f}(t) + kg(s_1) \right] =$$

$$s_2 \left[\phi(x, t) + b(x, t)u(t) + d(t) - y_d^{(n)} + \sum_{i=0}^{i=n-2} c_i (y^{(i+1)} - y_d^{(i+1)}) - \dot{f}(t) + kg(s_1) \right] =$$

$$s_2 [d(t) - D(t) \text{sat}(s_2/\mu) - \eta \text{sat}(s_2/\mu)] \leq -|s_2| \eta \quad (21)$$

又 $|s_2(0)| = 0 < \mu$, 因此 s_2 可以始终收于边界层内。 **证毕**

如果 $|s_2| < \mu$, 则 $|s_1| \leq 2\mu$, 并且系统稳态跟踪误差 e 满足:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e| \leq 2\mu \left| \sum_{i=1}^{n-1} \frac{b_i}{a_i} \right| \quad (22)$$

式中, $\frac{1}{p} = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{b_i}{p + a_i}$, p 为 Laplace 算子, 由于 $\sum_{i=0}^{n-1} c_i p^i$

为 Hurwitz 稳定, 因此 $a_i > 0$ 。

证明 定义 Lyapunov 函数 $V_2 = I_s^2/2$, 则

$$\dot{V}_3 = I_s g(s_1) = I_s g(s_2 - kI_s) \quad (23)$$

若 $|I_s| > \mu/k$, 由 $\text{sgn}(g(s_1)) = \text{sgn}(s_1)$, 有

$$\dot{V}_3 < 0 \quad (24)$$

又 $|I_s(0)| = 0$, 则

$$|I_s| \leq \mu/k \quad (25)$$

由式(7)、式(18)、式(25)可知:

$$|s_1| = |s_2 - kI_s| \leq |s_2| + |kI_s| \leq 2\mu \quad (26)$$

对 s_1 进行 Laplace 变换:

$$e(p) = \frac{1}{p} [s_1(p) + f(p)] =$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} c_i p^i$$

$$\sum_{i=0}^{n-1} \frac{b_i}{p + a_i} [s_1(p) + f(p)] \quad (27)$$

令

$$H(p) = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{b_i}{p + a_i} \quad (28)$$

其脉冲响应为

$$h(t) = \sum_{i=0}^{n-1} b_i e^{-a_i t} \quad (29)$$

对于输入 $s_1 + f$, $H(p)$ 的零状态响应为

$$e(t) = \int_0^t \left(\sum_{i=0}^{n-1} b_i e^{-a_i \tau} \right) [s_1(t - \tau) + f(t - \tau)] d\tau \quad (30)$$

式中 τ 为指数时间常数.

由式(8)、式(26)得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| \leq \lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \left| \sum_{i=0}^{n-1} b_i e^{-a_i \tau} \right| |s_1(t - \tau)| d\tau \leq 2\mu \lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \left| \sum_{i=0}^{n-1} b_i e^{-a_i \tau} \right| d\tau \leq 2\mu \left| \sum_{i=0}^{n-1} \frac{b_i}{a_i} \right| \quad (31)$$

证毕

由上述证明可知,如果空投拉平过程存在模型不确定性或外界干扰时,理论上可以通过选取合适参数控制高度跟踪误差任意小.事实上,如果系统的模型不确定性或外界干扰为常值(或最终为常值),即 $\lim_{t \rightarrow \infty} d(t) = l$, 则 s_1 将渐近稳定于 0, 稳态跟踪误差 e 也为 0.

证明 由式(7)、式(11)~式(13), s_2 在边界层内的运动轨迹为

$$\dot{s}_2(t) = \dot{s}_1 + kg(s_1) = d(t) - \zeta s_2(t) \quad (32)$$

$\zeta = (D + \zeta)/\mu$, 对式(32)取 Laplace 变换有

$$s_2(p) = \frac{1}{p + \zeta} d(p) \quad (33)$$

由终值定理,有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} s_2(t) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p}{p + \zeta} d(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p + \zeta} \lim_{p \rightarrow 0} pd(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p + \zeta} \lim_{t \rightarrow \infty} d(t) = \frac{l}{\zeta} \quad (34)$$

显然 $\dot{s}_2(t)$ 一致连续,由 Barbalat 引理有

$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s}_2(t) \rightarrow 0$, 由式(32),有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s}_1 = -kg(s_1) \quad (35)$$

定义 Lyapunov 函数 $V_3 = s_1^2/2$, 由式(9), 当 $s_1 \neq 0$ 时,有

$$\dot{V}_2 = -k |s_1| |g(s_1)| < 0 \quad (36)$$

即 $\lim_{t \rightarrow \infty} s_1 = 0$, 由式(7)、式(8)推出 $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$. 证毕

4 超低空空投拉平参考轨迹设计

当前,空投拉平阶段的参考航迹角指令通常采用如下形式^[16]:

$$\gamma_d = -\frac{h_0}{V} e^{-\frac{x-x_0}{V\tau}} \quad x > x_0 \quad (37)$$

式中, γ_d 为航迹角指令信号; $[x_0 \quad h_0]$ 为初始拉平点位置. 在拉平初期,指数参考轨迹存在突变,导致舵面存在较大的偏转速率. 针对此问题,本文提出基于余弦曲线的空投拉平参考指令:

$$\gamma_d = [1 - \cos(0.5\Omega t)] \gamma_0 - 2\gamma_0 \quad (38)$$

式中 $\Omega = 2\pi/T$ $\gamma_0 = \Delta H \cdot \Omega / (2\pi V)$

其中, ΔH 为拉平起始时刻高度与目标高度之差;

T 为期望的拉平时间; Ω 为拉平时间对应的自然频率. 参考航迹角指令对比曲线如图 2 所示.

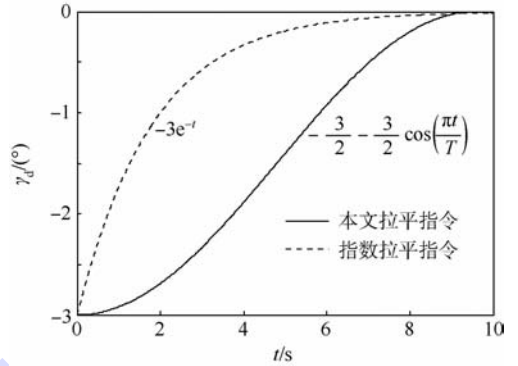


图 2 本文拉平指令与传统指数拉平指令^[16]对比

Fig. 2 Contrast of the level off command signal in this paper and the traditional exponential one in reference^[16]

由式(38)和图 2 可见,本文拉平指令为曲线的半个周期,通过参数设计期望的拉平时间,与传统的指数收敛形式相比,更能满足超低空空投任务对拉平时间的严格要求. 而当拉平时间相同时,本文参考航迹初始拉平高度低(曲线积分面积较小),放宽了对运输机拉平能力的要求. 此外,余弦的收敛方式在拉平初期是平滑的,从而可避免舵面偏转速率过高的问题.

5 仿真验证

任务设置:运输机从高度 $h_0 = 30$ m 开始进入拉平阶段,空速 $V = 80$ m/s,取拉平时间 $T = 9.5$ s,拉平结束后要求载机处于预设空投启动高度 $h = 10$ m,航迹角归零.

仿真首先验证控制律在气动参数摄动和飞行状态测量不确定性均为常值情况下的跟踪性能. 假定由地面效应引起的俯仰力矩系数 C_m 和升力系数 C_L 摄动 $\pm 10\%$. 外界大气扰动主要对载机气流角产生干扰,因此,它对载机运动特性的影响可等效为一定程度的飞行状态测量不确定性. 假定传感器测量误差和大气扰动使得状态 $\gamma, \theta, q, \delta_e$ 产生 $\pm 10\%$ 的不确定性. 则不确定函数为

$$d_w(C, \gamma, \theta) = \frac{\bar{q}S}{mV} C_{L_0} \cdot \Delta + \frac{\bar{q}S}{mV} C_{L_\alpha} \cdot \Delta \cdot (\theta - \gamma) + \left(\frac{\bar{q}S}{mV} C_{L_\alpha} + \frac{T}{mV} \right) (\theta - \gamma) \cdot \Delta - \frac{g}{V} \cos(\gamma \cdot \Delta) + \frac{\bar{q}S}{mV} C_{L_\alpha} \cdot (\theta - \gamma) \cdot \Delta^2 \quad (39)$$

$$d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) = \frac{\bar{q}S c_A}{I_y} C_{m_0} \cdot \Delta + 2 \frac{\bar{q}S c_A}{I_y} C_{m_q} \cdot \Delta \cdot q +$$

$$\begin{aligned} & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{mq} \cdot \Delta \cdot q \cdot \Delta 2 \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{m\alpha} \cdot \Delta \cdot (\theta - \gamma) + \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{m\alpha} \cdot \Delta \cdot (\theta - \gamma) \cdot \Delta + 2 \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{m\delta_e} \cdot \Delta \cdot \delta_e + \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{m\delta_e} \cdot \delta_e \cdot \Delta^2 \end{aligned} \quad (40)$$

式中 $\Delta = \pm 10\%$. 选取:

$$\begin{aligned} & D_w(C, \gamma, \theta) = \\ & \frac{\bar{q} S}{mV} C_{L0} \cdot |\Delta| + \frac{\bar{q} S}{mV} C_{L\alpha} \cdot |\Delta \cdot (\theta - \gamma)| + \\ & \left(\frac{\bar{q} S}{mV} C_{L\alpha} + \frac{T}{mV} \right) |(\theta - \gamma) \cdot \Delta| + \frac{g}{V} |\cos(\gamma \cdot \Delta)| + \\ & \frac{\bar{q} S}{mV} C_{L\alpha} \cdot |(\theta - \gamma)| \cdot \Delta^2 \geq |d_w(C, \gamma, \theta)| \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} & D_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e) = \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{m0} \cdot \Delta| + 2 \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{mq} \cdot \Delta \cdot q| + \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} C_{mq} \cdot q \cdot \Delta^2 + 2 \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{m\alpha} \cdot \Delta \cdot (\theta - \gamma)| + \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{m\alpha} \cdot (\theta - \gamma)| \Delta^2 + 2 \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{m\delta_e} \cdot \Delta \cdot \delta_e| + \\ & \frac{\bar{q} S c_A}{I_y} |C_{m\delta_e} \cdot \delta_e| \cdot \Delta^2 \geq |d_n(C, \gamma, \theta, q, \delta_e)| \end{aligned} \quad (42)$$

控制器参数:

$$\begin{cases} c_w = 1 \\ k_w = 0.5 \\ b_w = 1 \\ \mu_w = 0.2 \\ \eta_w = 1 \\ a_w = 5 \end{cases} \quad (43a)$$

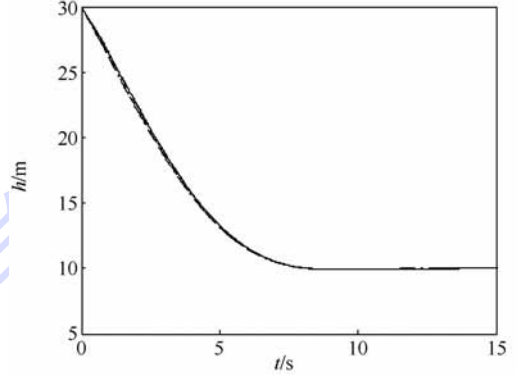
$$\begin{cases} c_n = 1 \\ k_n = 0.5 \\ b_n = 1 \\ \mu_n = 0.4 \\ \eta_n = 1 \\ a_n = 5 \end{cases} \quad (43b)$$

升降舵限幅 $\delta_e \leq 25^\circ$, 仿真结果如图 3 所示.

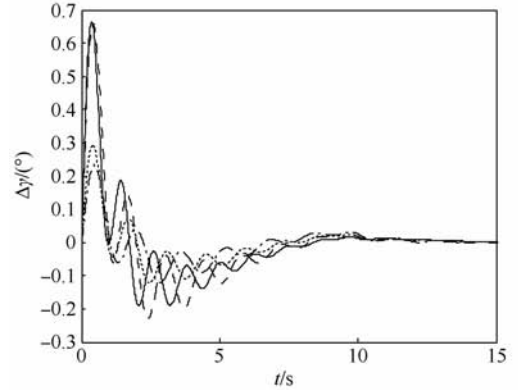
由图 3(a)和图 3(b)可知,采用本文控制方法设计的飞控系统可保证空投拉平阶段载机迅速的跟踪到指令值,且在短时间内使跟踪误差趋近于 0,控制系统完全抑制了常值的模型扰动,表明控制器具有良好的动态跟踪性能.高度跟踪完全抑制了超调现象,保证了载机平稳地进入空投牵引区域.

由图 3(c)可知,升降舵偏转幅值满足系统要

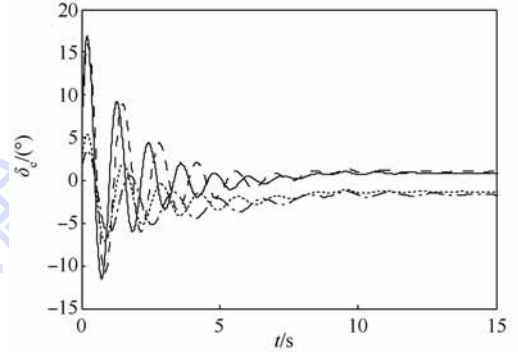
求($\delta_e \leq 25^\circ$),但表现出一定程度的振荡现象.升降舵的振荡强度主要取决于边界层厚度的大小,一般 μ_n, μ_w 取值越大,升降舵偏转曲线就越缓和,系统收敛速度会提高,但轨迹跟踪的精度会变差;反之, μ_n, μ_w 取值越小,升降舵的振荡就越严重,系统收敛速度会降低,但会提高轨迹跟踪的精度.



(a) 高度跟踪曲线



(b) 航迹角跟踪误差



(c) 升降舵偏度曲线

— 气动参数扰动10%, 飞行状态测量误差10%;
 - - - 气动参数扰动-10%, 飞行状态测量误差-10%;
 ····· 气动参数扰动10%, 飞行状态测量误差-10%;
 - - - 气动参数扰动-10%, 飞行状态测量误差10%.

图 3 气动参数扰动和飞行状态测量误差为常值时的空投拉平仿真

Fig. 3 Airdrop level off simulation with constant aerodynamic coefficients perturbation and flight states measurement errors

实际空投拉平过程中,由地面效应和传感器测量误差引起的模型扰动以及外界大气扰动是变

化的,因此令式(39)、式(40)中的不确定性 Δ 服从如下的均匀分布:

仿真1:

$$\Delta \sim U(-0.1, 0.1) \quad (44)$$

仿真2:

$$\Delta \sim U(-0.05, 0.05) \quad (45)$$

控制器参数同式(43),仿真结果如图4所示.

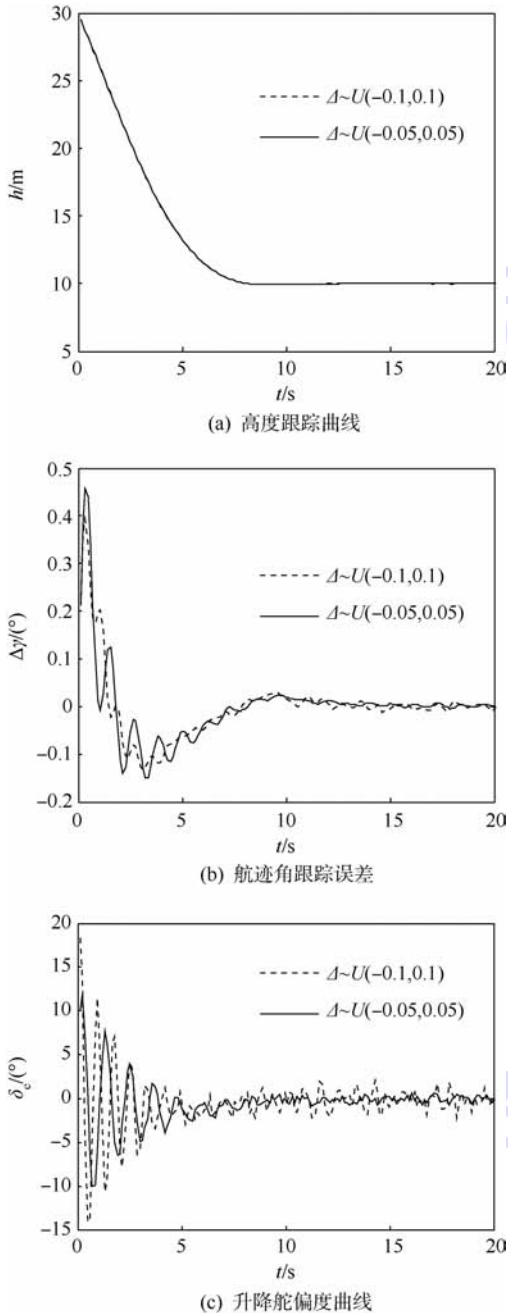


图4 气动参数摄动和飞行状态测量误差时变时的空投拉平仿真

Fig.4 Airdrop level off simulation with time-varying aerodynamic coefficients perturbation and flight states measurement errors

由图4(a)和图4(b)可见,当气动参数摄动

和状态测量误差时变时,航迹角跟踪误差限制在小邻域内,控制系统仍表现出良好的动态跟踪性能,保证载机平稳地进入空投牵引区域.图4(c)显示升降舵快速切换,这对舵机性能提出了较高要求.仿真验证了设计的飞控系统对动态模型不确定性和扰动的强鲁棒性能.

6 结论

1) 本文设计的二级混合迭代滑模变结构空投拉平控制律融合了全局滑模和积分滑模的优点,可保证控制系统在响应全程的鲁棒性,能够完全抑制常值(或最终为常值)的模型不确定性和外界扰动,可以控制动态模型不确定性和外界扰动下稳态跟踪误差的上界.通过常值气动参数摄动、常值飞行状态测量误差和动态气动参数摄动、动态飞行状态测量误差下的仿真实验,验证了控制律的强鲁棒性和良好跟踪性能.

2) 基于余弦信号的空投拉平参考轨迹大大放宽了对运输机拉平能力的要求,并可根据任务性能约束灵活设计拉平时间.此外,余弦的收敛方式在拉平初期是平滑的,从而避免了舵面偏转速率过高的问题.

3) 本文提出的控制方法和空投拉平参考轨迹可提高运输机在大风、降雨等恶劣气象条件下遂行超低空空投任务的安全性和任务完成性.

参考文献 (References)

- [1] 李广义. 国外大型军用运输机发展现状与趋势[J]. 航空制造技术, 2005, 12(9): 36-43.
Li G Y. Status and trends of the large foreign military cargo planes[J]. Aeronautic Manufacturing Technology, 2005, 12(9): 36-43 (in Chinese).
- [2] Jann T. Coupled simulation of cargo airdrop from a generic military transport aircraft[C]//Proceedings of the 21st AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference. Reston, VA: AIAA, 2011: 1-20.
- [3] Dillenburger S P, Cochran J K, Cammarano V R. Minimizing supply airdrop collateral damage risk[J]. Socio-Economic Planning Sciences, 2013, 47(1): 9-19.
- [4] Henry M, Lafond K, Noetscher G. Development of a 2, 000-10, 000 lbs improved container delivery system[C]//Proceedings of the 20th AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference. Reston, VA: AIAA, 2009: 1-16.
- [5] Lee C. Low-cost high-altitude low-opening cargo airdrop systems[J]. Journal of Aircraft, 2012, 49(1): 349-354.
- [6] Qian J L, Dai C. Unsteady flow structure of an airfoil in ground effect[J]. Journal of Shanghai University, 2010, 14(3): 228-234.
- [7] Molina J, Zhang X, Angland D. On the unsteady motion and stability of a heaving airfoil in ground effect[J]. Acta Mechanica Sinica, 2011, 27(2): 164-178.

- [8] Geisbauer S, Schade N, Enk S, et al. Experimental and numerical investigation of the flow topology during airdrop operations[C]// Proceedings of 21st AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference. Reston, VA: AIAA, 2011:1-11.
- [9] 刘日,孙秀霞,董文瀚,等. 大气扰动下运输机空投过程建模与仿真分析[J]. 飞行力学, 2013, 31(1):24-28.
Liu R, Sun X X, Dong W H, et al. Modeling of flight dynamics and analyzing of simulation for airdrop in atmospheric disturbance [J]. Flight Dynamics, 2013, 31(1):24-28 (in Chinese).
- [10] 张晶,申功璋,杨凌宇. 基于逆动力学和重心估计的飞行控制系统设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2009, 35(11):1315-1319.
Zhang J, Shen G Z, Yang L Y. Design of flight control system based on inverse dynamics and center of gravity estimation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 35(11):1315-1319 (in Chinese).
- [11] 杨晓科,杨凌宇,张晶,等. 变重量/重心飞机建模及姿态控制律设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(1):54-57.
Yang X K, Yang L Y, Zhang J, et al. Modeling and attitude control of aircraft with variations in mass or center of gravity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(1):54-57 (in Chinese).
- [12] Zhang H Y, Shi Z K. Variable structure control of catastrophic course in airdropping heavy cargo[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2009, 22(2):520-527.
- [13] 李大东,孙秀霞,董文瀚,等. 基于线性化反馈的滑模变结构重装空投纵向控制律设计[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(1):54-57.
Li D D, Sun X X, Dong W H, et al. Pitch control for flight in heavy-weight airdrop based on feedback linearization theory and variable structure control [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(1):54-57 (in Chinese).
- [14] 申宇,仇原鹰. 增益调度积分型切换项滑模控制器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(9):2079-2083.
Shen Y, Qiu Y Y. Design of sliding-mode controller with gain-scheduling integral switched term [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(9):2079-2083 (in Chinese).
- [15] 李大东,孙秀霞,董文瀚. 考虑多种影响因素下的改进重装空投系统建模[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(2):447-451.
Li D D, Sun X X, Dong W H. Improved heavy-weight airdrop model considering many influence factors [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(2):447-451 (in Chinese).
- [16] Luo Y, Yeh Y H, Ishihara A K. Adaptive backstepping design for a longitudinal UAV model utilizing a fully tuned growing radial basis function network [C]// AIAA Infotech at Aerospace Conference and Exhibit 2011. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc, 2011:1-23.

Hybrid iteration sliding mode control for ultra-low altitude airdrop level off

LIU Ri, SUN Xiuxia*, DONG Wenhan

(Aeronautics and Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: For the ultra-low altitude airdrop level off stage, many uncertain factors such as ground effect, sensor measurement errors and low altitude airflow interfere the precision of trajectory tracking, which exert serious threats on the aircraft safety and mission performance, a hybrid iteration sliding mode flight controller was designed. In the first order sliding mode, a global dynamic switching function was adopted, which eliminated the reaching stage of sliding mode and ensured the whole response robustness. In the second order sliding mode, a nonlinear integral switching function was adopted and the overshoot caused by the integral term was brought to the first order sliding mode, so not only the tracking accuracy was guaranteed but also the dynamic performance was improved. Lyapunov stability theory and Barbalat lemma analysis show that the flight control law can completely reject constant model perturbation and disturbances, and can control the upper bounds of the steady errors with dynamic model perturbation and disturbances. Simulation results confirm the robustness and ascendant tracking performance of the proposed approach.

Key words: ultra-low altitude airdrop; flight control; hybrid iteration sliding mode; level off control; ground effect; robustness

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0029

层次测试性模型的评估方法

尹园威¹, 尚朝轩^{*1}, 马彦恒², 李刚¹

(1. 军械工程学院 电子与光学工程系, 石家庄 050003; 2. 军械工程学院 无人机工程系, 石家庄 050003)

摘 要: 复杂电子装备采用层次化、模块化的设计, 维修级别与测试要求具有层级化配置的特点, 据此提出一种基于层次测试性模型的评估方法. 多信号流图模型具有表达多维故障属性的能力, 根据维修级别与装备物理结构的划分层次, 在各个层次上建立该层的多信号流图模型, 对无法测试诊断或维修的部分, 建立下一层的多信号流图模型, 以此构成层次测试性模型; 使用该模型获取层次相关性矩阵, 运用测试性评估数学模型得到各维修级别上装备的测试性水平. 实例分析验证了该方法能够有效评估装备在不同条件下的测试性水平, 同时可为测试性设计与维修决策提供指导帮助.

关键词: 测试性; 多信号流图; 测试性评估; 层次测试性模型; 层次相关性矩阵

中图分类号: TP206; TN95

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0090-06

系统和设备本身所具有的便于监控其健康状况、易于进行故障诊断测试的特性, 就是系统和设备的测试性^[1]. 装备的测试性水平是装备设计水平的一个重要指标, 也是测试性工作中的一个重要组成部分. 复杂装备具有集成化、模块化的设计特点, 随着复杂度的增加, 进行测试与诊断亦是越来越难. 在进行测试性分析时, 测试性模型、装备的维修级别、装备的故障模式与故障率等内容是非常重要的输入项目^[2]. 其中不同维修级别上测试需求有所不同, 测试诊断的装备结构对象不同, 因此装备在各级别上的测试性水平也不同, 不仅要知道装备的总体测试性水平, 还应能够评估在维修级别与测试需求约束条件下所能达到的测试性水平.

装备使用现场所具有的测试资源水平决定了装备实时具备的测试性水平, 也直接反应了装备当时的诊断维修效果及继续工作的能力^[3]. 因此本文提出维修级别与测试资源约束条件下的装备

层次测试性评估方法, 结合装备层次化、模块化设计特点, 考虑维修保障体制改革下基于换件维修的要求, 明确各维修级别的测试需求与测试对象, 考察装备在不同测试条件下的测试性水平, 实现层次的测试性评估.

1 层次测试性模型

在测试性模型中, 多信号流图(MSFG, Multi-Signal Flow Graph)模型的创新性将功能信号作为联系纽带运用到模型中, 使故障与测试的关系一目了然, 所建立的模型结构同系统的功能框图类似, 便于测试性知识的表达^[4-5].

1.1 多信号流图模型

建立测试性模型, 需要对建模的各个要素进行分析, 测试性模型中包含了装备结构、功能、故障与测试等要素^[6-7]. 通过模块关联测点、测点关联信号、信号关联测试实现相关性分析, 获取相关性矩阵, 在此基础上进行测试性分析和诊断.

收稿日期: 2014-01-15; 录用日期: 2014-04-21; 网络出版时间: 2014-05-27 09:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0029.html

基金项目: “十二五”装备预先研究项目(51319040201)

作者简介: 尹园威(1984—), 男, 河南滑县人, 博士生, yuanwei517@163.com

* 通讯作者: 尚朝轩(1964—), 男, 河南安阳人, 教授, scx1207@sina.com, 主要研究方向为武器系统性能检测与故障诊断.

引用格式: 尹园威, 尚朝轩, 马彦恒, 等. 层次测试性模型的评估方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 90-95.

Yin Y W, Shang C X, Ma Y H, et al. Method of testability evaluation using hierarchical testability model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 90-95 (in Chinese).

MSFG模型定义了4类节点与一个关系:①模块节点;②测试点节点;③表决节点;④开关节点;⑤一个关系为有向边.其建模思想如下.

1) 具有多故障属性. MSFG 定义了功能故障和一般故障 2 类故障. 一般故障是模块不能正常运行信息流的故障;功能故障指影响模块某项预期功能实现的故障,可定义多个,功能故障的多维属性决定了故障的多维属性.

2) 使用信号表征系统. MSFG 通过信号表征系统或其组成单元特性的特征、状态、属性及参量,可以是定量的参数值,又可以是定性的特征描述,并能区分正常和异常两种状态. 信号之间是相互独立的,使用信号的多维属性代表重要的功能属性进行建模,可不用考虑具体的故障模式,能够实现未知故障的检测与隔离,建模难度低.

3) 信号与测试之间的相关性. 故障与测试之间的相关性是通过确定模块关联信号和测试关联信号的定义来实现的,并以此构造故障-测试相关性矩阵. 每个测试点上可以定义多个测试项,每个测试项都对应测试相应的信号,并且测试点的所有测试项都能检测其信息流路径上所有模块的一般故障.

1.2 层次多信号流模型

层次多信号流图(HMSFG, Hierarchical Multi-Signal Flow Graph)模型是以装备的层次结构划分为基础,在各层次上进行 MSFG 建模,依据结构层次之间的联系获取各层测试性模型之间的联系,最终建立整个装备的 HMSFG. 该模型使测试性的各要素具有了层次化属性,根据装备模块化的物理结构设计,同时考虑测试资源条件与维修级别等方面的约束,构建起符合实际测试维修情况的 HMSFG. 文献[6]使用 MSFG 方法在层次上进行了分析,但是对层次上的测试集和故障集需要进一步表述清楚. 这与以往的整体 MSFG 略有差别,具有以下几个特点:

1) 层次建模对象可灵活确定. 以往是以底层故障和测试项目为对象,现在分析的对象为层次上的故障和测试,根据测试资源与维修级别所达到的水平,层次上的故障可以是元件级的亦可是模块级的,因此测试性模型划分的层次与维修级别具有对应关系.

2) 在某层可单独进行测试性建模与分析. 在测试资源与维修级别确定的情况下,将在该层能够测试的物理结构和故障作为该层的分析对象,建立所在层次的 MSFG,确立本层内的故障传播路径和故障-测试相关性.

3) 明确了 MSFG 的层间联系. 如果在某维修级别出现无法测试的模块而需要借助更高维修级别的测试资源或者出现某层次模块内部的各故障模块无法进行故障隔离的情况时,则将这些模块作为分析对象,建立新的 MSFG,这样就构成了层间的 MSFG,可以满足诊断维修的要求.

建立的 HMSFG 结构示意图如图 1 所示. 图中每层中的大方框表示该层内的 MSFG,大方框内带阴影的方块代表无法测试或隔离的模块,空白方块代表可直接隔离维修的模块. 在某层建模时,分析的对象为该层次上的测试性要素,而不一定是所有的底层故障模式,将该层确定的所有单元模块与测试分析完毕之后,才能获取该层完整的相关性矩阵^[7-8]. 在这里说明一点,由于信号具有流动性,可以在层次之间传播,层次的故障具有灵活的表达方式,有些故障可以作为底层故障也可作为层次故障,因此在选用层次故障时,要具有合理性和针对性,确保符合维修与诊断的工作要求^[9].

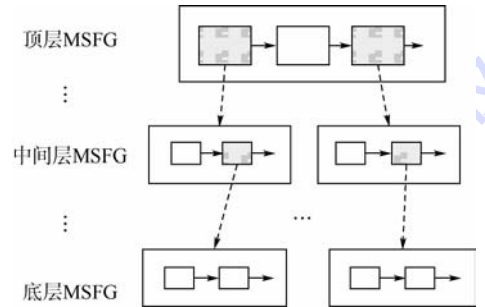


图 1 装备 HMSFG 结构示意图

Fig. 1 HMSFG structure of equipment

在此对 HMSFG 进行定义,在某层上的 MSFG 可表示为如下形式:

$$G^l = (U^l, F^l, T_p^l, T^l, E^l) \quad (1)$$

式中,上标 l 代表装备的第 l 层; G^l 为第 l 层的 MSFG 模型; U^l 为第 l 层的模块; F^l 为第 l 层的故障; T_p^l 为第 l 层的测点; T^l 为第 l 层的测试; E^l 为第 l 层的有向边.

此外仍需明确上下层之间的联系,在本层中出现的不可测试或隔离的模块需要深入到下一层进行分析,建立下层的 MSFG. 同时上下层之间的模块具有这样的关系:如果 $\exists U_i^l \in U_r^{l-1}$, 则 $\exists R_i^{l-1}$. R_i^{l-1} 代表上下两层模块之间的关系,满足如下条件:

$$R_i^{l-1}(U) = \{ \forall U_i^l, U_j^l \in U^l, \exists U_i^l \in U_a^{l-1}, \exists U_j^l \in U_b^{l-1} \text{ 且 } U_a^{l-1} \cap U_b^{l-1} = \emptyset \} \quad (2)$$

2 层次测试性评估方法

建立 HMSFG 之后,在各层次上获取相关性矩阵(DM, Dependence Matrix),并在此基础上进

行测试性评估与诊断分析,评价装备测试性的设计水平和故障隔离的难易程度。

2.1 层次相关性矩阵的建立

这里仍作单故障假设,依据 MSFG 方法获取单层的 DM,之后依据层间联系获取层次相关性矩阵。构建步骤为:①选择顶层,建立该层的 MSFG 模型,分析故障-测试相关性,建立该层的 DM;②逐步深入,当出现不可测试维修模块时,对该模

块内部进行分析,建立下层的 MSFG 模型与 DM,直到获取所要求层次的 DM;③建立联系,依据层间联系得到整体的层次相关性矩阵^[10-11]。完整的层次 DM 形式化表示见图 2。层次 DM 的数学模型为

$$D' = \{D^1, D^2, \dots, D^l, \dots, D^L\} \quad (3)$$

式中, D' 为所有层的 DM 集合; D^l 为第 l 层 DM,其中 $D^l = [d_{i,j}^l]_{m_l \times n_l}$, m_l 为该 DM 中的故障数目, n_l 为该 DM 中的测试数目。

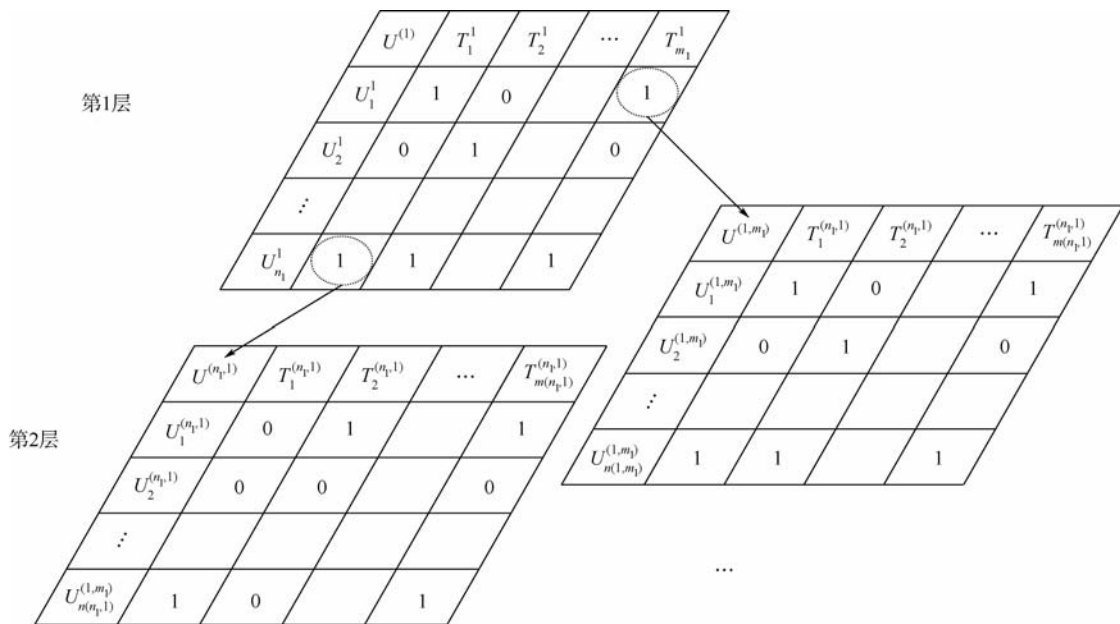


图 2 层次相关性矩阵形式化表示

Fig. 2 Chart of hierarchical DM

使用层次 DM 进行测试性评估的方法:首先获取观测数据,使用本层的 DM 法进行测试性评估;当在该层次上出现不可测试或隔离的模块时,根据上下层联系分析对应的下层 DM,继续使用下层的 DM 进行测试性评估,进而实现层次的测试性评估。

2.2 基于层次相关性矩阵的测试性评估

考虑装备在实际的测试、维修过程中具有层级性,比如在维修级别上,可分为基层级和基地级,在基层级,测试诊断的对象可能为模块,而不用测试到底层元器件;在基地级,测试诊断的对象可能需要测试到器件级。所以在相应的维修级别只需评估该层的测试性水平即可。

进行测试性评估时,需要在各层级上获得测试性水平,也能获得在相应测试资源条件下装备整体的测试性水平。依据前文所述的层次相关性矩阵,建立层次测试性评估的数学模型^[12-13]。在规定的某层中,计算该层测试性指标 γ_{FD}/γ_{FI} 的数学模型为

$$\gamma_{FD}^l = \left(1 - \frac{N_0^l}{N^l}\right) \times 100\% \quad (4)$$

式中, N_0^l 为第 l 层 DM 中全为 0 的行数; N^l 为第 l 层 DM 具有的行数。

在规定的某层中,计算该层模糊度为 g 的 γ_{FI} ,其数学模型为

$$\gamma_{FI}^l = \frac{N_g^l}{N^l} \times 100\% \quad (5)$$

式中, N_g^l 为第 l 层 DM 中模糊度为 g 的行数。

对装备整体测试性水平的评估,是将所有底层故障作为基数进行计算的,因此底层的测试性水平可代表装备整体的测试性水平,将底层相关性矩阵作为测试性评估的数据来源,进行装备整体的测试性指标 γ_{FD}/γ_{FI} 的评估,数学模型为

$$\gamma_{FD} = \left(1 - \frac{N_0^L}{N^L}\right) \times 100\% \quad (6)$$

$$\gamma_{FI} = \frac{N_g^L}{N^L} \times 100\% \quad (7)$$

式中, N_0^L 为底层 DM 中全为 0 的行数; N^L 为底层 DM 中所有的行数; N_g^L 为底层 DM 中模糊度为 g 的行数。

通过式(4)和式(5)可获得所需要的装备层

级测试性指标及整体测试性指标,满足在不同测试资源与维修级别上实际情况的需求.依据式(6)和式(7)可获得装备整体的测试性水平.

3 实例分析

某新型雷达采用高度集成化与模块化的设计,其结构层次划分为分系统、模块、部组件.进行初步的测试与诊断时,利用装备自带的 BITE 自检功能及结合相应的辅助检测措施,能够保证大部分可更换单元被检测,并在很短的时间内定位故障单元,采用更换备件或快速维修的方法排除故障;进一步测试时,对以前检测不到的部位或不可隔离维修模块进行深入的测试,实现装备的深度诊断与维修^[14-15].

该装备由 9 个分系统与外设组成,在基层级,这 9 个分系统的模块或部件、外设、整机的性能检测结果,一般是将故障隔离至可更换单元、易于维修的部位或者相应的不可隔离维修模块;通过基地级测试将故障隔离至底层可更换单元与可实现维修的部分.因此,依据文献[14]得到装备的部分结构划分及故障如表 1 所示,这里只给出部分故障与模块,剩余部分不再列举.

表 1 雷达装备结构划分

Table 1 Physical structure of radar

分系统	故障现象	模块	内部组成	...
分系统 1	天线不转	天线控制部分	伺服	
			SD 板	
	数码管无显示	显控部分	变频器	
			驱动电机	
			控制板	
电源故障	电源部分	显示板	...	
		配电分机		
E13 显示	接近开关组	油机或市电		
		控制板		
			电缆	

表 1 内容的含义为:分系统 1 列出了 4 个明显的故障现象为:天线不转、数码管无显示、电源故障、E13 显示.通过基层级的测试诊断,可将故障隔离至天线控制部分、显示部分、电源部分和接近开关组^[16];通过基地级的测试诊断,能将故障隔离至可更换单元或者可以维修的部位,如天线不转时,可将故障定位于伺服、SD 板、变频器或驱动电机,其中 SD 板和变频器具有备件,能直接更换,伺服和驱动电机需要进行维修.其中“E13 显示”所在行代表“E13”显示时直接指示到“接近开关组”故障.对分系统 1 的故障模块使用 1.2 节的

方法建立 HMSFG 模型,如图 3 所示^[17-18].

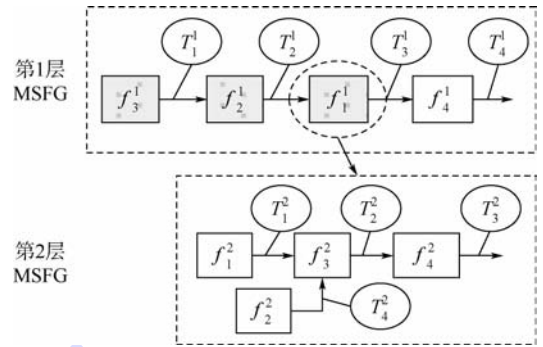


图 3 分系统 1 的 HMSFG 模型

Fig. 3 HMSFG model of subsystem 1

第 1 层 MSFG 中, f_1^1 为“天线控制”故障, f_2^1 为“显控”故障, f_3^1 为“电源”故障, f_4^1 为“接近开关组”故障,分别对应 4 个故障现象;第 2 层 MSFG 中, f_1^2 为“伺服”故障, f_2^2 为“SD 板”故障, f_3^2 为“变频器”故障, f_4^2 为“驱动电机”故障.图 2 中只对“天线控制”进行了下层 MSFG 的建模,其余部分省略.建立 HMSFG 之后,依据图 2 获得相应的层次 DM,如表 2 所示.

表 2 层次相关性矩阵

Table 2 Hierarchical dependence matrix

部分 D^1	T_1^1	T_2^1	T_3^1	T_4^1
f_1^1	0	0	1	1
f_2^1	0	1	1	1
f_3^1	1	1	1	1
f_4^1	0	0	0	1
部分 D^2	T_1^2	T_2^2	T_3^2	T_4^2
f_1^2	1	1	1	0
f_2^2	0	1	1	1
f_3^2	0	1	1	0
f_4^2	0	0	1	0

对所有的层次进行 MSFG 建模并获取 DM,将每层上的 DM 进行合并得到该层上完整的 D^l ,完成装备的层次相关性矩阵的建立.经过合并与统计得到各维修级别具有的故障、测试及不可隔离维修模块数目,由式(4)~式(7)计算得到层次测试性评估结果,如表 3 所示.

表 3 各维修级别的评估结果

Table 3 Evaluation on different maintenance levels

维修级别	基层级		基地级	
	数量	$\gamma_{FI}/\%$	数量	$\gamma_{FI}/\%$
故障	65		127	
测试	73		139	
模糊度 1	27	41.5	127	100
模糊度 2	54	83.1	127	100
模糊度 3	62	95.4	127	100
模糊度 4	65	100	127	100
$\gamma_{FD}/\%$		100		100

由表3可以看出,该装备的 γ_{FD} 为100%,基层级上 γ_{FI} 根据模糊度的大小有所不同,基地级上 γ_{FI} 均为100%.该装备在论证时测试性指标要求为: $\gamma_{FD} \geq 90\%$, $\gamma_{FI} \geq 90\%$,所以在基层级使用时,模糊度为3能满足 γ_{FI} 的指标要求.

4 结论

1) 本文提出的基于层次测试性模型的评估方法,很好地诠释了在不同维修级别与测试条件约束下装备具有不同评估结果的情况.

2) 装备作战使用时的测试诊断与维修活动主要发生在基层级,因此进行指标考核时在基层级明确了相应模糊度下的测试性指标.

3) 分析MSFG层间的联系,可为测试性设计、维修与备件储供提供决策帮助.需要进一步测试的部分,依据实际情况可做出改进设计、转换维修级别或者提供备件的决策.

参考文献 (References)

- [1] 石君友. 测试性设计分析与验证[M]. 北京:国防工业出版社,2011:1-2.
Shi J Y. Testability design analysis and verification [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2011: 1-2 (in Chinese).
- [2] 邱静,刘冠军,杨鹏,等. 装备测试性建模与设计技术[M]. 北京:科学出版社,2012:210-213.
Qiu J, Liu G J, Yang P, et al. Modeling and design technology on testability of equipment [M]. Beijing: Science Press, 2012: 210-213 (in Chinese).
- [3] 田仲,石君友. 系统测试性设计分析与验证[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2003:17-19.
Tian Z, Shi J Y. Testability design analysis and verification on systems [M]. Beijing: Beihang University Press, 2003: 17-19 (in Chinese).
- [4] Deb S, Pattipati K R, Raghavan V, et al. Multi-signal flow graphs: a novel approach for system testability analysis and fault diagnosis [J]. Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1995, 10(5): 14-25.
- [5] 刘刚,吕建伟,胡斌. 复杂装备测试性建模问题研究[J]. 舰船电子工程, 2013, 33(5): 137-139.
Liu G, Lü J W, Hu B. Modeling of complex equipment testability [J]. Ship Electronic Engineering, 2013, 33(5): 137-139 (in Chinese).
- [6] 吕晓明,黄考利,连光耀. 基于多信号流图的分层系统测试性建模与分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(9): 1151-1155.
Lü X M, Huang K L, Lian G Y. Modeling and analyzing for testability of hierarchy system based on multi-signal flow graph model [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(9): 1151-1155 (in Chinese).
- [7] 尹园威,尚朝轩,马彦恒,等. 装备测试性设计的层次诊断方法研究[J]. 海军工程大学学报, 2014, 26(1): 71-75.
Yin Y W, Shang C X, Ma Y H, et al. Research on hierarchy diagnosis based on the equipment [J]. Journal of Naval University of Engineering, 2004, 26(1): 71-75 (in Chinese).
- [8] Groumpos P P. Structural analysis of multilevel hierarchical systems [C] // International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Piscataway, NJ: IEEE, 1993: 385-389.
- [9] 石君友,王风武,张鑫,等. 通断式多态系统扩展测试性建模方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(6): 772-777.
Shi J Y, Wang F W, Zhang X, et al. Method of extended testability modeling for on-off multi-state system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(6): 772-777 (in Chinese).
- [10] Boumen R, Ruan S, de Jong I S M, et al. Hierarchical test sequencing for complex systems [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics Part A: Systems and Humans, 2009, 39(3): 640-649.
- [11] Long B, Dai Z J, Tian S L, et al. A hierarchical modeling and fault diagnosis technique for complex electronic devices [C] // 2009 IEEE Circuits and Systems International Conference on Testing and Diagnosis. Piscataway, NJ: IEEE Computer Society, 2009: 1-4.
- [12] 林志文,贺喆,郭丽华. D-矩阵在舰船超短波设备综合诊断中的应用[J]. 计算机测量与控制, 2009, 17(11): 2105-2108.
Lin Z W, He Z, Guo L H. Application of D-matrix in vessel ultra-short wave equipment integrated diagnostics [J]. Computer Measurement & Control, 2009, 17(11): 2105-2108 (in Chinese).
- [13] Sheppard J W, Butcher S G W. A formal analysis of fault diagnosis with D-matrices [J]. Journal of Electronic Testing: Theory and Applications, 2007, 23(4): 309-322.
- [14] 马俊涛,薛周成. XX型中空高目标指示雷达构造与维修[M]. 北京:国防工业出版社,2010:148-188.
Ma J T, Xue Z C. XX high-altitude target indication radar construction and maintenance [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 148-188 (in Chinese).
- [15] 马彦恒,王志云,胡文华,等. 雷达性能测试技术[M]. 北京:国防工业出版社,2007:226-255.
Ma Y H, Wang Z Y, Hu W H, et al. The test technology of radar performance [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2007: 226-255 (in Chinese).
- [16] Yin C, Zhong S M, Chen W F. Design of sliding mode controller for a class of fractional-order chaotic systems [J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2012, 17(1): 356-366.
- [17] 石君友,张鑫,邹天刚. 多信号建模与诊断策略设计技术应用[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(4): 811-815.
Shi J Y, Zhang X, Zou T G. Application of multi-signal modeling and diagnosis strategy design technology [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(4): 811-815 (in Chinese).
- [18] 林志文,贺喆,杨士元. 基于多信号模型的雷达测试性设计分析[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(11): 2781-2784.
Lin Z W, He Z, Yang S Y. Multi-signal model based method for radar testability analysis [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(11): 2781-2784 (in Chinese).

Method of testability evaluation using hierarchical testability model

YIN Yuanwei¹, SHANG Chaoxuan^{*1}, MA Yanheng², LI Gang¹

(1. Department of Electronic and Optical Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China;

2. Department of UAV Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: The layered and modularized design is always used in complex electronic equipment, where the maintenance level and test requirement are both characterized by hierarchy configuration. Therefore, a novel evaluation approach was presented based on hierarchical testability model. The multi-signal flow graph model has ability to present multi-fault factors, according to the hierarchical classification based on maintenance level and physical structure of equipment, the multi-signal flow graph model could be established for each level respectively. For any part which can't be tested or maintained, the multi-signal flow graph model would be established on lower level; thereby the hierarchical testability model was built up. The hierarchical dependence matrix was obtained based on above model, and then the testing level of equipment on each maintenance level was obtained by using the mathematical model of testability evaluation. The analysis results of example prove that this method could effectively evaluate the testability levels of equipments in different situations, at the same time this method could provide available guidance and assistance for the design of testability and maintenance.

Key words: testability; multi-signal flow graph; testability evaluation; hierarchical testability model; hierarchical dependency matrix

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0076

基于约束边长 FART-Q 的智能决策算法



周亚楠, 龚光红*

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘 要: 针对模糊自适应共振理论(ART)应用于智能决策时存在的问题,提出了约束边长的模糊 ART 算法. 将有边长约束的模糊 ART 与 Q 学习结合,构建了约束边长 FART-Q (Fuzzy ART-Q learning) 智能决策网络. 传统的模糊 ART 只根据输入向量与权值向量的模糊相似度进行分类,在用于智能决策中的状态分类时,不能考虑状态变量的物理含义,存在分类不合理的问题. 针对这一问题,提出了对模糊 ART 的共振条件加入边长约束的改进算法,使得分类时可根据状态变量的物理含义确定分类的边长约束,同时能够减少分类数量. 雷区导航仿真实验表明,约束边长 FART-Q 能快速做出合理决策. 改进的模糊 ART 算法能够使分类更为合理,既能提高决策的成功率,又可以减小决策的运算时间.

关键词: 神经网络; 自适应共振理论; 模糊集理论; Q 学习; 智能决策

中图分类号: TP183

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0096-06

随着人工智能与机器学习技术的快速发展,智能体的应用越来越广泛. 为获得做出适当决策所必需的知识,智能体可使用专家系统^[1-2]获得领域专家的决策知识,或通过强化学习^[3]等方法学习决策知识. 专家系统可将领域内权威专家的知识以特定形式保存到决策系统中形成知识库,常见的专家系统有基于规则的专家系统和基于案例的专家系统等^[4]. 专家系统在处理复杂的决策问题时,往往面临获取和表示专家知识较困难、推理决策时间较长等问题. 强化学习可通过在线学习的方式,不断更新和完善知识库,具有较好的适应性和智能性. 智能决策可表示为从状态(state)到动作(action)的映射^[5]. 由于可选的动作通常可用离散值表示,而智能体所处的状态往往要用一组连续的变量表示,这就需要对连续量进行离散化或分类. 自适应共振理论(ART)是一种无监督学习型人工神经网络,网络通过训练可自动对

输入模式进行分类^[6]. 模糊 ART 将模糊理论与 ART 相结合,是一种可在线学习的对连续输入进行分类的方法^[5,7]. 模糊 ART 可在训练获得的知识基础上,增量式地继续获取新的知识,同时不会破坏原有知识. 模糊 ART 被用于各种分类应用中,如文档聚类^[8]、多变量化学数据分类^[9]、无线传感器网络遗漏数据的估计^[10]等.

传统的模糊 ART 只将模糊相似度作为分类的依据,没有考虑状态变量的物理含义,在智能决策应用中存在分类不合理的问题. 本文提出在模糊 ART 的共振条件中加入分类的边长约束的改进,以使得分类所覆盖的各状态变量的范围得到限制,分类更为合理.

将模糊 ART 与强化学习算法结合^[5,11-12]可完成智能决策所需的状态分类和学习决策规则的任务. 强化学习通过与环境交互得到的反馈进行调整,以获得更好的行为. Q 学习是强化学习的一

收稿日期: 2014-02-27; 录用日期: 2014-05-30; 网络出版时间: 2014-06-09 15:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0076.html

作者简介: 周亚楠(1990—),男,安徽泗县人,博士生,zyn_asee@126.com

* 通讯作者: 龚光红(1968—),女,四川石柱人,教授,gg@buaa.edu.cn,主要研究方向为分布仿真与虚拟技术.

引用格式: 周亚楠, 龚光红. 基于约束边长 FART-Q 的智能决策算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 96-101.

Zhou Y N, Gong G H. Intelligent decision-making algorithm based on bounded FART-Q[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 96-101 (in Chinese).

种,通过与“状态-动作对”相关联的 Q 值来调整行为. 本文将改进的模糊 ART 与 Q 学习算法结合,给出了约束边长 FART-Q 智能决策网络结构.

本文对约束边长 FART-Q 智能决策网络进行了仿真实验,验证了改进算法的效果.

1 模糊自适应共振理论

1.1 模糊 ART 神经网络

1.1.1 模糊运算与模糊子集

在模糊理论^[7]中,对 n 维向量 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} ,模糊与运算 (\wedge) 定义为

$$(\mathbf{a} \wedge \mathbf{b})_i = \min(a_i, b_i) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

若 \mathbf{a} 和 \mathbf{b} 满足

$$|\mathbf{a} \wedge \mathbf{b}| / |\mathbf{b}| = 1 \quad (2)$$

则称 \mathbf{b} 是 \mathbf{a} 的模糊子集,其中, $|\mathbf{x}| = \sum_i x_i$. 由模糊与运算的定义可知, $|\mathbf{a} \wedge \mathbf{b}| / |\mathbf{b}| \in [0, 1]$, 此比值大小代表 \mathbf{b} 是 \mathbf{a} 的模糊子集的程度.

1.1.2 模糊 ART 分类算法

模糊 ART 是一种对连续数值向量进行自适应聚类的分类算法. 图 1 所示为模糊 ART 的神经网络结构.

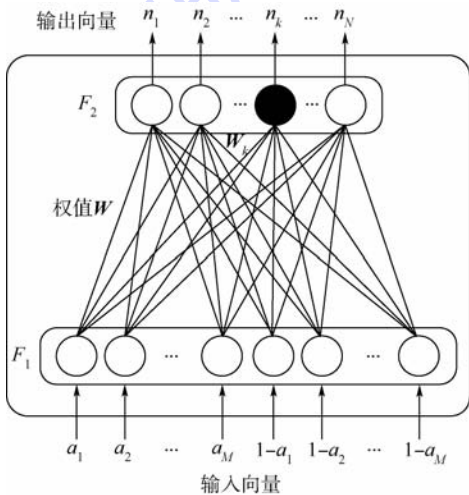


图 1 模糊 ART 网络

Fig. 1 Fuzzy ART network

网络由输入层 F_1 和输出层 F_2 组成. 输入层有 $L = 2M$ 个神经元,接收输入向量:

$$\begin{cases} \mathbf{I} = (\mathbf{a}, \mathbf{a}^c) \\ \mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_M) \\ \mathbf{a}^c = (1 - a_1, 1 - a_2, \dots, 1 - a_M) \end{cases} \quad (3)$$

其中, $a_m \in [0, 1]$; \mathbf{a}^c 是 \mathbf{a} 的补. 对输入向量采用互补编码,可有效防止分类数激增^[7]. 输出层有 N 个神经元,输出分类结果. 每个输出层神经元连接有一个权值向量:

$$\mathbf{W}_j = (w_1^j, w_2^j, \dots, w_L^j) \quad w_l^j \in [0, 1] \quad (4)$$

模糊 ART 分类算法步骤如下:

1) 初始化神经网络, $N = 0$. 向输出层添加第 1 个神经元, $N = 1$, 且对所有 $l = 1, 2, \dots, L$, 令 $w_l^1 = 1$.

2) 输入待分类向量 \mathbf{I} , 对输出层的每个神经元,计算选择函数:

$$T_j = \frac{|\mathbf{I} \wedge \mathbf{W}_j|}{\alpha + |\mathbf{W}_j|} \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

其中 α 是值很小的正常数.

3) 对选择函数最大的神经元 J , 验证共振条件:

$$P(J) = |\mathbf{I} \wedge \mathbf{W}_J| / |\mathbf{I}| \geq \rho \quad (6)$$

其中 $\rho \in [0, 1]$ 为警戒值. 若满足共振条件,进入下一步;否则将 T_j 置为 0, 重复步骤 3), 直至满足共振条件.

4) 对神经元进行学习:

$$\mathbf{W}_j^{(\text{new})} = \beta(\mathbf{I} \wedge \mathbf{W}_j^{(\text{old})}) + (1 - \beta)\mathbf{W}_j^{(\text{old})} \quad (7)$$

其中 $\beta \in [0, 1]$ 为学习率,若 $\beta = 1$ 则称为快速学习.

5) 输出分类结果:

$$n_j = \begin{cases} 1 & j = J \\ 0 & j \neq J \end{cases} \quad (8)$$

6) 若 $J = N$, 则向输出层新增加一个神经元 ($N := N + 1$), 且对所有 $l = 1, 2, \dots, L$, 令 $w_l^N = 1$.

最后一个输出层神经元的所有权值都为 1, 确保了共振条件一定能够满足.

可见,模糊 ART 网络是依据输入向量与权值向量间的“模糊相似度”来进行分类的. 这里,模糊相似度由 \mathbf{W}_j 是 \mathbf{I} 的模糊子集的程度以及 \mathbf{I} 是 \mathbf{W}_j 的模糊子集的程度共同决定.

1.2 约束边长的模糊 ART

某些情况下,两个模糊相似度较高的输入向量所代表的物理含义并非相似,甚至相差很大.

在智能决策应用中,待分类的状态向量往往是由多个物理含义不同的变量,经归一化处理组合而成的. 例如,智能小车的目标方向需要用角度等变量描述^[13]. 以目标方向角 φ 为例,其取值范围通常为 $(-\pi, \pi]$. 对 φ 进行归一化,有

$$\bar{\varphi} = (\varphi + \pi) / 2\pi \quad (9)$$

则 $\bar{\varphi} \in (0, 1]$, 可作为模糊 ART 分类网络输入向量中的一维.

考察如下两个输入向量, $M = 2$, 设其中的第 1 维为 $\bar{\varphi}$ 的值:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_1 = (0.1, 0.5, 0.9, 0.5) \\ \mathbf{I}_2 = (0.7, 0.6, 0.3, 0.4) \end{cases} \quad (10)$$

设网络参数 $\alpha = 0.1, \beta = 1, \rho = 0.5$, 当 I_1 输入到全新的网络中时, 分类结果为第 1 类, 且有

$$\begin{cases} \mathbf{W}_1 = (0.1, 0.5, 0.9, 0.5) \\ \mathbf{W}_2 = (1, 1, 1, 1) \end{cases} \quad (11)$$

当 I_2 输入到网络中时, $T_1 \approx 0.619, T_2 \approx 0.488, T_1 > T_2$, 故 $J = 1$. 又 $\frac{|I_2 \wedge \mathbf{W}_1|}{|I_2|} = 0.65 > 0.5$

满足共振条件, 故分类结果仍为第 1 类, 且有

$$\begin{cases} \mathbf{W}_1 = (0.1, 0.5, 0.3, 0.4) \\ \mathbf{W}_2 = (1, 1, 1, 1) \end{cases} \quad (12)$$

I_1 中, $\bar{\varphi} = 0.1$, 即 $\varphi = -0.8\pi$; I_2 中, $\bar{\varphi} = 0.7$, 即 $\varphi = 0.4\pi$.

两种情况下, 目标分别处在左后方和右前方, 态势相差甚远. 如果将这两种态势分为一类, 会对后续的决策造成非常不利的影

响. 文献[7]指出, 模糊 ART 网络中的任一输出层神经元 j 均满足如下条件:

$$|R_j| \leq M(1 - \rho) \quad (13)$$

其中, R_j 为神经元 j 所代表的分类区域, $|R_j| = \sum_{m=1}^M |(1 - w_{M+m}^j) - w_m^j|$ 为该区域所有边长的和.

当 $M = 2$ 时, 设输入 $I = (a, a^c)$, 相应地可将权值向量写为 $\mathbf{W}_j = (u_j, v_j^c)$, u_j, v_j 均为二维向量. 令 u_j, v_j 分别代表二维平面中的一个点. 前例中 $\mathbf{W}_1 = (0.1, 0.5, 0.3, 0.4)$, 则 $u_1 = (0.1, 0.5), v_1 = (0.7, 0.6)$, R_1 即为图 2 中的长方形区域.

定义输出层神经元 j 所代表的分类区域的第 m 个边长为 $S_m^j = |(1 - w_{M+m}^j) - w_m^j|$, 则式(13)可重写为

$$\sum_{m=1}^M S_m^j \leq M(1 - \rho) \quad (14)$$

式(12)中 \mathbf{W}_1 所表示的分类 1 的第 1 个边长 $S_1^1 = |(1 - 0.3) - 0.1| = 0.6$, 该分类覆盖 $\bar{\varphi} \in [0.1, 0.7]$ 的范围.

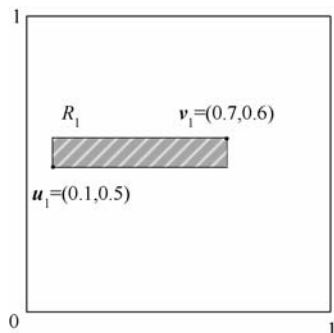


图 2 \mathbf{W}_1 所代表的分类区域

Fig. 2 Category area covered by \mathbf{W}_1

为解决模糊 ART 网络分类边长可能过大的问题, 对原分类算法步骤 3) 中的共振条件进行加强, 得到新的步骤 3):

对选择函数最大的神经元 J , 若满足式(16), 且 $J < N$, 则对 $\mathbf{W}_j = I \wedge \mathbf{W}_j$ 求边长向量 $\mathbf{S}^j = (S_1^j, S_2^j, \dots, S_M^j)$, 定义边长约束向量:

$$\Sigma = (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_M)$$

$$\sigma_m \in [1 - \rho, \min(1, M(1 - \rho))] \quad (15)$$

若对所有 $m = 1, 2, \dots, M$, 都有

$$S_m^j \leq \sigma_m \quad (16)$$

则满足共振条件. 否则将 T_j 置为 0, 重复步骤 3), 直至满足共振条件.

当 $\Sigma = (1, 1, \dots, 1)$ 时, 式(16)恒成立, 算法退化为传统的模糊 ART.

1.3 边长约束的优点

边长约束引入了如下两方面优点:

1) 如 1.2 节所述, 能够避免分类的某个边长过大导致的分类不合理的问题.

2) 对大量输入进行分类时, 能够减少分类数量. 由式(14)可知, 模糊 ART 限制了分类区域的边长总和. 可定义分类区域的体积:

$$V_j = \prod_{m=1}^M S_m^j \quad (17)$$

由平均值不等式, 结合式(14)可得

$$V_j = \prod_{m=1}^M S_m^j \leq \left(\sum_{m=1}^M S_m^j / M \right)^M \leq (1 - \rho)^M \quad (18)$$

当且仅当 $S_1^j = S_2^j = \dots = S_M^j = \sum_{m=1}^M S_m^j / M$ 时第 1 个等号成立. 而边长约束使得所有边长的大小更接近相等, 每个分类区域的体积更大, 所以分类数会减少.

2 约束边长 FART-Q 智能决策网络

智能决策问题中, 通过模糊 ART 网络可对智能体当前所处的态势进行分类, 获得智能体面对环境的状态 $s_i, i = 1, 2, \dots, N$. 该状态下相应可选择动作为 $a_j \in A = \{a_1, a_2, \dots, a_p\}$, P 为可选的动作个数. 对应预期的回报为 $Q(s_i, a_j) \in [0, 1]$. Q 值可用如下迭代方法^[14-15]求得:

$$\begin{cases} Q(s_i, a_j)^{(\text{new})} = Q(s_i, a_j)^{(\text{old})} + \\ \eta E_{\text{TD}} (1 - Q(s_i, a_j)^{(\text{old})}) \\ E_{\text{TD}} = r + \gamma \max_{a'} Q(s', a') - Q(s_i, a_j)^{(\text{old})} \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\eta \in [0, 1]$ 是学习参数; E_{TD} 是时域差分; r

是执行动作 a 带来的回报; $\gamma \in [0, 1]$ 是折扣参数; $\max_a Q(s', a')$ 是下一状态 s' 下的最大估计回报. 初始时, 所有的 Q 值均设为 0.5.

将 Q 学习与模糊 ART 结合, 可用于智能决策. 约束边长 FART-Q 智能决策网络如图 3 所示, 模糊 ART 网络输出状态分类 s_i , 选取使得 Q 值最大的动作 a_k , 即

$$Q(s_i, a_k) = \max Q(s_i) \quad (20)$$

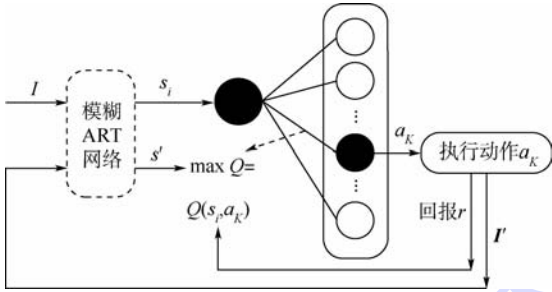


图 3 约束边长 FART-Q 智能决策网络结构

Fig.3 Structure of intelligent decision-making network with bounded FART-Q

执行选取的动作 a_k 后, 获得新的态势输入 I' , 经模糊 ART 网络分类后得到下一状态 s' . 将 s' 和动作 a_k 获取的回报 r 反馈, 则 Q 值按式(19)迭代更新.

约束边长 FART-Q 智能决策网络中输出层神经元可用如下数据结构实现:

```
struct Action_Q
{
    int action_index; //动作编号
    double Q_value; //Q 值
};
class CCategory
{
    int category_id; //分类编号
    CVector weight; //权值向量
    vector < Action_Q > action_reward;
    //动作-Q 值对数组
};
```

约束边长 FART-Q 智能决策网络的决策步骤如下:

- 1) 将从传感器等渠道获取的态势信息进行归一化预处理, 生成分类输入向量 I .
- 2) 将 I 输入到模糊 ART 网络中进行分类, 得到分类结果 s_i , 并通过学习调整模糊 ART 网络.
- 3) 通过状态 s_i 的动作-Q 值对选取 Q 值最大的动作 a_k 并执行.

4) 获得执行完 a_k 后的态势输入 I' , 经模糊 ART 网络分类后得到下一状态 s' , 获得执行 a_k 的回报 r , 并将 s' 和 r 反馈给动作-Q 值对, 通过式(19)学习 Q 值.

3 智能决策仿真实验

3.1 雷区导航实验简介

雷区导航 (minefield navigation)^[13] 仿真实验如图 4 所示, 在尺寸为 16×16 的正方形网格区域中, 随机放置有 10 个地雷, 自动小车放置在一个随机的起点上, 小车的任务是一定的步数内, 在不碰到障碍 (地雷或雷区的边界) 的情况下, 穿越雷区到达随机选定的终点. 每个回合开始前, 随机产生上述地雷、起点和终点; 回合过程中, 地雷和终点的位置不变; 当小车到达终点 (成功) 或碰到障碍 (失败), 或者超过 30 步 (超时) 时, 一个回合结束.

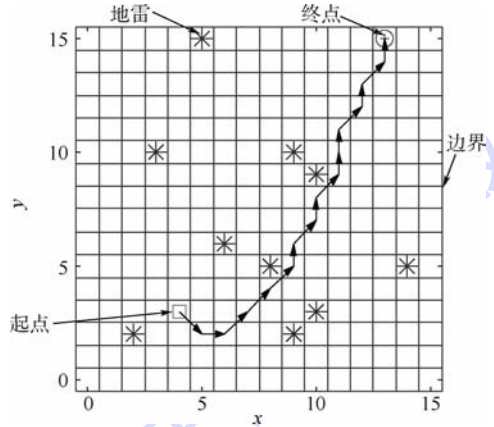


图 4 雷区导航实验

Fig.4 Minefield navigation experiment

自动小车每一步都执行“探测、移动、学习”的过程.

- 1) 探测: 车的左、左前、前、右前、右 5 个方向上各有一个传感器, 可以探测相应方向上障碍的距离 $d_i (i=1, 2, \dots, 5)$; 另有一个传感器可以感知终点的相对方向 $\mathbf{b}^{(1 \times 5)}$, \mathbf{b} 的每一维代表一个方向, 如图 5 所示, 若终点在相应方向范围内, 则这一方向上的值为 1, 其他方向上值为 0.

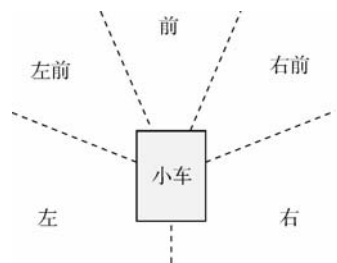


图 5 探测目标相对方向的范围

Fig.5 Destination's direction scopes relative to the vehicle

2) 移动: 小车每次可以向车的左、左前、前、右前、右5个方向移动1格。

3) 学习: 每移动1步后, 小车可获得相应的回报 r (见表1), Q学习算法根据回报对执行的动作效果进行学习. 若移动后, 小车离终点更近, 则 $r=0.8$, 否则 $r=0.2$; 若移动后小车到达终点, $r=1.0$, 若碰到障碍, 则 $r=0$.

表1 每步移动后的回报

Table 1 Reward of each step

移动后结果	离终点更近	离终点没有更近	成功	失败
回报 r	0.8	0.2	1.0	0

令 $\mathbf{a} = (d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5)$, 则可将 $\mathbf{I} = (\mathbf{a}, \mathbf{a}^c)$ 作为模糊 ART 网络的输入, 利用第2节所述的约束边长 FART-Q 决策网络进行动作决策。

3.2 实验结果与分析

实验运行的环境为: Intel Core2 P8400, 2.26 GHz CPU; 2.0 GB 内存; 32 位 Windows 7 操作系统。

实验分3组进行: 第1组和第2组使用传统的模糊 ART, 即分类边长 $\Sigma = (1, 1, \dots, 1)$, 警戒值 ρ 分别为 0.5 和 0.8; 第3组使用约束边长的模糊 ART, 分类边长 $\Sigma = (0.5, 0.5, \dots, 0.5)$, 警戒值 ρ 与第2组相同. 表2所示为每组实验使用的约束边长 FART-Q 决策网络参数。

表2 实验中使用的参数

Table 2 Parameters used in each test group

组号	α	β	ρ	Σ	η	γ
第1组	0.1	1.0	0.5	(1, 1, ..., 1)	0.5	0.1
第2组	0.1	1.0	0.8	(1, 1, ..., 1)	0.5	0.1
第3组	0.1	1.0	0.8	(0.5, 0.5, ..., 0.5)	0.5	0.1

由于每回合都随机生成起点、终点以及10个地雷, 实验结果有一定随机性, 故每组实验重复进行10次, 每次实验中, 小车先清空并初始化约束边长 FART-Q 网络, 然后完成3000回合的雷区导航任务。

对每组10次实验的统计数据求平均值, 3组实验的平均成功率曲线如图6所示。

可见, 初始时, 由于决策网络中均没有知识, 成功率都很低. 随着回合数增加, 网络通过不断学习, 知识越来越多, 成功率也越来越高. 实验数据显示, 使用约束边长的模糊 ART 的第3组实验成功率最高, 500回合时成功率就上升到85.6%, 1000回合后成功率一直保持在90%以上。

各组实验3000回合后的统计数据平均值如表3所示。

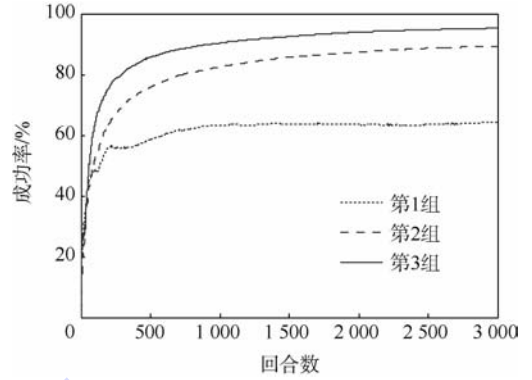


图6 3组实验的平均成功率比较

Fig. 6 Comparison of average success rate among three test groups

表3 各组实验的统计数据平均值

Table 3 Mean values of statistical results from each test group

组号	总时间/ ms	总移动 步数	每步平均 时间/ms	3000 回合 后分类数	3000 回合 成功率/%
第1组	10957.3	29557.5	0.367	22.7	64.37
第2组	49994.1	28864.4	1.732	186.6	89.24
第3组	30250.9	24126.1	1.253	124.1	95.26

由前两组实验统计数据可见, 在未加入模糊 ART 分类中的边长约束时, ρ 值大的情况下获得的分类数明显更多, 分类更细, 成功率也明显更高; 同时, 更多的分类数也导致每次决策的计算时间更长。

由后两组实验统计数据可知, ρ 值相同的情况下, 加入模糊 ART 分类的边长约束后, 分类数减少33.5%, 每次决策的计算时间减小27.7%; 而同时, 成功率上升了近6%。

加入分类边长的约束使得分类更合理, 决策的成功率更高, 且使分类数减少, 提高了决策速度。

4 结论

1) 本文提出了约束边长的模糊 ART 算法, 并将其与 Q 学习结合构建了约束边长 FART-Q 智能决策网络。

2) 经3组雷区导航仿真实验验证, 该网络可快速进行智能决策. 实验中, 输入向量维数为20 ($M=10$), 在分类数达到120以上的情况下, 每步决策平均用时为1~2ms;

3) 与传统的模糊 ART 相比, 约束边长的模糊 ART 能够使分类更为合理, 既能提高决策的成功率, 又可以减小决策的运算时间。

参考文献 (References)

[1] 祝世虎, 董朝阳, 张金鹏, 等. 基于神经网络与专家系统的智

- 能决策支持系统[J]. 电光与控制,2006,13(1):8-11.
- Zhu S H, Dong C Y, Zhang J P, et al. An intelligent decision-making system based on neural networks and expert system[J]. Electronics Optics and Control, 2006, 13(1): 8-11 (in Chinese).
- [2] 魏强,周德云. 基于专家系统的无人战斗机智能决策系统[J]. 火力与指挥控制, 2007, 32(2): 5-7.
- Wei Q, Zhou D Y. Research on UCAV's intelligent decision-making system based on expert system[J]. Fire Control and Command Control, 2007, 32(2): 5-7 (in Chinese).
- [3] 马耀飞,龚光红,彭晓源. 基于强化学习的航空兵认知行为模型[J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36(4): 379-383.
- Ma Y F, Gong G H, Peng X Y. Cognition behavior model for air combat based on reinforcement learning[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36(4): 379-383 (in Chinese).
- [4] 杨兴,朱大奇,桑庆兵. 专家系统研究现状与展望[J]. 计算机应用研究, 2007, 24(5): 4-9.
- Yang X, Zhu D Q, Sang Q B. Research and prospect of expert system[J]. Application Research of Computers, 2007, 24(5): 4-9 (in Chinese).
- [5] Ueda H, Naraki T, Hanada N, et al. Fuzzy Q-learning with the modified fuzzy ART neural network[J]. Web Intelligence and Agent Systems, 2007, 5(3): 331-341.
- [6] 彭小萍. 自适应共振理论原理与应用研究[D]. 北京:北京化工大学, 2012.
- Peng X P. The study on adaptive resonance theory principles and applications[D]. Beijing: Beijing University of Chemical Technology, 2012 (in Chinese).
- [7] Carpenter G A, Grossberg S, Rosen D B. Fuzzy ART: fast stable learning and categorization of analog patterns by an adaptive resonance system[J]. Neural Networks, 1991, 4(6): 759-771.
- [8] Hsieh S, Su C L, Liaw J. Fuzzy ART for the document clustering by using evolutionary computation[J]. WSEAS Transactions on Computers, 2010, 9(9): 1032-1041.
- [9] Song X H, Hopke P K, Bruns M A, et al. A fuzzy adaptive resonance theory-supervised predictive mapping neural network applied to the classification of multivariate chemical data[J]. Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems, 1998, 41(2): 161-170.
- [10] Li Y Y, Parker L E. Classification with missing data in a wireless sensor network[C]//Southeastcon, 2008. Piscataway, NJ: IEEE, 2008: 533-538.
- [11] Ediriweera D D, Marshall I W. Advances in computational algorithms and data analysis[M]. Netherlands: Springer, 2009: 293-304.
- [12] Araujo R. Prune-able fuzzy ART neural architecture for robot map learning and navigation in dynamic environments[J]. Neural Networks, IEEE Transactions on Neural Networks, 2006, 17(5): 1235-1249.
- [13] Tan A H. FALCON: a fusion architecture for learning, cognition and navigation[C]//2004 IEEE International Joint Conference on Neural Networks. Piscataway, NJ: IEEE, 2004, 4: 3297-3302.
- [14] Teng T H, Tan A H. Knowledge-based exploration for reinforcement learning in self-organizing neural networks[C]//Proceedings of the 2012 IEEE/WIC/ACM International Joint Conferences on Web Intelligence and Intelligent Agent Technology, Volume 02. Washington, D C: IEEE Computer Society, 2012: 332-339.
- [15] Teng T H, Tan A H, Teow L N. Adaptive computer-generated forces for simulator-based training[J]. Expert Systems with Applications, 2013, 40(18): 7341-7353.

Intelligent decision-making algorithm based on bounded FART-Q

ZHOU Yanan, GONG Guanghong*

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Fuzzy adaptive resonance theory (ART) with bounded side length was proposed to address the problem emerged while applying fuzzy ART to intelligent decision-making. Integrating the modified fuzzy ART and Q learning algorithm, bounded fuzzy ART-Q learning (FART-Q) intelligent decision-making network was built. The original fuzzy ART might make unreasonable classifications only according to the fuzzy similarity between input vector and weight vector, without considering the physical meaning of the state variables. To solve this problem, a modified algorithm was proposed, strengthening the resonance condition of fuzzy ART with bounded side length. The improvement made it possible both to limit the side length according to the physical meaning of the state variables and to reduce the number of categories. The minefield navigation simulation was conducted to verify the availability and effectiveness of bounded FART-Q. Compared with the original fuzzy ART, the modified algorithm is able to make classifications more reasonably with higher success rate and less operation time.

Key words: artificial neural network; adaptive resonance theory; fuzzy set theory; Q learning; intelligent decision-making

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0130

基于数据链的空战对抗建模及增援决策分析



牛德智¹, 陈长兴^{*1}, 徐浩翔², 李永宾², 王卓¹, 陈强¹

(1. 空军工程大学 理学院, 西安 710051; 2. 空军工程大学 装备管理与安全工程学院, 西安 710051)

摘 要: 研究了空战双方力量的变化问题. 将飞机的空战能力指数转化为平均战斗力水平, 进而以蓝彻斯特方程为基础, 考虑数据链对空战的影响和作战中有增援力量的加入, 建立了对抗双方战机数量变化的微分方程模型, 给出了其数值计算方法, 指出了离散计算的时间步长所应满足的条件, 并根据增援模式的不同, 将模型细化为不同形式. 仿真实验表明, 存在有效增援时间范围, 一次性增援和匀减速增援具有时间优势, 并且通过构造评价函数有效衡量了这两者具有较高的增援效率, 为空中作战应用和决策提供了参考依据.

关键词: 平均战斗力水平; 蓝彻斯特方程; 数据链; 评价函数; 增援效率; 决策

中图分类号: V271; TN919

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0102-08

在信息化战争条件下, 航空武器系统越来越倚重于高效可靠的通信手段来保障其性能发挥. 数据链的出现, 实现了战场态势共享、精确指挥控制和武器协同打击的无缝链接^[1-2], 成为武器装备的生命线. 另外, 衡量航空武器系统整体的作战效能^[3-5], 对于科学研判和有效分析系统的整体性能, 具有重要的现实意义. 从系统融合的角度出发^[6], 将效能评估和作战应用衔接起来构成环路, 是研究现代空战规律的必然要求, 掌握空战变化的内部规律, 无疑会使得整个空战的安排部署和指挥决策更加合理和高效.

在现有针对航空作战的研究中, 主要集中在两方面^[7-9]: 一种是不同想定场景不同衍化规律下的作战双方数量变化情况, 这种研究一般战场信息交互作用(数据链)考虑得少, 也未针对不同武器系统的作战效能如何体现; 另一种是停留在仅从顶层设计作战流程或过程的框架结构上, 考虑的因素和方面很广但是难以有效聚合起来, 形

成量化或程式的部署和决策准则. 对于航空作战这样一个体系复杂的系统过程, 需要通过全要素分析形成具有相互关联的输入输出网络关系, 从而将“作战—评估—运用”的环路有效连接起来, 以期实现作战效果的最优化. 文献[10]用多目标整数规划的方法研究了数据包络分析(DEA)效能评估中的权重问题, 但是该方法实现起来具有一定的时间复杂度, 且权重法获得的效能本身主观性就较大. 文献[11]分析了数据链对发现概率、击毁概率的影响, 并将这种影响体现到双方参战或退出战斗飞机的数量中来, 这实现了数据链与作战过程的联系, 但是它主要侧重于从不同作战单元的打击概率等描述整体的作战能力, 未能给出整个战斗过程的兵力变化规律. 文献[12]考虑信息因素对作战的影响, 在蓝彻斯特方程中引入了具有交互功能的战场感知系数, 进而将其作用到交战过程中的兵力变化, 具有一定的借鉴意义, 但是未能结合不同对象的作战效能大小进行

收稿日期: 2014-03-18; 录用日期: 2014-07-04; 网络出版时间: 2014-09-05 16:35

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0130.html

基金项目: 陕西省电子信息系统集成重点实验室基金资助项目(201107Y16)

作者简介: 牛德智(1984—), 男, 陕西富平人, 博士生, niudezhi_001@163.com

* 通讯作者: 陈长兴(1964—), 男, 河北宝坻人, 教授, xachenchangxing@126.com, 主要研究方向为信息系统建模与仿真、通信与雷达信息处理.

引用格式: 牛德智, 陈长兴, 徐浩翔, 等. 基于数据链的空战对抗建模及增援决策分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 102-109. Niu D Z, Chen C X, Xu H X, et al. Modeling and reinforcement decision analysis in air force combat based on data link [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 102-109 (in Chinese).

研究.在蓝彻斯特方程运用方面,文献[13]研究了基于蓝彻斯特方程的兵力增援优化控制问题,文献[14]利用蓝彻斯特方程和微分对策研究了最优火力分配的优化对策问题,给出了作战对策的最优性条件和求解方法.

本文的出发点在作战环路内讨论双方力量构成的变化规律.通过将效能评估的结果转化为表征作战效率的平均战斗力水平,据此建立兵力变化数学模型,并主要对不同增援模式下的战斗结果进行分析评价,确定了实际中应采用的增援作战形式.

1 飞机作战效能

在对作战飞机进行效能评估时,可以采用计算空战能力指数的方法来衡量.该方法选用有关空战的7个主要项目来衡量飞机的空对空作战能力^[15],并将空战能力指数表示为

$$I = \left[\ln \left(\sum A_1 + 1 \right) + \ln A_2 + \ln \left(\sum A_3 \right) \right] \xi_1 \xi_2 \xi_3 \xi_4 \quad (1)$$

其中, I 为空战能力指数; $A_1 \sim A_3$ 分别为火力、机动性、探测目标能力参数; $\xi_1 \sim \xi_4$ 分别为生存力、电子对抗能力、航程、飞行员操纵效能系数.空战能力指数一般远大于1.空战能力指数定量体现了战机的作战能力,在针对空战对抗建模时需要将其转化成单机对单机的毁伤效率(或毁伤能力),这就是平均战斗力水平.

为此,作如式(2)的变换,将空战能力指数 I 变换为在区间(0,1)上的平均战斗力水平 γ (其中 k 为一正比例调节因子,引入它是防止变换所得的 γ 在数值上过于集中).

$$\gamma = kI / (kI + 1) \quad (2)$$

此处说明, γ 的物理意义就是空战对抗时我方单机对敌方单机(或敌方单机对我方单机)的毁伤效率.容易证明 γ 和 I 具有变化的一致性,即 γ 在保证空战能力指数特性的情况下,可以用来作为平均战斗力水平.

2 空战力量对比的建模分析

2.1 数据链体制下的动态力量变化微分模型

在对作战兵力变化规律的研究中,蓝彻斯特方程^[16]可以反映兵力编成和装备特性因素的变化结果,适用于多种类型作战模拟.本文的分析将以蓝彻斯特方程为基础,并以此对不同场景下的兵力变化过程进行建模及仿真.此处给出蓝彻斯特平方律方程的表达式为

$$\begin{cases} dR/dt = -\alpha B \\ dB/dt = -\beta R \end{cases} \quad (3)$$

式中, R 和 B 分别为红、蓝军在时刻 t 的战机数量; α 和 β 分别为蓝、红军每个战机的平均战斗力水平,其求解可通过式(1)~式(2)来实现.用式(3)描述的模型为双方均采用单一机型对抗时的双方数量变化情况,若双方作战投入的是不同数量的多机型战机,则相应的双方数量变化模型为

$$\begin{cases} dR_l/dt = -\sum_{j=1}^J \alpha_{j,l} B_j \\ dB_j/dt = -\sum_{l=1}^L \beta_{l,j} R_l \end{cases} \quad (4)$$

该模型中,蓝、红军分别投入 J 种、 L 种机型,相应的 B_j 和 R_l 表示不同机型的数量; $\alpha_{j,l}$ 表示蓝军第 j 种机型对红军第 l 种机型的平均战斗力水平; $\beta_{l,j}$ 的意义类似.需要说明的是,多机型对抗时,每种机型对敌方的某一机型的空战能力指数 I 都是不同的,因为 I 受7个不同参数的控制,而这些参数都是与参与作战的双方机型相关的,这样就会有不同的平均战斗力水平 $\alpha_{j,l}$ 和 $\beta_{l,j}$.

在实际中,若要对多机型的情况进行分析,则应在式(4)的基础上进行相关公式的变化.在下文中,为了说明空战对抗的建模方法及求解过程,以及说明不同增援模式的性能优劣结论,仍以双方为单机型对抗的情况进行分析.对式(3)求其状态解可得(B_0 和 R_0 分别表示双方的初始数量):

$$\alpha \cdot (B_0^2 - B^2) = \beta \cdot (R_0^2 - R^2) \quad (5)$$

考虑红军(或蓝军)装备数据链时的双方对抗中的战机数量变化情况.数据链由于具有态势共享和武器协同等优势,可以显著提高飞机的空战能力,所以在考虑数据链时若其对红军战斗力水平的提升率为 λ ,则红军的平均战斗力水平变为 $\beta(1 + \lambda)$,对于未装备数据链的蓝军,其战机的平均战斗力水平改变为 $\alpha(1 - \lambda)$,于是可建立数据链体制下双方力量动态变化的数学模型为

$$\begin{cases} dR/dt = -\alpha(1 - \lambda)B \\ dB/dt = -\beta(1 + \lambda)R \end{cases} \quad (6)$$

若双方均采用数据链,需定义相对提升率并将其运用到上式中,给出相对提升率为

$$\lambda_r = (\beta\lambda_r - \alpha\lambda_b) / (\alpha\lambda_b) \quad (7)$$

由该定义式可知, λ_r 可正可负,为正时双方数据链的综合作用是红军战斗力水平得到提高,反之为负时蓝军得到提高.事实上,引入数据链的战机,由于具有了态势共享功能,在某种程度上说

它可使战机具有先敌发现和远距离打击的优势. 对应到空战能力指数的相关参数中,其可以影响探测目标能力和电子对抗能力等^[17-18],进而提升战机的空战能力. 数据链对战机作战能力的影响,体现到模型中就是其影响了平均战斗力水平,故本文采用一个对平均战斗力具有综合作用的提升率修改空战对抗的数学模型,该提升率的大小与雷达搜索方位角、雷达探测距离、协同作战时的机间距离等因素有关.

进一步,在有增援时,可建立该情形下的空战模型为

$$\begin{cases} dR/dt = -\alpha(1-\lambda)B + \mu_1(t) \cdot \varepsilon(t-t_1) \\ dB/dt = -\beta(1+\lambda)R + \mu_2(t) \cdot \varepsilon(t-t_2) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\mu_1(t)$ 和 $\mu_2(t)$ 为双方的增援率; t_1 和 t_2 为增援开始的时刻; $\varepsilon(t)$ 为阶跃函数,用它来表示只有当增援时间开始时,增援力量才能加入.

2.2 模型离散化和数值计算方法

借助相关软件求解微分方程组的方法不易分析变量的变化规律,尤其本文考虑增援的情况下不易在求解中体现不同增援时刻的影响,故应设计合理的数值求解方法. 将式(3)中的第1个方程进行离散处理,得其差分形式为

$$\begin{cases} (R_{t+\Delta t} - R_t)/\Delta t = -\alpha B_t \\ R_{t+\Delta t} - R_t = -\alpha B_t \cdot \Delta t \end{cases} \quad (9)$$

在式(9)中, Δt 为一较小的时间步长,其选取原则是,可维持原微分方程中变量的变化规律. 在对时间进行离散化处理时,依次令 $t=0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, n\Delta t$ (n 表示总战斗回合数,即每个战斗回合双方均有对抗攻击,但该回合内并不能完全摧毁对方),并记 $R_{n\Delta t}$ 为 R_n ,则式(9)化为

$$R_{n+1} - R_n = -\alpha B_n \cdot \Delta t \quad (10)$$

接下来,需确定如何选取合适的 Δt . 文献[12]中也对蓝彻斯特方程进行了差分处理,但其实质是直接令 $\Delta t=1$,这样处理获得的数据具有片面性,并未能完全体现出变量的变化规律,也不利于通过数据变化研究作战规律. 为此,写出式(10)的完整形式:

$$\begin{cases} R_1 = R_0 - \alpha B_0 \cdot \Delta t \\ R_2 = R_1 - \alpha B_1 \cdot \Delta t \\ \vdots \\ R_n = R_{n-1} - \alpha B_{n-1} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (11)$$

将上式中的 n 个等式进行相加,得

$$R_n = R_0 - \alpha(B_0 + B_1 + \dots + B_{n-1}) \cdot \Delta t \quad (12)$$

若考虑蓝军失败,则 $B_{n-1}=0$,这样可将 B_{n-1} 的变

化规律近似用等差数列来描述,相应的式(12)简化为

$$R_n \approx R_0 - \alpha \frac{(B_0 + 0)n}{2} \cdot \Delta t \quad (13)$$

由上式可求

$$\Delta t = 2(R_0 - R_n)/(\alpha B_0 n) \quad (14)$$

在式(5)中,若蓝军失败则有 $B=0$,于是

$$R_n = \sqrt{R_0^2 - (\alpha/\beta) \cdot B_0^2} \quad (15)$$

这样综合式(14)和式(15)就可以求得时间步长 Δt (实际计算时所取的时间步长应小于或等于该值). 另外,若红军失败,则相应的时间步长为

$$\Delta t = 2(B_0 - B_n)/(\beta R_0 n) \quad (16)$$

得到 Δt 后,则与模型式(6)对应的离散模型为

$$\begin{cases} R_n = R_{n-1} - (1-\lambda)\alpha B_{n-1} \cdot \Delta t \\ B_n = B_{n-1} - (1+\lambda)\beta R_{n-1} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (17)$$

若考虑增援以上模型需修改为

$$\begin{cases} R_n = R_{n-1} - (1-\lambda)\alpha B_{n-1} \cdot \Delta t + \\ \mu_1(n) \cdot \varepsilon(n - n_{m_1}) \cdot \Delta t & n_{m_1} = m_1 \Delta t \\ B_n = B_{n-1} - (1+\lambda)\beta R_{n-1} \cdot \Delta t + \\ \mu_2(n) \cdot \varepsilon(n - n_{m_2}) \cdot \Delta t & n_{m_2} = m_2 \Delta t \end{cases} \quad (18)$$

式中 $m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots$ 为整数,表示增援开始时刻. 战斗结束时($n=N$)获胜方(如红军)共增援飞机数为 $R_s = \mu_1 \cdot \Delta t \cdot (N - n_{m_1} + 1)$,损失数为 $R_d = R_0 + R_s - R_N$.

2.3 增援作战时的模型分类

为了研究不同增援模式对空战双方兵力变化及战斗结果的影响,考虑具有恒定和变化增援率的战斗力量加入到双方对抗的数学模型中,研究的目的在于给出在有限增援数量(可采取恒定或变化增援率的方案对作战主体进行增援)或者增援数量不足需要补充增援(以变化增援率的方案对作战主体进行增援,又可将其分为匀加速增援和匀减速增援)的情况下,哪种增援方式能够使获胜方损失的战斗数量少,同时所要求的增援总数不是很多. 这样,给出3种增援模式(匀速、匀加速、匀减速)下增援数量的变化规律为

$$\mu(t) = \begin{cases} c & \text{匀速增援} \\ c_1 + vt & \text{匀加速增援} \\ c_2 - vt & \text{匀减速增援} \end{cases} \quad (19)$$

式中, c 为匀速增援的速率; c_1 和 c_2 分别为变速增援时的起始速率. 考虑匀速增援的总数为 F ,持续

时间为 t , 则 $\int_0^t c dt = F$, 可得 $t = F/c$. 若在匀加速增援时维持相同的增援时间和总数, 并且保持增援速率 v 一定, 则可由 $\int_0^t (c_1 + vt) dt = F$ 求得初始时刻的增援速率为 $c_1 = (2F - vt^2)/(2t)$. 类似地, 可由 $\int_0^t (c_2 - vt) dt = F$ 求得 $c_2 = (2F + vt^2)/(2t)$.

在确定了匀加速和匀减速的初始增援速率值以后, 3 种增援模式的离散变化规律可以表示成

$$\mu(n) = \begin{cases} c & \text{匀速增援} \\ c_1 + v \cdot n \Delta t & \text{匀加速增援} \\ c_2 - v \cdot n \Delta t & \text{匀减速增援} \end{cases} \quad (20)$$

为简化问题起见, 仅考虑红军有增援的情形, 将式(20)代入到式(18)中, 可得具有变速率增援的双方力量动态变化模型为

$$\begin{cases} R_n = R_{n-1} - (1 - \lambda)\alpha B_{n-1} \cdot \Delta t + \mu(n) \cdot \varepsilon(n - n_{m_1}) \cdot \Delta t \\ B_n = B_{n-1} - (1 + \lambda)\beta R_{n-1} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (21)$$

在式(5)、式(15)和式(21)中, 考虑的都是增援一旦实施, 就维持到战斗结束直至一方获胜. 特别地, 考虑匀速增援时的两种特例, 即匀速率增援至某一时间后停止增援、一次性增援一定数量的飞机后不再增援, 其相应的数学模型如下.

匀速增援维持一段时间:

$$\begin{cases} R_n = R_{n-1} - (1 - \lambda)\alpha B_{n-1} \cdot \Delta t + \mu(n) \cdot [\varepsilon(n - n_{m_1}) - \varepsilon(n - n_{m_1}')] \cdot \Delta t \\ B_n = B_{n-1} - (1 + \lambda)\beta R_{n-1} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (22)$$

上式表示的含义为增援在 $[n_{m_1}, n_{m_1}']$ (即时间范围为 $[m_1 \Delta t, m_1' \Delta t]$) 内起作用.

一次性增援:

$$\begin{cases} R_n = R_{n-1} - (1 - \lambda)\alpha B_{n-1} \cdot \Delta t + M \cdot \delta(n - n_{m_1}) \cdot \Delta t \\ B_n = B_{n-1} - (1 + \lambda)\beta R_{n-1} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (23)$$

其中 $\delta(n)$ 表示冲激函数, 用来说明一次性增援量 M 只在 n_{m_1} 时刻加入.

3 仿真实验分析

设定参数为: 红、蓝军所用的机型为 F-14A 和 F-15E, 数量分别为 10 和 15 架. 此处机型的选取只是为了将本文所建模型加以运用, 并按照一组选定的机型作战给出不同增援方式的优劣结论, 所以并未选择具有实际对立方或假想敌之间所采用的机型, 如美制和俄制战机等, 若多机型对抗时

则采用相应的多机型战机数量变化模型进行仿真, 特此说明. 根据式(1)可计算得二者的空战能力指数为 13.4 和 19.8 (文献[17]), 采用本文的平均战斗力水平转化方法, 分别求得 $\beta = 0.58$ 和 $\alpha = 0.7$ (取 k 为 $1/10$). 该组参数下红军的整体实力较弱, 考虑其引入数据链会使平均战斗力水平提升 25%, 即 $\lambda = 0.25$. 如前文所述, λ 的数值与雷达搜索方位角、探测距离以及协同作战时的机间距离等有关, 若结合“数据链为武器效能倍增器”的性能描述, 则取 $\lambda = 0.33$ 较为合适, 因为此时 $(1 + \lambda)/(1 - \lambda) = 2$, 即战斗力提高 1 倍. 另外在文献[17]所做的仿真实验中也指出, 使用数据链一方相比未使用数据链一方的战斗力强出约 30%. 在这些参数下研究双方作战的力量变化较为符合实际, 但是经本文算例实验得知, 若 λ 较大时, 会造成不同情况下双方兵力数量变化的曲线维持时间较短, 也不利于描述不同情况下的曲线性能差别所在, 故文中设定了 $\lambda = 0.25$.

3.1 匀速增援时不同起始时间下的动态损耗关系

设定 $c = 2.0$. 为使模型演化过程中的数据变化符合连续系统微分方程中的规律, 以式(16)求解的离散时间间隔为上限约束, 取离散计算仿真时的 $\Delta t = 0.025$. 通过式(9)、式(17)和式(18), 仿真 3 种条件 (原始实力下双方作战、红军仅引入数据链双方作战、红军同时拥有数据链和匀速增援力量双方作战) 下双方的动态损耗 (动态变化) 如图 1 所示.

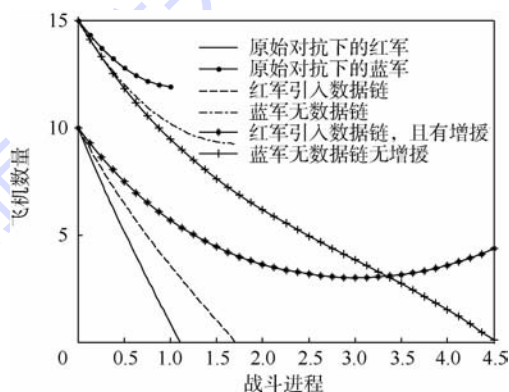


图 1 3 种状态下的双方动态损耗

Fig. 1 Dynamic exhaustion under three statuses

图 1 的纵坐标表示飞机数量, 横坐标描述的战斗进程表示广义的时间单位 (仅表示时间的数字大小), 实际时间大小在微分方程模型中的时间量度给定以后可确定, 在下文的仿真图像中亦如此. 由图可知, 原条件下的红军实力较弱最后失败 (数量为 0 即失败). 在引入数据链后, 战斗进程延长, 红军在得到增援力量后取得战斗胜利.

进一步讨论匀速增援时红军有效的增援时间范围. 分别取 $m_1 = 0, 6$ 和 12 , 可得双方兵力变化的动态损耗曲线如图 2 所示.

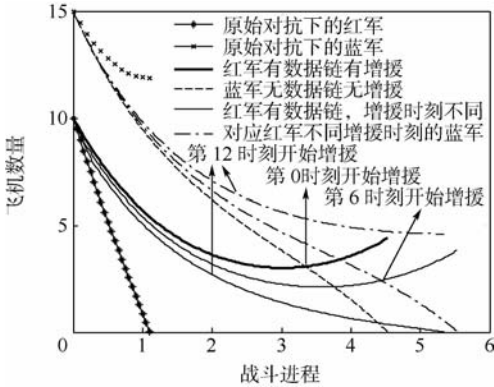


图 2 红军不同增援时刻时双方的动态损耗图

Fig. 2 Dynamic exhaustion in different reinforcement time from Red

可以看出当 $m_1 = 12$ 时, 增援太晚红军仍为失败(飞机数为 0 时不再增援). 由此可知, 匀速增援时存在一个时间分界点, 在此之前实施增援, 可改变战局; 反之不能. 在文中仿真参数下, 最终得到有效增援起始的时刻范围为 $[0, 11]$. 在该范围内, 让 m_1 按步进量为 1 进行取值, 其他参数保持不变, 可得双方动态损耗曲线如图 3 所示.

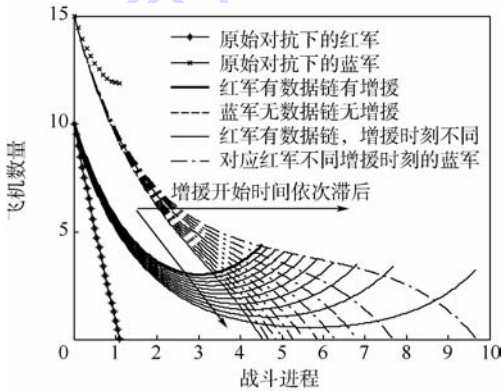


图 3 有效增援起始范围内不同时刻时的动态损耗

Fig. 3 Dynamic exhaustion at different time among effective reinforcement beginning range

由图 3 可知, 增援实施时间越晚, 空战进程时间越长, 红军胜利时剩余的飞机数越少. 这说明, 一定速率下的匀速增援, 实施时间越早获胜时的剩余战斗数量越多.

3.2 3 种匀速增援状态时的动态损耗关系

设定的 3 种匀速增援状态分别为: 从 0 时刻 ($m_1 = 0$) 开始一直匀速增援至胜利, 从 0 时刻匀速增援至时刻 m'_1 , 在 0 时刻一次性增援 M 数量(匀速增援的特例)的飞机加入战斗. 参数设置仍同本节开始时的参数. 通过仿真实验可以确定, 在

一段时间匀速增援时保证红军获得胜利的最小时刻为 $m'_1 = 130$, 同样的保证红军获胜的一次性增援数量最小值 $M = 4$. 绘制原始状态下作战和 3 种匀速增援模式时的动态损耗曲线如图 4 所示.

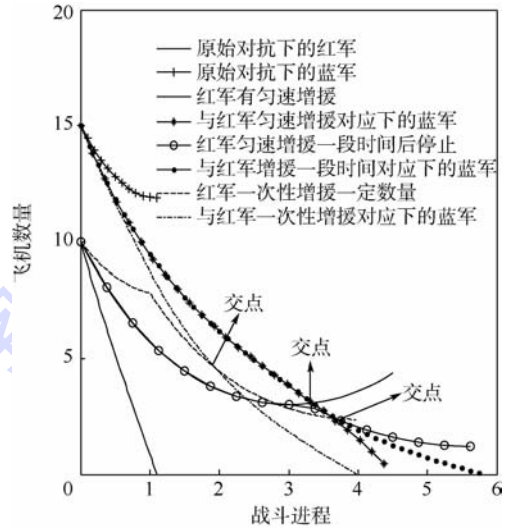


图 4 3 种匀速增援模式时的动态损耗关系

Fig. 4 Dynamic exhaustion curve of three constant velocity reinforcement mode

分析图 4 中的规律可知, 一次性增援方案可以使得战斗结束时间提前, 一段时间区间上的匀速增援方案战斗结束时间最晚, 且获胜时剩余飞机数量最少.

3.3 变速增援时的动态损耗关系

设定式(20)中的 $v = 0.5$, 由前面实验的仿真结果知, 对于从 0 时刻开始增援直至战斗胜利的匀速增援模式, 有 $t = 4.525, F = 9.1$, 据此计算得到 $c_1 = 0.8798, c_2 = 3.1423$. 仿真时发现, 在 c_1 和 v 的取值下, 匀加速增援模式并未能保证红军最后赢得胜利, 在经历时间为 3.35 后红军失败. 为了便于在同样的 v 值下与匀减速增援模式进行方案比较, 将 c_1 值调节为 c'_1 . 具体做法是在 $c_1 = (2F - vt^2)/(2t)$ 中, 令 $t = 3.35$ 重新计算有, $c'_1 = 1.87$. 这样, 仿真出变速增援模式下双方的动态损耗关系如图 5 所示.

对于匀加速增援而言, 若受 v 值限定, 在与匀速增援持续相同的时间范围内选定初始增援率值, 并不能保证增援获胜. 在调节初始增援速率的条件下, 匀加速增援可以缩短战斗进程, 并且使得最后获胜方剩余战斗力较多. 对于匀减速增援而言, 在持续增援时间小于匀速增援的时间下就可以获得胜利(初始增援率值按照匀速增援维持的时间进行计算求得), 这说明匀减速增援在保证获胜的情况下, 其本身就具有很大的可调节性, 且

可以缩短战斗进程和保持较大的剩余战斗力。

根据以上仿真实验可以得出结论,一次性增援和匀减速增援模式下可以保证获胜的前提下,明显地加快战斗结束进程.至于每一种增援模式下的增援效率(即由增援数量和损失数量的多少来判定增援方案的优劣),下面将重点予以讨论。

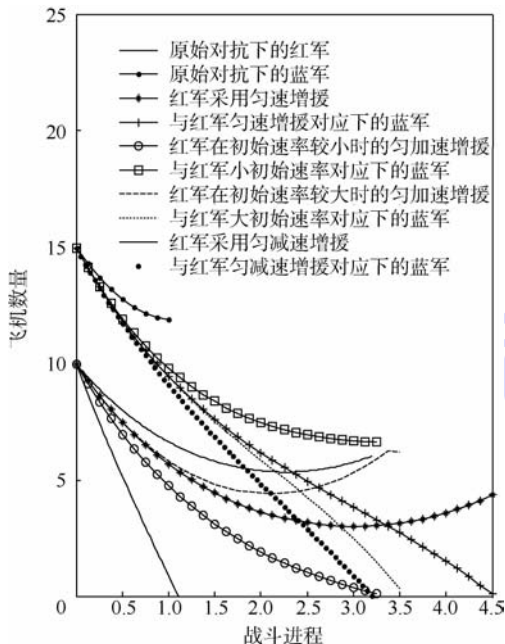


图 5 变速增援模式时的双方动态损耗
Fig. 5 Dynamic exhaustion curve of varied velocity reinforcement mode

4 增援方式优劣的评判准则制定

分析增援作战的要求可知,对增援飞机的数量要求不能很多(即增援飞机的规模,因为兵力总是有限的),另一方面,总是希望战斗至获胜时损失掉的飞机数量要少.若以 ρ 来表示增援效率因子, ρ 值越大表示增援方案越优,则 $\rho \propto 1/R_s$,且同时应有 $\rho \propto 1/R_d$,这两个条件有效表征了增援作战的投入规模与付出代价对增援效率的影响.另外,考虑在投入规模与付出代价乘积相同的情况下,损失飞机数量越少的增援方案越优,为此,需要给损失飞机与增援效率之间比例关系引入一个表示权重大小的值 $\omega(R_d)$.为简单起见,本文取权值为 $\omega(R_d) = 1/R_d$.这样,构造出衡量增援方案优劣的“评价函数”为

$$\rho = \omega(R_d) \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{R_d} = \frac{1}{R_s \cdot R_d^2} \quad (24)$$

这样,记录以上实验中得到的红军不同类别的飞机数量并计算增援效率,据此对不同增援模式的优劣性进行评价,如表 1 所示。

表 1 不同增援模式的增援效率($R_0 = 10$)

Table 1 Kinds of data in different reinforcement mode

增援模式	战斗时间	增援飞机数	损失飞机数	归一化增效因子
1. 匀速增援	4.525	9.1	14.7042	0.3479
2. 匀速一段时间	5.8	6.5	15.309	0.4679
3. 一次性增援	3.975	4	11.639	1
4. 匀加速增援	3.575	9.1	12.8823	0.3971
5. 匀减速增援	3.2	7.5539	11.5212	0.5349

表 1 中的战斗时间仅表示数字意义上的时间大小(无量纲),其实际时间取决于微分方程中的时间量度(3.1 节中也有说明).表 1 中归一化增效因子的计算公式为

$$\rho_i^{norm} = \rho_i / \max(\rho_j) \quad j = 1, 2, \dots, 5 \quad (25)$$

从表 1 中可以看出,一次性增援的效率最高,匀减速增援的效率次之,且这两种增援模式均可以加快红军获胜的战斗进程,这与上节中关于时间效率的实验结果是一致的.图 6 也给出了不同增援模式的增援效率变化规律,从中也可以更明显地看出增效高低的增援方案。

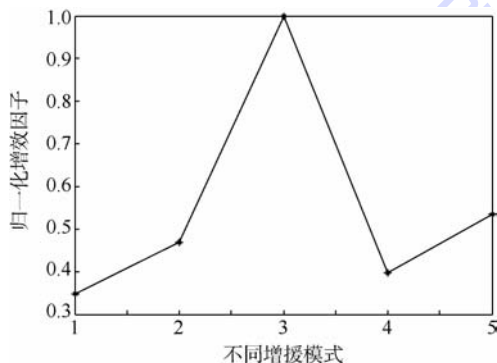


图 6 不同增援模式时的增援效率

Fig. 6 Reinforcement efficiency in different reinforcement mode

本文的实验结果说明,在增援作战时,若增援规模许可的条件下,一次性投入一定兵力的增援模式效率最高;若增援规模受限,可在满足条件的情况下采用匀减速增援方案,这样也可获得较高的增援效率和较短的战斗维持时间。

5 结 论

1) 建立了空中对抗作战的数学模型,指出了离散计算的时间步长所应满足的条件.将战机效能评估的结果(平均战斗力水平)作为其毁伤效率,并考虑在数据链环境下的平均战斗力水平的相对变化情况,建立表示双方作战单位数量变化的微分方程模型.为便于仿真实现和研究战斗变化规律,给出了所建模型的数学求解方法。

2) 给出了不同增援方式的优劣结论. 在不同增援方式的空战对抗数学模型中, 进行了3种不同情形下的空战对抗实验, 分别是匀速增援时起始时间不同的双方动态损耗实验、3种不同类型匀速增援的双方动态损耗实验、变速增援的双方动态损耗实验. 在第1种实验中得出结论为增援时间越早, 损失的战机数量越少. 在后2种实验中, 通过构造增援效率评价函数进行有效度量, 得出结论为一次性增援和匀减速增援方案的性能较优. 实验结论为空战指挥和决策提供了依据.

下一步的研究中, 将对双方均采用多机型的对抗情况进行深入研究, 该情形下的增援决策问题将会是一个复杂的多目标求解与优化问题.

参考文献 (References)

- [1] Zhou L, Zhang H Y, Wang T, et al. Static check of WS-CDL documents [J]. IEEE International Symposium on Service-Oriented System Engineering, 2008, 8: 142-147.
- [2] 贺刚, 柏鹏, 彭卫东, 等. 数据链中基于动态博弈的联合功率与速率控制[J]. 西南交通大学学报, 2013, 48(3): 473-480. He G, Bai P, Peng W D, et al. Joint rate and power control based on dynamic game theory in data link system [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2013, 48(3): 473-480 (in Chinese).
- [3] 魏嘉利, 贾云峰, 谢树果, 等. 航空电子系统电磁环境复杂度量评估方法[J]. 航空学报, 2014, 35(2): 487-496. Wei J L, Jia Y F, Xie S G, et al. Complexity assessment method of electromagnetic environment for avionic systems [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(2): 487-496 (in Chinese).
- [4] 林琪, 李智. 基于拓扑特征的卫星网络效能评估[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2013, 44(增刊2): 368-371. Lin Q, Li Z. Performance evaluation of satellite-network based on topologic characteristics [J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2013, 44(S2): 368-371 (in Chinese).
- [5] Liu H, Xu M, Chen N Y, et al. Task effectiveness evaluation on anti-ship attack of fighter aircraft [J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2012, 29(2): 164-170.
- [6] Lee J, Kang S H, Rosenberger J, et al. A hybrid approach of goal programming for weapon systems selection [J]. Computers & Industrial Engineering, 2010, 58(3): 521-527.
- [7] Chen J, Mu Y P, Li D F. Study on effect evaluation of weapon coordinated use of fleet [J]. Military Operations Research and Systems Engineering, 2009, 23(3): 66-71.
- [8] Johnson I R, Mackay N J. Lanchester models and the battle of Britain [J]. Naval Research Logistics, 2011, 58(3): 210-222.
- [9] Yan J J, Wang Y, Wang X Y. Modeling and simulation of Lanchester equation based on game theory [C] // Proceedings of International Conference on the Business Management and Electronic Information. New York: IEEE, 2011: 212-214.
- [10] Yang F, Yang C C, Liang L, et al. New approach to determine common weights in DEA efficiency evaluation model [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(4): 609-615.
- [11] 冯忠华, 王新龙, 王彬. 一种数据链传输延迟建模及其补偿方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(8): 1106-1110. Feng Z H, Wang X L, Wang B. Transfer time delay model of data link and its compensation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(8): 1106-1110 (in Chinese).
- [12] 陈向勇, 井元伟, 李春吉. 基于 Lanchester 方程的作战混合动态系统最优变招控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(6): 773-777. Chen X Y, Jing Y W, Li C J. Optimal variable tactic control of warfare hybrid dynamic system based on Lanchester equation [J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(6): 773-777 (in Chinese).
- [13] Chen H M. An optimal control problem in determining the optimal reinforcement schedules for the Lanchester equations [J]. Computers and Operations Research, 2003, 30(7): 1051-1066.
- [14] Draguna V, Frank L. Adaptive dynamic programming for online solution of a zero-sum differential game [J]. Journal of Control Theory and Applications, 2011, 9(3): 353-360.
- [15] 朱宝鏊, 朱荣昌, 熊笑非. 作战飞机效能评估 [M]. 2 版. 北京: 航空工业出版社, 2006: 184-185. Zhu B L, Zhu R C, Xiong X F. Aircraft effectiveness evaluation [M]. 2nd ed. Beijing: Aviation Industry Press, 2006: 184-185 (in Chinese).
- [16] 谭东风. 基于网络整体效能的战斗毁伤模型 [J]. 系统工程理论与实践, 2013, 33(2): 521-528. Tan D F. An attrition model with global network efficiency [J]. Systems Engineering-Theory & Practice, 2013, 33(2): 521-528 (in Chinese).
- [17] 黄金才, 张勇, 杨磊, 等. 战术数据链作战效能定量评估方法 [J]. 火力与指挥控制, 2010, 35(12): 66-69. Huang J C, Zhang Y, Yang L, et al. A quantitative evaluation method for operation efficiency of tactical data link [J]. Fire Control & Command Control, 2010, 35(12): 66-69 (in Chinese).
- [18] 牛德智, 陈长兴, 班斐, 等. 基于效能评估的航空作战进程预测 [J]. 航空学报, 2014, 35(5): 1416-1423. Niu D Z, Chen C X, Ban F, et al. Prediction on force in air combat process based on effectiveness evaluation [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(5): 1416-1423 (in Chinese).

Modeling and reinforcement decision analysis in air force combat based on data link

NIU Dezhi¹, CHEN Changxing^{*1}, XU Haoxiang², LI Yongbin², WANG Zhuo¹, CHEN Qiang¹

(1. Science College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Equipment Management and Safety Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Force change problem during air combat course was studied. First of all, operation ability index of aircraft was converted to average combat level. Furthermore, in view of data link's influence on air combat and reinforcement force's joining to original force, differential equation model of every force changing which was represented by variety of aircraft number was set up based on Lanchester equation. Then numerical computation method of the model was given, and what time step should meet in discrete computation was pointed out. According to different reinforcement mode, the model was extended to different representation forms. Simulation experiment shows there is effective reinforcement time range if reinforcement force was joined in air combat, reinforcement only in one time and reinforcement with constant deceleration have merits on time. High reinforcement efficiency of the two reinforcement mode was illustrated by constructing the judgment function, which provides one new thought for air combat application and decision making.

Key words: average combat level; Lanchester equation; data link; judgment function; reinforcement efficiency; decision making

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0453



基于 ASIFT 的离线签名认证方法

唐有宝¹, 卜巍^{*2}, 张恩泽³, 邬向前¹

(1. 哈尔滨工业大学 计算机科学与技术学院, 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工业大学 媒体技术与艺术系, 哈尔滨 150001;
3. 哈尔滨工业大学 航天学院, 哈尔滨 150001)

摘 要:通过分析现有局部不变特征方法及含伪装签名数据集的特点,提出了一种基于具有仿射不变性的尺度不变特征变换(ASIFT)的离线签名认证方法.该方法对签名图像进行预处理(包括灰度化和放缩),对处理后的图像进行ASIFT关键点检测和特征描述符提取,对从查询签名图像和参考签名图像中提取到的描述符进行匹配,对匹配的结果采用随机采样一致性(RANSAC)方法去掉错误匹配,并计算正确匹配点的描述符之间的平均距离;通过比较平均距离及正确匹配点的个数与给定阈值的大小来判断认证是否成功.使用了含伪装签名的数据库对提出的方法进行测试,实验结果表明该方法与现有方法相比等误率降低了5%.

关键词:离线签名认证;伪装签名;局部特征;仿射且尺度不变特征变换;随机采样一致性

中图分类号: TP391.4

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2015)01-0110-07

基于签名的身份认证技术(简称签名认证)在防伪及刑侦等方面有重要的意义,一直以来是身份识别领域中的研究热点.根据采集数据方式的不同,签名认证可划分为离线和在线签名认证.离线签名认证是用通过扫描或拍照等其他方式得到的签名图像来完成身份认证,其主要利用的是笔画间的空间信息.而在线签名认证则通过特殊的电子采集设备可获得签名的空间信息和时间信息.相比在线签名认证,离线签名认证精度更低、处理更困难.

离线签名可分为真实签名、模仿签名和伪装签名.真实签名是指与参考签名为同一书写人且正常书写的签名.模仿签名是指他人模仿与参考签名尽可能相似的签名.伪装签名是指与参考签名为同一书写人且隐藏自身书写习惯(或身份)

的签名.以往的离线签名认证是基于模仿签名,对伪装签名的研究甚少.模仿签名的认证需要找出其与真实签名间的不同之处,而伪装签名的认证则需找出其与真实签名间的相似之处,因此要面临的一个难题是如何正确认证模仿签名和伪装签名.直到2010年,手写识别领域国际会议(ICF-HR)首次举办了有伪装签名的离线签名认证竞赛^[1],并发布了首个含有伪装签名的数据库,参赛方法对伪装签名认证的低效率也证明了在正确认证模仿签名的同时如何正确认证伪装签名是一件困难的事.在随后的研究中,越来越多的方法相继被提出来解决这一难题.

离线签名认证是基于特定内容的,因此签名认证过程可看作计算机视觉领域中的目标识别过程.目前很多目标识别方法可用于签名认证.其中

收稿日期: 2014-04-28; 录用日期: 2014-07-31; 网络出版时间: 2014-09-17 09:21

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0453.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61073125, 61350004); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(HIT.NSRIF.2013091, HIT.HSS.201407)

作者简介: 唐有宝(1987—),男,湖南衡阳人,博士生,tangyoubao@hit.edu.cn

*通讯作者: 卜巍(1977—),男,黑龙江哈尔滨人,讲师,buwei@hit.edu.cn,主要研究方向为图像处理、模式识别、数字艺术设计.

引用格式: 唐有宝, 卜巍, 张恩泽, 等. 基于ASIFT的离线签名认证方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 110-116.

Tang Y B, Bu W, Zhang E Z, et al. Offline signature verification based on ASIFT[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 110-116 (in Chinese).

基于局部不变特征(例如尺度不变特征变换(SIFT)^[2]、快速视网膜关键点(FREAK)^[3]等)匹配(例如随机采样一致性(RANSAC)^[4])的方法最为常见,且基于局部不变特征的方法已被成功地应用到文本无关的离线笔迹识别中^[5]。由于环境或心情等外界因素的影响,同一个人的签名会发生变化,而这些变化大部分符合仿射变换(包括大小、方向、扭曲等),即使是伪装签名也是如此。而目前基于局部不变特征的签名认证方法不具有仿射不变性。为了解决仿射变换及伪装签名对签名认证所带来的问题,本文提出了一种基于具有仿射不变性的尺度不变特征变换(ASIFT^[6])的离线签名认证方法。

由于 ASIFT 具有仿射不变性,因此它相比其他局部不变特征(如 SIFT, FREAK 等)更能捕捉伪装签名和真实签名之间的相似性。本文方法可以直接对灰度图像进行 ASIFT 描述符提取和匹配,以完成签名认证。相比目前已有的方法,本文方法省略了很多预处理操作,例如二值化^[7]、签名的定位^[8]、签名的细化^[9]以及签名的分割^[10]等,而这些操作本身是信息损失或耗时的过程。

1 签名认证研究现状

在过去的十几年里,离线签名认证一直是很多研究者关注的热点,并针对不同的问题提出了相关算法。其中,Impedovo 等人^[11]综述了当前已有的签名认证方法。并且近年来,国际上举办了多次签名认证竞赛^[1,12-16],由此也说明了签名认证的重要性。根据所提取特征的不同,本文将签名认证方法分为 3 大类,分别为基于全局特征、统计特征以及局部特征的签名认证方法。

基于全局特征的方法将整个签名图像作为特征提取单元,提取能表征签名整体特征的特征。Porwik 等人^[17]提取签名的重心作为特征。Lv 等人^[18]以及 Shridhar 等人^[19]计算签名与水平方向的整体倾斜特征;Chen 等人^[7]和 Zuo 等人^[20]计算具有尺度、平移和旋转不变性的 Zernike 矩特征;以及把通过对签名图像进行数学变换得到的系数作为特征,比如霍夫变换^[17],小波变换^[21],Gabor 变换^[22]等。这类特征由于对签名的细节区分能力弱,以及对签名的形变敏感,因此适合一些简单的模仿签名认证。

基于统计特征的方法将签名的像素值、特殊点、笔画片段的方向及位置分布等统计信息作为特征。其中提取某些特征之前,需要对签名进行分割,然后对每个分割后的区域提取统计特征,例如

灰度值的分布^[23]、笔画宽度分布^[18]、笔段的平滑度^[24-25]、几何特征的高斯混合模型分布^[26]等。其中某些方法则通过计算投影直方图作为特征^[27]。该类特征对签名的整体形变影响相对较小,因此是使用相对较多的一类特征。

基于局部特征的方法利用签名的局部结构特征以及局部结构之间的关系作为签名认证的依据。Malik 等人^[28]利用快速角点检测(FAST)和加速稳健特征(SURF)关键点检测方法找到签名局部结构所在的位置,再使用 FREAK 特征描述符表征该局部结构的特征。此类特征对签名形变的容忍度最好,具有尺度、平移和旋转不变性。本文方法属于该类且还具有仿射不变性。

2 基于 ASIFT 的离线签名认证

基于 ASIFT 的离线签名认证方法由两部分组成,即参考签名的 ASIFT 特征描述符的提取、查询签名的 ASIFT 特征描述符提取以及其与参考签名的 ASIFT 描述符的匹配和认证,如图 1 中的两个点线框所示。其中主要有以下 3 个过程:预处理、ASIFT 描述符提取、签名认证,如图 1 中的 3 个虚线框所示。下面分别详细描述每个过程。

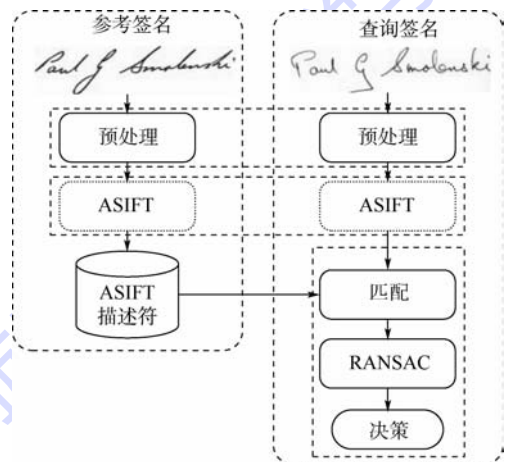


图 1 基于 ASIFT 的离线签名认证方法框图

Fig. 1 Framework of offline signature verification based on ASIFT

2.1 预处理

数据采集时,可能使用彩色签名笔或扫描得到的图像大小较大,因此为了避免笔颜色对签名认证的影响,本文首先对签名图像进行灰度化处理。为了提高认证的效率,再对签名图像进行放缩处理,将图像大小大于 800×600 的签名图像归一化到 800×600 。经过上述处理的签名图像将被用于后续的签名认证过程。

由上述可知,本文对签名图像进行了图像灰

度化和大小归一化两个简单的预处理操作. 而目前很多已有的签名认证方法需要额外的预处理操作, 比如二值化、签名定位、签名分割等, 而这些操作损失信息且耗时, 在一定程度上影响签名认证的性能.

2.2 ASIFT 描述符提取

ASIFT 是在 SIFT 的基础上进一步实现了仿射不变性. SIFT 的全称是尺度不变的特征变换, 近年被广泛且成功地应用到了很多领域. SIFT 算法有以下 4 个主要的计算步骤:

1) 尺度空间的构造. 通过用签名图像与不同尺度的高斯核进行卷积来构造高斯尺度空间.

2) 关键点定位. 通过把高斯尺度空间中相邻的平面做差得到高斯差分图像, 然后通过在高斯差分图像上寻找极值点的方法来定位具有尺度不变性的关键点所在的位置, 并去掉不稳定的关键点, 再进一步精确定位关键点的位置. 目的是为了使得 SIFT 具有尺度不变性.

3) 关键点主方向指派. 计算关键点邻域内的梯度方向直方图, 将直方图的峰值作为该关键点的主方向. 目的是使得 SIFT 具有旋转不变性.

4) 关键点描述符提取. 根据主方向, 计算关键点邻域内的 128 维高斯加权梯度直方图作为最终的关键点描述符.

SIFT 模拟了 4 个参数, 包括尺度、旋转和平移. 计算完描述符之后, 进行 SIFT 匹配过程. 在文献[2]中, 欧式距离被用来计算两个描述符之间的相似度.

ASIFT 在 SIFT 的基础上增加了仿射不变性. 为了达到这一目的, ASIFT 通过模拟相机光轴方向的变化来模拟签名图像在不同视角下的扭曲变化情况, 然后再利用原始 SIFT 算法对其进行描述符提取和匹配. 相比 SIFT, ASIFT 模仿了 6 个参数, 分别为相机水平角度、垂直角度、尺度、旋转和平移. 文献[6]证明了 ASIFT 具有全仿射不变性.

ASIFT 算法由以下几个过程组成:

1) 对给定签名图片进行如下变换来模拟所有可能的线性扭曲情况, 即通过改变相机光轴方向. 这些扭曲变换依赖两个参数, 分别为相机水平角度 φ 和垂直角度 θ . 图像的 φ 旋转由倾斜度 $t = |1/\cos \theta|$ 完成.

2) 对签名图像进行旋转变换和倾斜变换可以模拟有限的一些不同水平角度和垂直角度拍摄的签名图像. 对这些参数进行采样能保证模拟签名图像在不同的 φ 和 θ 引起的视角变换下保持近似.

3) 所有模拟倾斜后的签名图像将用 SIFT 算法进行匹配比较.

ASIFT 算法过程如图 2 所示^[6], 其中正方形图像 A 和 B 表示待匹配的图像, ASIFT 通过变化相机光轴方向模拟了它们所有的扭曲情况, 这些模拟的图像用平行四边形表示, 然后再用 SIFT 算法对其进行逐一匹配.

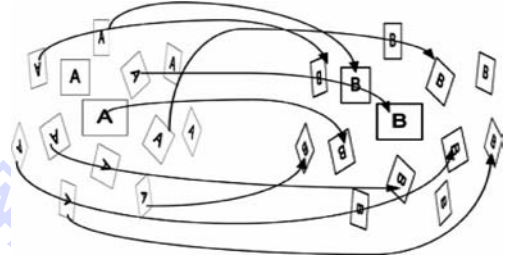


图 2 ASIFT 算法过程^[6]

Fig. 2 Overview of the ASIFT algorithm^[6]

倾斜度 t 和水平角度 φ 需要有足够高的采样精度才能使得 ASIFT 算法对任何仿射变换具有不变性. 文献[6]指出通过在自然图像中进行多次实验来确定采样步长 Δt 和 $\Delta \varphi$ 的大小, 并给出倾斜度最佳采样步长为 $\Delta t = \sqrt{2}$, 水平角度最佳采样步长为 $\Delta \varphi = 72^\circ/t$.

通过对图像进行多视角变换后再匹配, 可使得图像发生仿射变换时, 匹配的点数更多. 相比 SIFT 算法, ASIFT 算法提高了计算机视觉中目标检测、图像配准等系统的性能^[6]. 本文则利用其来提高离线签名认证的性能. 给定一组签名图像, 分别使用 ASIFT 算法和 SIFT 算法后的点匹配情况, ASIFT 匹配的效果更好, 如图 3 所示.



(a) ASIFT 算法的点匹配情况



(b) SIFT 算法的点匹配情况

图 3 伪装签名图像与真实签名图像的点匹配示意图

Fig. 3 Overview of matched points between disguised signature and reference signature

下文将使用上述的 ASIFT 算法对签名图像进行特征提取及匹配认证过程。

2.3 签名认证

给定 n 幅参考签名图像 $\{I_R^i, i=1, 2, \dots, n\}$, 对其使用上述的 ASIFT 算法提取特征描述符, 记为 $\{D_R^i, i=1, 2, \dots, n\}$, 其中 $D_R^i = \{d_{R,j}^i, j=1, 2, \dots, n^i\}$, n^i 表示第 i 幅参考图像提取的描述符的个数. 将其保存, 为后续认证过程使用. 给定一幅待认证的签名图像 I_Q 后, 整个签名认证过程如下:

1) 对 I_Q 进行 ASIFT 特征描述符提取, 记为 $D_Q = \{d_Q^k, k=1, 2, \dots, m\}$. 其中 m 为描述符个数.

2) 对每一副参考签名图像 I_R^i , 将 D_R^i 与 D_Q 中的描述符进行两两匹配, 即计算 $d_{R,j}^i \in D_R^i$ 与 $d_Q^k \in D_Q$ 之间的欧式距离, 然后比较最近邻距离与次近邻距离, 距离比率小于某个阈值的认为是匹配上的.

3) 经过上述匹配之后, 由于没有考虑点与点之间的空间位置关系, 会存在误匹配点. 为了减少错误匹配, 使用 RANSAC 算法^[4] 进行误点排除得到最终的匹配点对. 把 I_Q 与 I_R^i 签名图像匹配的点的个数记为 N_{OR}^i , 并计算匹配的点之间的平均距离, 记为 D_{OR}^i .

4) 计算最终的平均的匹配点数 $N_F = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{OR}^i$, 和最终的平均匹配距离

$$D_F = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_{OR}^i.$$

5) 比较 N_F 与给定的阈值 T_1 的大小以及 D_F 与给定的阈值 T_2 的大小, 最后根据如下原则判断认证是否成功, 1 表示成功, 0 表示失败.

$$R = \begin{cases} 1 & N_F > T_1 \text{ 且 } D_F < T_2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

其中 T_1 和 T_2 通过在训练库上进行联合穷举得到, 将使得等误率最小时的值为最终的阈值.

3 实验结果与分析

3.1 数据库

4NSigComp2010 数据库^[1] 被用来对本文提出的方法进行评价. 4NSigComp2010 数据库是首个含有伪装签名的公开数据库, 提供了一个训练集和一个测试集. 训练集有 209 个签名图像, 其中包含 9 个由同一个书写人书写的参考图像, 200 个查询图像. 查询图像包括 76 个真实签名图像(书写人与参考图像一致)、104 个模仿签名图像(由 27 个书写人尽量模仿参考图像的签名)和 20 个

伪装签名图像. 测试集有 125 个签名图像, 其中包括 25 个参考图像和 100 个查询图像. 查询图像由 3 个真实签名图像、90 个模仿签名图像和 7 个伪装签名图像组成. 由于有高模仿水平签名样本和伪装签名样本的存在, 使得整个签名认证更加困难, 如图 4 所示, 其中第 1 行为参考签名样本, 第 1 列的后 2 行为伪装签名样本, 第 2 列的后 2 行为模仿签名样本.

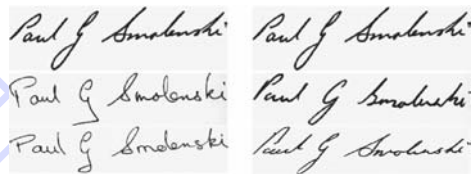


图 4 4NSigComp2010 数据库中的样本示意

Fig. 4 Examples of signatures in 4NSigComp2010 dataset

本文用训练集训练文中所用到的参数. 在测试集中, 有 25 个参考样本图像, 显而易见, 当参考样本个数越多时认证精度不会低于参考样本个数少时, 但匹配时间更长. 为了提高匹配效率, 本文随机选取 3 个图像作为测试本文提出方法性能的参考图像, 而不是利用所有的 25 个参考样本. 如上所述, 待评价的数据有 3 个真实样本、7 个伪装样本和 90 个模仿样本.

3.2 实验结果

在签名认证中, 错误接收率 (FAR) 是指模仿样本被认为是真实样本的个数所占模仿样本总数的比率. 错误拒绝率 (FRR) 是指真实样本与伪装样本被认为是模仿样本的个数所占整个真实样本和伪装样本总数的比率. 而等误率 (EER) 是错误接收率与错误拒绝率相等时的错误率. 与文献 [1, 28] 一致, 本文采用等误率的指标来评价所提出方法的性能.

表 1 给出了本文方法在 4NSigComp2010 数据库上的测试结果, 并与 4NSigComp2010 签名认证竞赛的参赛方法以及当前在该库上测试的几个方法进行了比较. 可以看出, 本文方法的等误率为 15% (比 Bunke-GMM^[26] 的 20% 要低 5%), 在表 1 所有的方法中最低. 表 1 也给出了本文方法在没有伪装签名的情况下的实验结果, 即 FAR, FRR 和 EER 都为 0.

FAR 和 FRR 是两个你增我减的指标, 即对同一个方法而言, 当其中一个指标增大时, 另一个指标必然会减小或保持不变. 当其中一个固定时, 另一个值越少, 说明其所对应方法的性能越好. 对一个好的方法而言, 这两个指标都越小越好. 表 1 也给出了 3 组本文方法所对应的 FAR 和 FRR, 分别

为: FAR = 10% 和 FRR = 20% ; FAR = 0 和 FRR = 70% ; FAR = 56% 和 FRR = 10% . 与表 1 中其他方法的 FAR 和 FRR 相比, 当 FRR 固定时, 本文方法的 FAR 比其他一些方法低, 或 FAR 和 FRR 都比其他一些方法低.

表 1 在 4NSigComp2010 库上的实验结果比较

Table 1 Experimental result of different methods on

4NSigComp2010 dataset %

方法	FAR	FRR	EER
AVTS ^[1]	1.1	90	80
LISIC ^[1]	41.1	90	58
NifiSoft(full) ^[1]	20	70	70
Parascript ^[1]	0	80	70
Sabanci ^[1]	13.3	80	55
Anonymous ^[1]	87	10	60
NifiSoft(partial) ^[1]	1.1	80	70
SURF-FREAK ^[28]	30	30	30
FAST-FREAK ^[28]	30	30	30
Bunke-GMM ^[26]	20	20	20
ASIFT(有伪装签名)	10/0/56	20/70/10	15
ASIFT(无伪装签名)	0	0	0

3.3 分析

尽管本文方法的性能相比表 1 中的其他方法好, 但 FAR = 10% 且 FRR = 20% 还不够理想, 原因是伪装签名影响了签名认证的性能. 由表 1 可知, 当没有伪装签名时, 本文方法的 FAR, FRR 和 EER 都为 0, 由此也证明了以上观点. 当 FAR 固定或 FAR 比表 1 中其他方法更小时, 本文方法的 FRR 比其他方法小. 原因是其他方法对伪装签名的认证效率不够好, 而本文方法是基于具有仿射不变性的局部不变特征方法的, 能更好地捕捉伪装签名和真实签名之间的相似性.

表 1 给出了两种基于局部不变特征的签名认证方法 (SURF-FREAK^[28] 和 FAST-FREAK^[28]). 由表可知, 本文提出的基于 ASIFT 的方法的等误率要比它们低 15%. 原因是除了 ASIFT 具有仿射不变性之外, 还有 ASIFT 描述符为浮点描述符, 与 FREAK 二值描述符相比具有更强的可区分性, 而且这两种方法在认证时只考虑了平均距离. 当只考虑匹配点之间的平均距离时, 而在签名认证中存在匹配点的个数少且平均距离也小的情况, 这样会导致误认证. 为了克服这一问题, 在签名认证时, 本文方法综合考虑了匹配点的个数和平均距离.

图 5 ~ 图 8 给出了查询样本与参考样本之间的点匹配情况, 图中直线段的端点表示匹配的点对. 当真实样本与参考样本进行匹配时, 匹配上的点的个数很多且分布均匀, 如图 5 所示. 原因是签名的行为特性是由于长期的书写习惯积累而成,

因此同一个人在正常情况下签名时, 签名的形状和细节会很相似, 从而会有很多匹配的点对.

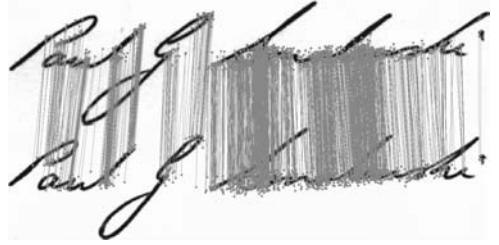


图 5 真实样本与参考样本的点匹配示意

Fig. 5 Matched points between genuine signature and reference signature



图 6 伪装样本与参考样本的点匹配示意

Fig. 6 Matched points between disguised signature and reference signature

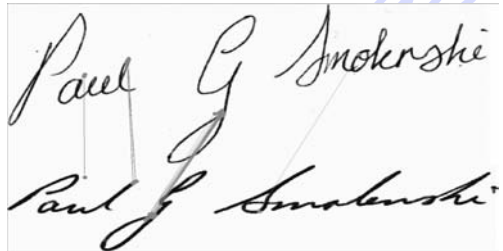


图 7 低质量模仿样本与参考样本的点匹配示意

Fig. 7 Matched points between low quality simulated signature and reference signature



图 8 高质量模仿样本与参考样本的点匹配示意

Fig. 8 Matched points between high quality simulated signature and reference signature

当伪装样本与参考样本进行匹配时, 尽管两个签名图像的形状相差较大, 但匹配点对的个数也不少, 如图 6 所示. 原因是即使书写人尽量伪装自己的签名, 但由于习惯的书写动作, 使得在签名时字与字之间的关系变化较少, 同时即使字母的

整体形状变化较大,但某些细节变化较少或符合仿射变换,如签名的扭曲、倾斜方向、大小等。本文通过使用具有仿射不变性的特征描述符,能在一定程度上捕捉伪装签名和参考签名之间的相似性,因此能匹配较多的点。图 3 给出伪装签名与真实签名在使用具有仿射不变性的 ASIFT 描述符与不具有仿射不变性的 SIFT 描述符的匹配情况。

当低质量模仿样本和高质量模仿样本分别与参考样本进行匹配时,它们匹配的点的个数相差较大,如图 7 和图 8 所示。由图可见高质量模仿的样本能正确匹配的点对更多。原因是高质量的模仿样本比低质量的模仿样本能模仿更多的签名细节,如笔画之间的关系、起落笔的方向等。但相对图 5 中真实样本,高质量的模仿签名在很多细节上模仿得不够精确,因此匹配的点对要比真实样本少很多,甚至少于伪装签名,从而使得本文方法能够区别高质量模仿签名并认证伪装签名。

4 结 论

本文提出一种基于 ASIFT 局部不变特征的离线签名认证方法。由于 ASIFT 本身的尺度不变性和旋转不变性,使得本文提出的方法不需要进行任何额外的预处理操作,除了图像灰度化之外,可以直接在签名的灰度图像上进行特征提取和匹配。由于 ASIFT 本身的仿射不变性,使得本文提出的方法能更好地捕捉伪装签名和真实签名之间的相似性,从而可以在一定程度上降低错误拒绝率。实验结果证明了本文所提出方法的有效性。

参考文献 (References)

- [1] Liwicki M, Heuvel C E, Found B, et al. Forensic signature verification competition 4NSigComp2010-detection of simulated and disguised signatures[C]//Proceedings of the International Conference on Frontiers in Handwriting Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2010: 715-720.
- [2] Lowe D. Distinctive image features from scale-invariant keypoints [J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 60 (2): 91-110.
- [3] Alahi A, Ortiz R, Vandergheynst P. FREAK: fast retina keypoint [C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 510-517.
- [4] Fischler M, Bolles R. Random sample consensus: a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography[J]. Commun ACM, 1981, 24(6): 381-395.
- [5] Wu X Q, Tang Y B, Bu W. Offline text-independent writer identification based on scale invariant feature transform [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2014, 9(3): 526-536.
- [6] Morel J M, Yu G S. ASIFT: a new framework for fully affine invariant image comparison [J]. SIAM Journal on Imaging Sciences, 2009, 2(2): 438-469.
- [7] Chen S Y, Srihari S. Use of exterior contours and shape features in off-line signature verification[C]//Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2005: 1280-1284.
- [8] Alekseev K V, Egorova S D. Handwritten signature verification based on code representation[J]. Pattern Recognition and Image Analysis, 2007, 17(4): 487-492.
- [9] Fang B, Chen W S, You X G, et al. Wavelet thinning algorithm based similarity evaluation for offline signature verification[C]//Proceedings of the International Conference on Intelligent Computing. New York: Springer, 2006: 547-555.
- [10] Hanmandlu M, Yusof M H M, Madasu V K. Off-line signature verification and forgery detection using fuzzy modeling[J]. Pattern Recognition, 2005, 38(3): 341-356.
- [11] Impedovo D, Pirlo G. Automatic signature verification: the state of the art[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, 2008, 38(5): 609-635.
- [12] Blankers V L, Heuvel C, Franke K Y, et al. ICDAR 2009 signature verification competition [C]//Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2009: 1403-1407.
- [13] Blumenstein M, Ferrer M A, Vargas J F. The 4NSigComp2010 off-line signature verification competition: scenario 2 [C]//Proceedings of the International Conference on Frontiers in Handwriting Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2010: 721-726.
- [14] Liwicki M, Malik M I, van den Heuvel C E, et al. Signature verification competition for online and offline skilled forgeries (SigComp2011) [C]//Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2011: 1480-1484.
- [15] Liwicki M, Malik M I, Alewijnse L, et al. ICFHR 2012 competition on automatic forensic signature verification (4NsigComp 2012) [C]//Proceedings of the International Conference on Frontiers in Handwriting Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 823-828.
- [16] Malik M I, Liwicki M, Alewijnse L, et al. ICDAR 2013 competitions on signature verification and writer identification for on- and offline skilled forgeries (SigWiComp 2013) [C]//Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2013: 1477-1483.
- [17] Porwik P, Para T. Some handwritten signature parameters in biometric recognition process [C]//Proceedings of the International Conference on Information Technology Interfaces. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 185-190.
- [18] Lv H R, Wang W Y, Wang C, et al. Off-line Chinese signature verification based on support vector machines [J]. Pattern Recognition Letters, 2005, 26(15): 2390-2399.
- [19] Shridhar M, Houle G, Bakker R, et al. Real-time feature-based automatic signature verification [C]//Proceedings of the International Workshop on Frontiers in Handwriting Recognition.

- Piscataway, NJ: IEEE, 2006.
- [20] Zuo W M, Li S F, Zeng X G. A hybrid scheme for off-line Chinese signature verification [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems. Piscataway, NJ: IEEE, 2004: 1402-1405.
- [21] Chen G Y, Kegl B. Invariant radon-wavelet packet signatures for pattern recognition [C] // Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Piscataway, NJ: IEEE, 2006: 1471-1474.
- [22] Fasquel J B, Bruynooghe M. A hybrid opto-electronic method for fast off-line handwritten signature verification [J]. International Journal on Document Analysis and Recognition, 2004, 7(1): 56-68.
- [23] Oliveira L, Justino E, Sabourin R. Off-line signature verification using writer-independent approach [C] // Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 2539-2544.
- [24] Armand S, Blumenstein M, Muthukkumarasamy V. Off-line signature verification based on the modified direction feature [C] // Proceedings of the International Conference on Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2006: 509-512.
- [25] Vu N, Blumenstein M, Muthukkumarasamy V, et al. Off-line signature verification using enhanced modified direction features in conjunction with neural classifiers and support vector machines [C] // Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 734-738.
- [26] Malik M, Liwicki M, Dengel A. Local features for forensic signature verification [C] // Proceedings of the International Conference on Image Analysis and Processing. New York: Springer, 2013: 103-111.
- [27] Fang B, Leung C H, Tang Y Y, et al. Off-line signature verification by the tracking of feature and stroke positions [J]. Pattern Recognition, 2003, 36(1): 91-101.
- [28] Malik M I, Ahmed S, Liwicki M, et al. FREAK for real time forensic signature verification [C] // Proceedings of the International Conference on Document Analysis and Recognition. Piscataway, NJ: IEEE, 2013: 971-975.

Offline signature verification based on ASIFT

TANG Youbao¹, BU Wei^{*2}, ZHANG Enze³, WU Xiangqian¹

(1. School of Computer Science and Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Department of New Media Technologies and Arts, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

3. School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A novel offline signature verification method based on the affine and scale invariant feature transform (ASIFT) was proposed by analyzing the existing local invariant features and the property of the disguised signature. The method consists of the following steps, the preprocessing including image graying and re-sizing was performed on the signature images; the key points were detected and the corresponding descriptors were extracted from the processed images; the descriptors extracted from the query and reference images were matched and the random sample consensus (RANSAC) algorithm was used to refine the matched result. Then the average distance was computed according to the distances between the descriptors of the correct matched points. The verification decision was given by comparing the average distance and the number of the correct matched points with the thresholds. The proposed method was evaluated on a public signature dataset including the disguised signatures and the experimental results show that the proposed method outperforms the state-of-the-art algorithms with reducing the equal error rate (EER) by 5%.

Key words: offline signature verification; disguised signature; local feature; affine and scale invariant feature transform (ASIFT); random sample consensus (RANSAC) algorithm

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0459

基于视频内容关联密钥加密算法

王玮¹, 黄浩^{*2}, 谢长生², 韩林¹

(1. 华中科技大学 计算机科学与技术学院, 武汉 430074; 2. 武汉光电国家实验室, 武汉 430074)



摘 要: 随着计算技术以及视频、显示技术的不断发展, 学术以及产业界对新的视频加密算法不断有着更高的要求. 通过对现有视频版权保护技术中加密算法不足之处的分析, 提出内容关联密钥的概念, 并将其运用于视频加密. 基于宏块运动矢量预测残差的抽取算法, 将视频中敏感数据抽取为密钥, 可在 10% 以内抽取比例下, 有效对视频质量进行破坏. 为了有效验证该加密算法效果, 通过视频质量评估方法峰值信噪比 (PSNR) 与结构相似度 (SSIM) 对内容关联密钥算法加密后不同视频内容、不同参数视频进行视频质量评估, 证明算法的有效性与其一致性, 并通过性能分析以及效果对比说明了抽取算法的效果.

关键词: 内容关联密钥; 视频加密算法; 视频质量评估; 视频抽取; 敏感数据

中图分类号: TP37

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0117-07

视频媒体行业是采用视频加密算法最为集中的行业, 针对各种不同视频系统, 有众多的视频加密算法运用其中. 随着计算机技术的不断发展, 使得很多在原有技术下足够安全的加密算法在新技术条件下易于被破解. 同时不断发展的技术也为加密算法提供了更宽广的技术选择以及应用环境. 此外视频技术、显示技术以及传输技术的发展, 也促进并推动着视频加密算法不断的发展.

现有视频版权保护技术中的视频加密算法在一定程度上很好地保证了视频的版权, 但也存在着一定的不足, 本文以 DVD、蓝光高清光盘和网络视频版权保护技术以及其中所运用视频加密算法为例分析其不足.

深层次分析 DVD、蓝光光盘视频版权保护技术以及破解原因, 可以将其不足归结为以下几个方面.

首先, 算法复杂度受限. 受限于版权保护技术设计之初的技术发展水平, 加密算法以及版权保

护技术需要兼顾当时计算技术、电子技术等相关技术的发展. 而在版权保护技术的生存周期中, 某些在设计之初足够安全的算法或技术随着计算机性能的飞速发展而变得不安全.

其次, 密钥安全性不足. 多数视频版权保护系统被破解的起源并不是加密算法的被破解, 而是密钥的泄漏. 密钥相对算法而言较易获得或破解. 并且密钥之间关联性较强而密钥与明文之间几乎无关联, 由此造成黑客可通过偶然泄漏的密钥破解出其他或所有密钥, 而这些密钥几乎对所有的密文都有效.

最后, 离线式授权管理方式. 由于传输方式所限, 光盘、播放器、密钥、解密算法以及视频内容都存放于用户端. 这样的离线授权管理方式从根本上而言就存在着不安全的隐患.

从以上这些方面来分析, 网络视频版权保护系统相对光盘系统有着极大的改进. 基于高级加密标准 (AES) 加密算法级别的高安全性加密算

收稿日期: 2014-04-28; 录用日期: 2014-07-26; 网络出版时间: 2014-09-22 10:11

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0459.html

作者简介: 王玮(1982—), 男, 江西九江人, 博士生, nightriver@foxmail.com

* 通讯作者: 黄浩(1965—), 男, 江苏无锡人, 副教授, thao@hust.edu.cn, 主要研究方向为存储与数字媒体技术.

引用格式: 王玮, 黄浩, 谢长生, 等. 基于视频内容关联密钥加密算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 117-123.

Wang W, Huang H, Xie C S, et al. Video encryption algorithm of content associated key [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 117-123 (in Chinese).

法、不同内容之间完全独立的密钥管理机制、独立的授权管理中心以及在线式密钥发送机制使得网络视频版权保护系统具有极高的安全性. 单纯从技术角度分析, 网络视频版权保护技术相对完善, 安全性也较高, 但依然存在一些不足之处.

首先, 密钥相对密文重要性仍有不足. 现有版权保护技术的密文信息中都包含所有的明文信息. 从理论而言, 密文中包含全部的明文信息, 理论上存在不需要其他附加信息即能完整还原明文信息的可能性, 因此还是存有潜在的安全威胁.

其次, 加密算法计算复杂度过高. 由于高安全性加密算法的引入, 相应加密过程对计算能力的要求相应提升. 加密过程的计算资源消耗以及大容量、多用户的视频内容传输所需要的存储以及网络资源消耗给服务器带来的负载过大.

另外, 网络视频版权保护技术对网络接入速度要求较高, 受限于网络接入速度而无法支持超高清、高码率视频的网络实时传输.

密钥的处理不当是现有视频加密算法安全性缺陷的很大一个原因. 存储位置、授权或是密钥与明文关系、密钥相对密文重要性都是视频加密算法不够安全的原因^[1]. 针对以上问题, 本文提出一种视频内容关联密钥概念用于视频加密算法.

1 内容关联密钥视频加密算法

1.1 内容关联密钥概念

常见加密算法密钥多由随机数或其他与明文本质上无关的数据所产生, 内容关联密钥本身为明文的一部分. 内容关联密钥加密算法按照明文数据重要性, 将明文分为敏感数据与主体数据, 数据量小但重要性高的敏感数据作为明文的密钥从明文中抽取出来, 而将剩余那些数据量较大但重要性较低的主体数据部分作为密文.

基于内容关联密钥的视频加密算法在实际应用中, 通过视频关联密钥加密算法, 将密钥与密文分离, 密钥通过安全性高但计算复杂度大、开销大的高安全信道传输; 密文数据可以通过计算复杂度小、安全性没有前者高的传输系统传输. 通过控制密钥的安全性来保证版权整体安全性.

1.2 视频内容关联密钥加密算法技术框架

本文提出一种基于内容关联密钥的、新颖的、针对高清、高码率视频的视频内容关联密钥加密算法. 通过该算法将视频分割成主体数据和敏感数据, 主体数据通过高清光盘技术传输分发, 敏感数据用高安全性的网络传输. 当密文播放时, 播放器实时从服务器获取密钥, 并将数据汇合, 通过解

密算法还原成完整的视频并解码播放. 由于加密算法类似将敏感数据从明文中抽取出来, 因此也将该加密算法称为抽取算法.

抽取算法利用视频特性对视频进行加密, 因此加密效果评判标准较特殊, 是以加密后视频质量被破坏程度作为是否符合加密要求的标准. 视频图像可能因为微小压缩参数的不同, 导致内容与效果基本一致的视频在数值上相差巨大^[2]. 同样, 不同参数的抽取算法也难以保证加密后视频效果的精确一致性. 抽取算法中有视频质量评估过程进行破坏程度评估, 判断破坏是否满足要求. 如不满足要求, 则反馈给算法控制部分, 调整抽取参数并重新抽取. 图1为算法结构图.

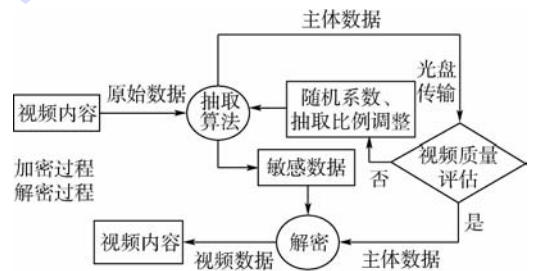


图1 带反馈视频内容关联密钥加密算法结构图
Fig. 1 Structure of video content associated encryption algorithm with feedback

视频内容关联密钥加密算法具有以下优点:

- 1) 视频内容关联密钥含有密文中所不包含的明文信息, 密钥具有举足轻重的作用. 密文在理论上不存在绕开密钥而被破解的可能.
- 2) 密钥为明文的一部分, 不同明文的密钥之间无关联性. 即使出现密钥泄漏, 也无法从泄漏密钥推测出其他密钥, 减少了泄漏密钥的危害.
- 3) 密钥是算法安全性的保障, 即使算法本身被破解, 仍然无法对密文破解. 计算机性能发展所带来的加密算法趋于不安全趋势对于算法而言影响较小, 算法获得更长的应用周期.
- 4) 密钥通过网络传输, 相对全文网络传输大幅减少了资源开销以及网络传输速度的限制.
- 5) 密钥采用在线认证授权方式, 授权控制方可为视频版权方, 保证视频版权方的利益, 同时密钥与密文、算法处于物理隔绝, 增加安全性.

2 视频内容关联密钥加密算法设计

2.1 加密算法敏感数据选取规则

内容关联密钥加密算法的核心是区分视频中对视频质量影响较大的敏感数据与影响较小的主体数据. 对于 H. 264 视频其数据可分为: 视频、音频数据以及文件格式信息. 文件格式信息等数据

与音视频内容无直接关联,音频相对视频对人感官重要性较弱,无疑视频数据是最重要的数据。

宏块是 H.264 编码基本对象,宏块主要为 I, P 以及 B 宏块。若干宏块组成条带,一个或若干个条带组成图像。按照所含宏块,条带可分为 I, P 以及 B 条带(本文中不针对 SP, SI 条带分析,将其认为 P 和 I 条带的一种特殊形式)^[3]。I 条带相对与 P 和 B 条带而言,其压缩比较小,抽取 I 条带数据比例须比抽取 B 和 P 条带比例大才能达到一样的破坏效果^[4]。另外对于整体码流来说, I 条带个数远比 B 和 P 条带数据少,由于显示时间固定,抽取 I 条带对视频破坏的时间性影响有限。

B 和 P 宏块数据可分为运动矢量、参考条带指针以及残差数据,运动矢量采用预测方式进行压缩^[5-6]。因此可认为运动矢量分为预测值以及运动矢量预测残余。抽取算法选择预测残差作为密钥。

综上所述,视频内容关联密钥加密算法的敏感数据取自视频中 B 和 P 条带中 B 和 P 宏块的运动矢量预测残差。

2.2 加密算法设计

为了有效控制密钥文件大小,并非所有符合敏感数据要求的数据都作为密钥存在,抽取算法使用改进 Logisitic 混沌系统产生的伪随机序列,确定视频中哪些 B 和 P 宏块的运动矢量残差作为敏感数据。抽取算法处理步骤分为以下步骤。

1) 明文预处理。此过程通过对明文视频数据分析,记录视频中符合敏感数据要求的宏块数量、码流平均码率以及视频时长等信息用于加密。

2) 抽取算法初始值设定。初始值包括改进 Logisitic 映射的初值 X_0, μ 以及敏感数据比例 p 。

3) 根据视频中符合敏感数据要求的 B 和 P 宏块数 b 、码率 m 、时长 t 以及比例 p ,确定宏块抽取数量 s 以及抽取比例 q 。如式(1)所示,其中 16 为每个宏块抽取运动矢量残差位数。

$$\begin{cases} s = \frac{m \times p \times t}{16} \\ q = \frac{m \times p \times t}{16b} \end{cases} \quad (1)$$

4) 确定抽取位置并抽取。分为以下子步骤:

① 将视频以 I 条带为分界点,分解为一系列 B 和 P 抽取条带组。后续以抽取条带组为单元。

② 以 $1/q$ (Q , 取整数) 为大小将抽取条带组中的抽取宏块分组,此分组也称为抽取窗口。

③ 根据改进 Logisitic 映射确定每个抽取窗口中所抽取宏块。改进 Logisitic 映射如式(2)所

示^[7]。 $F(n)$ 值指定抽取宏块为该抽取窗口中的第几个宏块。其中 $m = 32$, $F(n)$ 取整数。当抽取条带组最后一个抽取窗口中剩余宏块数 Q' 小于 Q 时,则用 Q' 取代 Q 作为最后一个抽取窗口大小。

$$\begin{cases} X_{n+1} = X_n \times \mu \times (1 - X_n) \\ F(n) = X_n \times 2^m \% Q \end{cases} \quad (2)$$

④ 抽取宏块中运动矢量预测残余,并使用伪随机数 $f(n)$ 替换原有数据。当 $f(n)$ 为奇数时抽取向量 x 轴数据,为偶数时抽取 y 轴数据。

$$\begin{cases} X_{n+1} = X_n \times \mu \times (1 - X_n) \\ f(n) = X_n \times 2^m \% \times 1024 - 512 \end{cases} \quad (3)$$

5) 视频质量评估与反馈。该过程利用视频质量评估方法对抽取加密之后的主体数据的视频质量进行估计并进行反馈。反馈过程如下:

① 对视频质量进行评估,并得出评估值。

② 将评估值与视频质量阈值进行比较。根据评估值与阈值关系调整抽取窗口大小,重复步骤 4)、步骤 5),直至找出窗口大小为 Q 时评估值满足阈值要求,而窗口大小为 $Q + 1$ 时评估值不满足阈值要求,则 Q 为最佳窗口大小。

6) 经过视频质量评估及反馈系统处理之后的主体数据以及敏感数据即为加密完成后的明文与密钥,完成加密处理过程。

图 2 为抽取算法、质量反馈系统流程图。

2.3 视频内容抽取算法有效性分析

对于视频数据而言,校验以及错误恢复工具必不可少。H.264 算法使用工具为条带和宏块组的划分与 I 宏块、I 条带防止错误的扩散以及多参考数据、数据分割、灵活宏块次序、冗余条带等。

1) 条带、宏块组划分以及 I 宏块、I 条带机制:当视频数据在传输过程中由于传输错误造成某些数据结构遭到破坏,解码器可以通过抛弃整个存在错误条带的方式跳过错误。视频抽取算法对于视频数据的数据格式并无破坏。

2) 多参考图像选择是有反馈视频系统中常用的错误恢复工具。内容关联密钥抽取算法属于无反馈的视频系统,多参考图像机制并不适用。

3) 数据划分是网络传输情况下常用的错误恢复机制。数据划分将条带中的数据按照数据类型重新组合成多个划分并组装成条带传输。对于视频抽取替换算法而言,抽取替换数据为宏块的运动矢量,而无论该数据处于何种数据分区。

4) 灵活宏块次序是通过宏块次序映射表来任意地指配宏块到不同条带组,增强了抗误码性能。但在抽取算法中,抽取数据单元以宏块为单位,打乱宏块顺序无法恢复被破坏运动矢量信息。

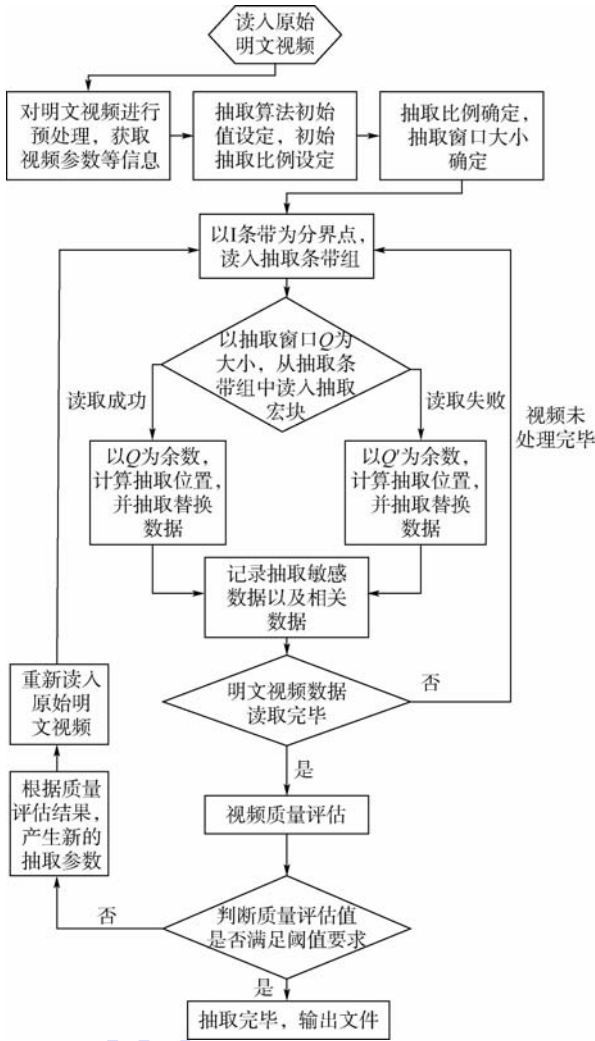


图2 抽取算法流程图

Fig. 2 The progress of extraction algorithm

5) 无反馈视频系统通过冗余条带增强抗误码性能. 视频抽取算法将冗余条带当作普通条带进行抽取, 抽取后的冗余条带难以起到作用.

综上所述, H. 264 算法中防止错误扩散或错误恢复机制对于视频抽取算法并无特殊效果.

3 视频质量破坏效果评估算法

视频抽取算法处理方式较为特殊, 现有客观视频质量评估方法对抽取算法加密后视频能否有效评估, 以及评估效果如何是不确定的. 为了解决这个问题, 本文中采用峰值信噪比 (PSNR) 与结构相似度 (SSIM) 两种原理以及方法上完全不同的图像质量评估方法对加密前后视频图像序列进行评估, 并采用平均值方式对视频质量做出评估^[8-10]. 对比两种原理上完全不同的视频质量评估方法的评估结果来验证视频质量评估方法的有效性.

通用 PSNR 与 SSIM 算法是针对灰度图像的评估算法, 对于色彩视频质量评估, 需将视频分解

为图像序列, 并将图像转为 YCbCr 分量图像, 对 3 种色彩分量进行评估, 再求综合值为图像评估值, 最后针对图像序列求平均值为视频平均评估值^[11-12]. 图像层次 PSNR 和 SSIM 公式如下:

$$\text{PSNR} = W_Y \text{PSNR}^Y + W_{Cb} \text{PSNR}^{Cb} + W_{Cr} \text{PSNR}^{Cr} \quad (4)$$

$$\text{SSIM} = W_Y \text{SSIM}^Y + W_{Cb} \text{SSIM}^{Cb} + W_{Cr} \text{SSIM}^{Cr} \quad (5)$$

式中, PSNR^Y , PSNR^{Cb} , PSNR^{Cr} , SSIM^Y , SSIM^{Cb} 与 SSIM^{Cr} 为 Y, Cb, Cr 分量的 PSNR, SSIM 值; $W_Y = 0.6$, $W_{Cb} = 0.2$, $W_{Cr} = 0.2$ 为调整参数.

视频层次评估以所有图像的平均评估值作为综合评估值. 当两幅图像相同时 PSNR 值无法计算, 本文将相同两幅图像 PSNR 值采用该图像序列中 PSNR 最大值加 5 代替.

本文使用抽取算法产生一系列测试视频集并使用 MATLAB 对视频质量评估算法进行仿真, 对视频测试集进行对比测试^[13]. 对比测试分为图像序列对比以及视频序列对比. 图像序列对比测试将抽取算法加密后视频分解为图像序列, 使用图像 PSNR 以及 SSIM 算法对图像进行质量评估.

图 3 为 3 个视频测试集使用平均 PSNR 与 SSIM 算法的图像评估值. 3 个视频测试集为码率从 10 Mb/s 到 30 Mb/s 的 1080P 视频, 视频长度为一个抽取条带组, 抽取窗口大小为 5, 抽取比例为 2.1% ~ 2.5%. 图中带星号曲线为图像质量评估值, 无星号曲线为九阶多项式趋势曲线. 从以上质量评估图中, 可以发现两种算法对于不同视频图像的评估值趋于一致, 尤其是趋势曲线.

视频序列对比测试是将视频序列使用视频 PSNR 与 SSIM 算法进行视频质量评估. 该实验中测试视频序列集为 96 个不同内容、分辨率、码率视频序列. 从图 4 视频序列评估图可知, PSNR 与 SSIM 对于抽取算法加密后视频序列的视频质量评估值在整体上趋势一致.

PSNR 与 SSIM 算法的设计思路大相径庭, 而对同一视频序列测试集产生相似结果, 其原因是两种算法对于抽取算法加密后视频质量评估有效或近似有效. 通过以上实验可以得出以下结论. PSNR 与 SSIM 视频质量评估算法对于抽取算法加密后视频的视频质量评估具有有效性.

假定当抽取算法加密后视频超过 1/4 以上区域相对加密前数值变化范围超过 1/8 时, 认定此图像破坏程度满足加密算法破坏程度要求. 因此设定 PSNR 阈值为 24, 通过使用 PSNR 与 SSIM 对同一视频序列集进行评估, 对比两者结果, 可确定

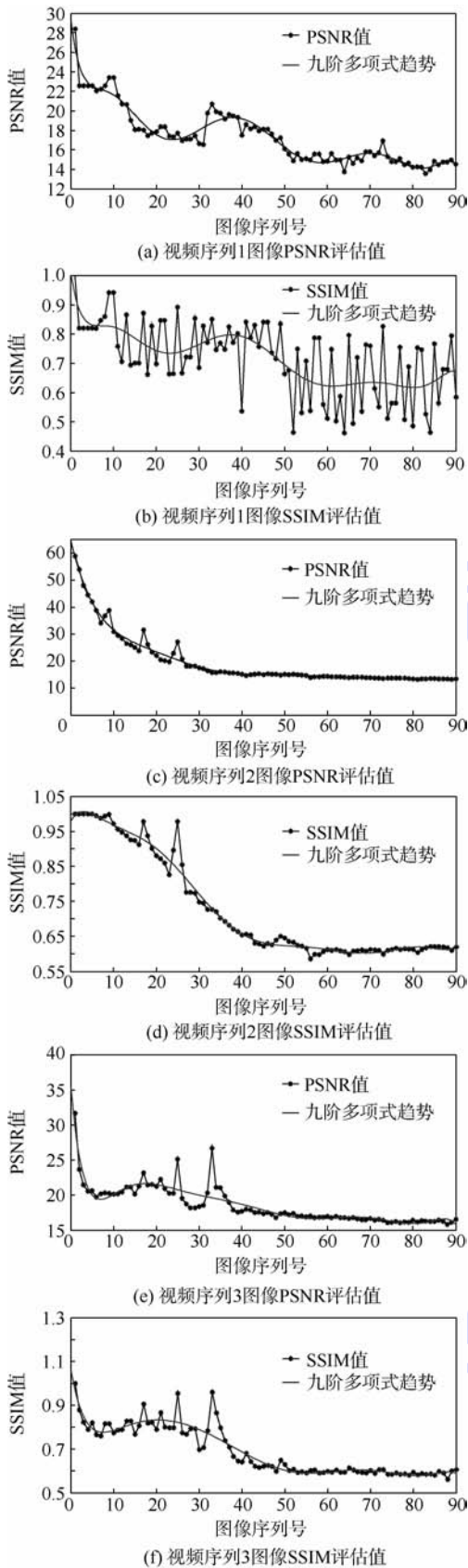


图 3 图像序列质量评估图

Fig. 3 Picture quality measurement

SSIM 阈值为 0.85. 因此当加密后视频质量 PSNR 与 SSIM 评估值分别小于 24 与 0.85 时,可认定该视频破坏效果满足算法要求^[14].

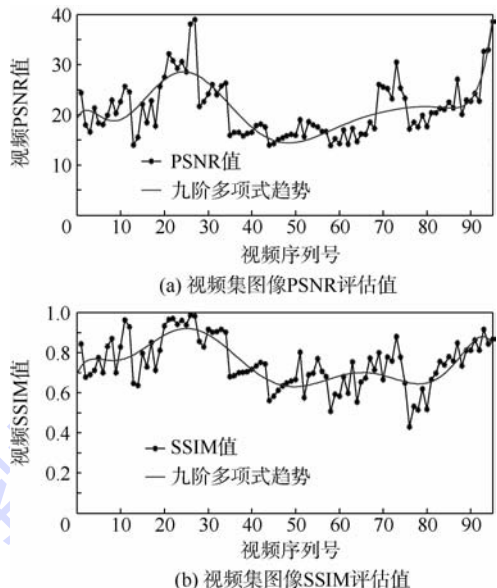


图 4 视频序列质量评估图

Fig. 4 Video quality measurement

4 内容关联密钥抽取算法效果分析

本节中将对抽取算法加密后视频质量破坏程度进行分析.分析分为:①不同视频序列在相同抽取窗口大小下的加密效果;②同一视频内容在不同分辨率、不同码率条件下加密效果;③抽取算法与其他算法效果比较;④抽取算法性能分析.

图 5 为 3 个测试视频序列在抽取窗口大小为 5,抽取比例从 1.8% ~ 2.4% 情况下的视频对比图.



图 5 加密视频前后播放效果对比图

Fig. 5 Picture comparison of encrypted video and un-encrypted video

表 1 为以上测试视频序列的视频质量评估值,可知评估值都小于算法阈值,满足算法要求.从评估值以及图像对比可知视频抽取算法对于不同内容视频序列具有有效性.

表1 不同视频的视频质量评估值

Table 1 Video quality measurement of videos

测试视频	PSNR	SSIM
视频 1	18.40	0.53
视频 2	20.80	0.75
视频 3	19.07	0.63

表2为同一视频内容在3种不同视频分辨率、2种不同帧率、3种码率条件下的3个测试视频序列集,在抽取窗口大小为5,抽取比例从2%~2.6%条件下的加密视频的视频质量评估值。

表2 同一视频不同参数下视频质量评估值

Table 2 Video quality measurement of video with different parameters

视频序列	评估算法	分辨率,码率/(Mbit·s ⁻¹),刷新率/Hz			
		720P,20,15	576P,10,30	720P,20,30	1080P,30,30
1	PSNR	18.49	18.89	17.89	22.89
	SSIM	0.66	0.61	0.592	0.78
2	PSNR	22.06	20.85	20.22	20.64
	SSIM	0.68	0.66	0.64	0.58
3	PSNR	17.11	14.44	14.04	16.79
	SSIM	0.58	0.48	0.43	0.59

通过以上数据对比,抽取算法能够有效地对同一视频内容在不同视频参数下的视频进行有效破坏,且达到视频质量反馈系统的阈值要求。同时综合以上实验,可知抽取算法对于不同视频序列具有普遍有效性,在合适视频抽取比例下达到加密效果要求。

文献[15]提出了与本文抽取算法类似的敏感数据提取算法,其敏感数据提取算法采用全文随机提取方式抽取。在一定抽取比例下,其算法能够有效对视频质量以及播放效果做出极大破坏,但敏感数据比例较本文中抽取算法大,且效果没有本文抽取算法良好。表3为相同抽取比例条件下其均匀随机抽取算法与本文抽取算法效果比较。从表3可知,本文中抽取算法较均匀随机抽取算法具有更好的视频破坏效果以及对加密视频文件结构的保持。

表3 算法比较

Table 3 Algorithm comparison

抽取算法	敏感数据比例/%	加密文件正常播放	图像破坏程度	连续图像破坏时间	文件能否播放完毕
均匀随机抽取	2	是	一般	间隔30s	否
本文抽取算法	1.98	是	严重	连续破坏	能

除了加密效果分析以外,加密算法即抽取算法性能也是视频内容关联密钥加密算法非常重要的组成部分。抽取算法的性能分析主要分析抽取算法本身处理明文数据性能,因此性能分析不考

虑反馈过程,仅考量固定抽取比例、抽取窗口且无反馈条件下的加密性能,此条件下抽取加密不需要预处理过程。因此抽取算法可分为文件读取以及分析部分、改进 Logistic 混沌系统迭代部分以及抽取替换部分。表4为工作在此条件下仿真系统对于抽取算法加密时间的统计结果。当前抽取算法实现为 MATLAB 模拟仿真环境,其首要目的在于对系统可行性的验证,而非性能。因此本实验中数据并非最优化实验结果,后期对算法进行性能优化后,应能达到更理想的实验结果。

表4 性能分析

Table 4 Performance analysis

测试视频	文件大小/KB	时间/s			
		文件读取处理	混沌系统迭代	抽取替换	总时间
1	21282	1.19	1.21	0.11	3.21
2	21461	1.28	1.23	0.10	3.32
3	21770	1.96	1.21	0.10	3.28
4	21366	1.90	1.20	0.12	3.22

5 结论

本文介绍了内容关联密钥技术以及基于内容关联密钥技术的视频加密算法,提出了基于混沌映射的敏感数据抽取算法以及加密算法评估方法,经实验验证表明:

- 1) 敏感数据抽取算法能够在5%抽取比例之下对视频进行加密处理。
- 2) 针对敏感数据加密效果的视频质量评估方法能够有效地对敏感数据抽取加密后视频质量进行评估。
- 3) 相对于均匀数据抽取算法,敏感数据抽取算法具有更好的加密表现。

参考文献 (References)

- [1] Wang W, Huang H, Xie C S. A sensitive data extraction algorithm based on the content associated encryption technology for ICS[C]//Proceedings of 2012 International Workshop on Information Storage and 9th International Symposium on Optical Storage. Bellingham; SPIE, 2013: 87820T-1-87820T-7.
- [2] 毕厚杰. 新一代视频压缩编码标准-H.264/AVC[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2002: 84-89.
Bi H J. A new generation of video compression coding standard H.264[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2002: 84-89 (in Chinese).
- [3] Kalva H. The H.264 video coding standard[J]. IEEE Multimedia, 2006, 13(4): 86-90.
- [4] Wiegand T, Sullivan G J, Bjontegaard G, et al. Overview of the H.264/AVC video coding standard[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2003, 13(7): 560-567.

- [5] 郑翔,叶志远,周秉锋. JVT草案中的核心技术综述[J]. 软件学报,2004,15(1):58-68.
Zheng X, Ye Z Y, Zhou B F. A survey on the core technology of JVT drafts[J]. Journal of Software, 2004, 15(1):58-68 (in Chinese).
- [6] 姚晔,徐正全,杨志云. 基于伪随机序列的宏块置乱视频加密方案[J]. 计算机工程,2005,31(20):162-164
Yao Y, Xu Z Q, Yang Z Y, Macro block permutation video encryption approach based on pseudo-random sequence[J]. Computer Engineering, 2005, 31(20):162-164 (in Chinese).
- [7] 王化丰,张桂香,邵勇. 基于 Logistic 映射的混沌流密码设计[J]. 计算机工程,2007,33(10):164-168.
Wang H F, Zhang G X, Shao Y. Design of chaotic stream cipher based on logistic mapping[J]. Computer Engineering, 2007, 33(10):164-168 (in Chinese).
- [8] Huynh-Thu Q, Ghanbari M. Scope of validity of PSNR in image/video quality assessment[J]. Electronics Letters, 2008, 44(13):800-801.
- [9] Olsson S, Stroppiana M, Baina J. Objective methods for assessment of video quality: state of the art[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1997, 43(4):487-495.
- [10] Wang Z, Bovik A C, Sheikh H R, et al. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2004, 13(4):600-612.
- [11] Winkler S, Mohandas P. The evolution of video quality measurement: from PSNR to hybrid metrics[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(3):660-668.
- [12] Shyamprasad C, Vijay S, Martin R, et al. Objective video quality assessment methods: a classification, review, and performance comparison[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(2):165-182.
- [13] Li S, Ma L, Ngab K N. Full-reference video quality assessment by decoupling detail losses and additive impairments[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2012, 22(7):1100-1112.
- [14] Li X J, Chen J F. Robust transmission of JPEG2000 encoded images over packet loss channels[C]//Proceedings of 2007 IEEE International Conference on Multimedia and Expo. Piscataway, NJ: IEEE, 2007:947-950.
- [15] 杨耀东. 光盘授权播放内容加密算法研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2011.
Yang Y D. Research on content encryption algorithm of Disc authentication system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011 (in Chinese).

Video encryption algorithm of content associated key

WANG Wei¹, HUANG Hao^{*2}, XIE Changsheng², HAN Lin¹

(1. School of Computer Science and Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Wuhan 430074, China)

Abstract: With the development of computer technology and video, display technology, there are new requirements of video encryption algorithm. A video content associated key concept was proposed and used in the encryption of video after the research of current video encryption algorithm's defects in video copyright protection technologies. The extraction algorithm which used the motion vector prediction residual as sensitive data extracted the sensitive data from the plaintext video. The extraction algorithm effectively destroyed the video quality within 10% sensitive data extraction ratio. In order to prove the effect of extraction algorithm, the video quality measurement algorithm of peak signal to noise ratio (PSNR) and structural similarity index measurement (SSIM) was used to assess encrypted videos with different video contents and parameters, and proved the performance by performance analysis and comparison with other algorithm. The experiment results show the validity and consistency of video encryption algorithm based on the content associated key.

Key words: content associated key; video encryption algorithm; video quality assessment; video extraction; sensitive data

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0052

基于舵机指令前馈的电液负载模拟器同步控制

韩松杉^{1,2}, 焦宗夏^{*1,2}, 尚耀星^{1,2}, 汪成文^{1,2}

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 飞行器控制一体化技术重点实验室, 北京 100191)



摘 要: 电液负载模拟器是典型的带有强运动耦合的电液力(矩)伺服系统, 克服由运动干扰造成的多余力是其控制的关键问题. 针对目前常用的同步补偿算法在消除多余力实际应用中存在的问题, 提出了基于舵机指令前馈的同步补偿策略. 该策略采用舵机速度指令信号和负载模拟器力矩反馈信号来实现精确的同步补偿, 不需要舵机的速度信号、加速度信号以及阀控信号. 同时该策略考虑了加载力矩对舵机输出速度的影响, 相对于传统速度同步算法在大负载力矩跟踪下可得到更好的多余力消除效果, 从而能实现更准确的速度同步补偿. 针对典型加载工况进行的仿真和实验结果表明, 该策略能有效解决舵机运动扰动带来的多余力问题, 进而提高动态加载精度.

关键词: 电液负载模拟器; 液压伺服机构; 同步运动; 扰动抑制; 速度指令

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2015)01-0124-09

负载模拟器是飞行器伺服机构半实物仿真的主要设备, 用于模拟舵机在飞行过程中所承受的气动载荷, 其性能直接影响飞控系统伺服机构评价的置信度^[1]. 负载模拟器的成功应用不但可以缩短飞行器的研制周期、降低研制成本, 而且可以提高飞行器研制的成功率. 根据实现形式, 负载模拟器可分为机械式^[2]、电液式^[3]、电动式^[4]和气动式^[5]4种. 其中电液负载模拟器具有功率密度大、响应速度快、电磁兼容性好等优点而得到广泛的研究和关注. 因此, 研究高精度的电液负载模拟器具有重要的现实和战略意义.

由于电液负载模拟器的施力对象为位置伺服系统, 故其是典型的带有强运动耦合的电液力伺服系统. 有研究者将此运动扰动引起的力矩干扰

称之为多余力(矩)^[6], 针对如何抑制多余力的问题国内外相关学者开展了广泛的研究, 其方法大体分为3类: 第1类是结构补偿方法. 其从加载系统的硬件(机械)结构入手, 通过增加辅助环节来消除多余力或力矩. 例如: 安装连通孔、缓冲弹簧校正、蓄压器校正、双伺服阀流量补偿控制、双马达位置同步补偿等方法^[7-8]. 总体来说此方法的结构比较复杂, 成本也比较高. 第2类是基于同步补偿的控制算法. 该类方法是从控制策略入手, 采用补偿网络在加载系统中产生附加速度同步控制作用, 达到克服多余力或力矩的目的. 文献[6]提出了“结构不变性理论”, 利用舵机系统的速度反馈信息进行前馈补偿, 其研究揭示了舵机速度是影响多余力的主要原因, 为以后关于多余力研究

收稿日期: 2014-01-27; 录用日期: 2014-04-30; 网络出版时间: 2014-06-04 09:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0052.html

基金项目: 国家重点基础研究发展计划资助项目(2014CB046406); 国家自然科学基金面上项目(51475020)

作者简介: 韩松杉(1985—), 男, 河南温县人, 博士生, hansongshan@gmail.com

* 通讯作者: 焦宗夏(1963—), 男, 辽宁沈阳人, 教授, zjjiao@buaa.edu.cn, 主要研究方向为机电系统的数字化、智能化设计技术, 新型作动系统与冗余舵机技术, 机电装备与半实物仿真系统.

引用格式: 韩松杉, 焦宗夏, 尚耀星, 等. 基于舵机指令前馈的电液负载模拟器同步控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 124-132. Han S S, Jiao Z X, Shang Y X, et al. Synchronizing compensation control of electro-hydraulic load simulator using command signal of actuator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 124-132 (in Chinese).

奠定了基础^[9-10]. 焦宗夏等人提出了速度同步控制算法,通过采用舵机的阀信号来实现速度同步,在工程中得到了大量应用^[1,3,11]. 基于系统模型的速度前馈补偿消除多余力的研究也被广泛讨论. 姚建勇等人提出了一种最优模型补偿控制策略,并针对系统模型的不确定性设计了一种自适应鲁棒力矩控制策略,取得了良好效果^[12-13]. 第 3 类方法是将运动耦合看作一种外干扰,通过提高力伺服系统的鲁棒性消除位置系统的影响,如定量反馈控制^[14]、 H_∞ 控制^[15]、 μ 理论^[16] 等. 此外,摩擦对力矩跟踪性能也有较大影响^[17],针对静态加载工况下的力矩跟踪,文献[18]设计了一种基于 LuGre 摩擦模型的双状态估计鲁棒控制策略,提升了系统跟踪精度.

目前在工程实践中,基于舵机速度的结构不变性方法^[6,10] 及基于舵机电流的速度同步算法^[1,11] 由于其结构简单、计算量小、可实现性好等优点在电液负载模拟器消除多余力中得到广泛采用. 本文在两者基础上,提出了基于舵机速度指令前馈的同步补偿策略. 该策略尤其适用于部分一体化舵机无法提供速度反馈信号、舵机控制阀电流以及舵机电流噪声过大而导致结构不变性方法和速度同步算法无法有效应用的实际测试工况. 该策略充分利用舵机可提供的速度指令前馈信号与负载模拟器自身力矩传感器信号来实现精确的速度同步补偿,有效避免结构不变性方法对高品质舵机速度或加速度信号的要求,相对于传统的速度同步算法不需要舵机提供伺服阀控制信号,并能实现在大负载跟踪下更好的多余力消除,进而提高系统的消扰能力及动态加载精度.

1 负载模拟器系统模型

电液负载模拟器的典型结构如图 1 所示. 示

意图的右边为电液负载模拟器,由加载液压马达、加载伺服阀、力矩传感器、惯量负载等组成. 电液负载模拟器的功能就是在位置伺服系统运动的过程中实现准确的力加载,故负载模拟器亦称为加载系统;示意图的左边为位置伺服系统(舵机系统),由舵机伺服阀、角度传感器等组成. 加载系统与舵机相互耦合,对舵机而言,加载力矩对于其位移输出具有很强的干扰,从而影响其位移输出精度;而对于加载系统来说,舵机的运动作为强干扰,同样严重地影响加载系统的控制精度.

1.1 加载系统建模

加载伺服阀流量方程^[19]:

$$Q_L = K_{qL}x_L - K_{cL}p_{fL} = K_{qL}G_{svL}(s)u_L - K_{cL}p_{fL} \quad (1)$$

式中, Q_L 为加载系统伺服阀流量; x_L 为加载系统伺服阀阀芯; p_{fL} 为加载系统负载压力; K_{qL} 为加载系统伺服阀的流量增益; u_L 为加载系统伺服阀的控制电压; K_{cL} 为加载系统伺服阀流量压力系数; $G_{svL}(s)$ 为加载系统伺服阀阀芯位移驱动动态函数; s 为 Laplace 算子.

加载液压马达流量连续方程:

$$Q_L = D_L \frac{d\theta_L}{dt} + \frac{V_L}{4\beta_e} \frac{dp_{fL}}{dt} + C_{sLL}p_{fL} \quad (2)$$

式中, D_L 为加载液压马达弧度排量; θ_L 为加载液压马达转子角位移; V_L 为加载液压马达控制容积; C_{sLL} 为加载液压马达泄漏系数; β_e 为液压油弹性模量.

加载液压马达转子力矩平衡方程:

$$D_L p_{fL} = J_L \frac{d^2\theta_L}{dt^2} + B_L \frac{d\theta_L}{dt} + G_s(\theta_L - \theta_a) \quad (3)$$

式中, J_L 为加载液压马达转动惯量; B_L 为加载液压马达黏性阻尼系数; G_s 为力矩传感器与传动轴的综合刚度; θ_a 为力矩传感器与被加载对象连接端角位移.

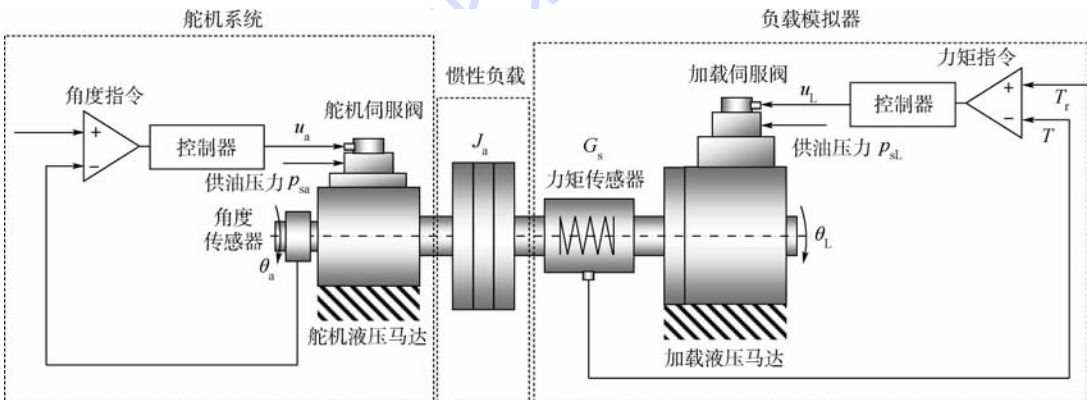


图 1 电液负载模拟器及舵机系统结构示意图

Fig. 1 Structure diagram of load simulator and actuator system

输出力矩为

$$T = G_s(\theta_L - \theta_a) \quad (4)$$

式中 T 为加载系统输出力矩。

结合式(1)~式(4)给定的加载系统数学模型,可得加载系统的输出力矩传递函数为

$$T(s) = \frac{G_{L1}(s)u_L - G_{L2}(s)s\theta_L}{G_{L3}(s)} = \frac{G_{L1}(s)u_L - G_{L2}(s)s\theta_a}{G_{L4}(s)} \quad (5)$$

式中 $G_{L1}(s) = D_L K_{ql} G_{svL}(s)$

$$G_{L2}(s) = \frac{J_L V_L}{4\beta_e} s^2 + \left(J_L K_{tmL} + \frac{B_L V_L}{4\beta_e} \right) s + B_L K_{tmL} + D_L^2$$

$$G_{L3}(s) = \frac{V_L}{4\beta_e} s + K_{tmL}$$

$$G_{L4}(s) = G_{L3}(s) + \frac{G_{L2}(s)s}{G_s} =$$

$$\frac{J_L V_L}{4\beta_e} s^3 + \left(\frac{J_L K_{tmL}}{G_s} + \frac{B_L V_L}{4\beta_e G_s} \right) s^2 + \left(\frac{B_L K_{tmL}}{G_s} + \frac{V_L}{4\beta_e} + \frac{D_L^2}{G_s} \right) s + K_{tmL}$$

$$K_{tmL} = K_{cl} + C_{sl}$$

其中 K_{tmL} 为加载系统的总流量压力系数。

1.2 舵机系统建模

舵机伺服阀流量方程^[19]:

$$Q_a = K_{qa} x_a - K_{ca} p_{fa} = K_{qa} G_{sva}(s) u_a - K_{ca} p_{fa} \quad (6)$$

式中, K_{qa} 为舵机伺服阀的流量增益; x_a 为舵机伺服阀阀芯位移; K_{ca} 为舵机伺服阀流量压力系数; p_{fa} 为舵机压差信号; $G_{sva}(s)$ 为舵机伺服阀阀芯位移驱动函数; u_a 为舵机伺服阀控制电压。

舵机液压马达流量连续方程:

$$Q_a = D_a \frac{d\theta_a}{dt} + \frac{V_a}{4\beta_e} \frac{dp_{fa}}{dt} + C_{sla} p_{fa} \quad (7)$$

式中, D_a 为舵机液压马达弧度排量; V_a 为舵机液压马达控制容积; C_{sla} 为舵机液压马达泄漏系数。

舵机液压马达转子力矩平衡方程:

$$D_a p_{fa} = J_a \frac{d^2\theta_a}{dt^2} + B_a \frac{d\theta_a}{dt} - T \quad (8)$$

式中, J_a 为舵机液压马达转动惯量; B_a 为舵机液压马达黏性阻尼系数。

舵机伺服阀电流的计算过程:

$$u_a = G_c(s)(\theta_d - \theta_a) \quad (9)$$

式中, $G_c(s)$ 为舵机控制器; θ_d 为舵机角度指令。

2 传统同步控制方法分析

从加载力矩的输出方程(5)可知,舵机系统的运动对加载系统的干扰是速度的函数。正是舵

机速度扰动的存在,往往导致加载系统的传统PID控制效果不好。故结构不变性原理是利用承载对象的速度进行前馈控制来达到消除多余力(矩)的目的^[6,9-10]。其原理示意图如图2所示。

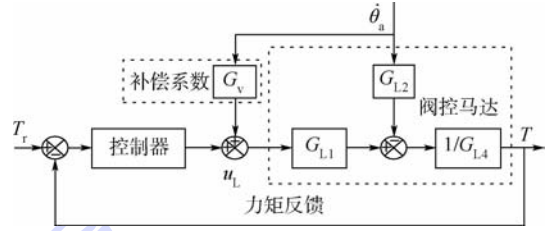


图2 结构不变性示意图

Fig.2 Principle diagram of structure invariance method

理论上,舵机干扰速度 $\dot{\theta}_a$ 的前馈补偿环节 G_v 只要满足等式: $G_{L2}(s) = G_v(s) \cdot G_{L1}(s)$ 就可以消除舵机速度干扰对于加载系统输出的影响,由式(5)可得

$$G_v(s) = \frac{G_{L2}(s)}{G_{L1}(s)} = \frac{\frac{J_L V_L}{4\beta_e} s^2 + \left(J_L K_{tmL} + \frac{B_L V_L}{4\beta_e} \right) s + B_L K_{tmL} + D_L^2}{G_{svL}(s) D_L K_{ql}} \quad (10)$$

但实际应用中由于 $G_v(s)$ 含有速度的高阶微分、模型误差、伺服阀的动态特性、非线性和参数时变等因素,使得 $G_v(s)$ 的设计和实现比较困难,故结构不变性方法通常将补偿环节简化为常数。另一方面由于速度传感器的精度和安装等问题,高质量的速度信号难以得到,从而限制了多余力矩的消除效果。既然角度采集电路微分后的速度信号(含噪声和相位滞后)和角速度传感器的信号满足不了要求,于是文献[1]提出了速度同步算法,采用舵机伺服阀信号去近似舵机速度,该信号噪声小、滞后很少并相对舵机速度而言具有超前补偿效果,在工程实际中已证明其能有效消除多余力,因此目前该方法在实践中得到广泛的应用,其补偿原理如图3所示。

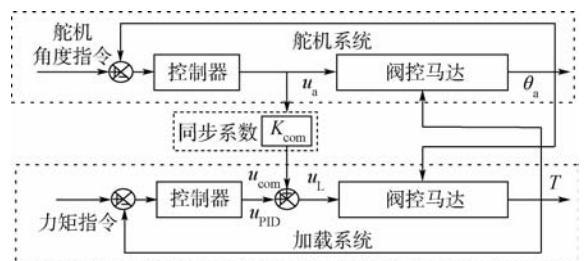


图3 传统速度同步方法示意图

Fig.3 Principle diagram of traditional velocity synchronizing method

但是在实际使用的工况中,部分一体化舵机无法提供舵机电流或舵机电流噪声过大,此时传统的速度同步方法无法使用.故本文提出基于舵机速度指令前馈的速度同步方法,只需要舵机速度指令信号,不需要舵机电流信号,亦不需要舵机的角度、速度及加速度等传感器信号,更容易在工程上应用.

3 改进型速度同步补偿算法

由舵机伺服阀流量方程(6)及马达流量连续性方程(7)可得舵机速度的表达式:

$$\dot{\theta}_a = \left[K_{qa} G_{sva}(s) u_a - \left(\frac{V_a}{4\beta_e} s + K_{ca} + C_{sla} \right) P_{fa} \right] / D_a \quad (11)$$

由式(8)~式(9)、式(11),可得

$$\dot{\theta}_a = \frac{G_{a1}(s)\dot{\theta}_d + G_{a3}(s)\dot{T}}{G_{a2}(s)} \quad (12)$$

式中

$$G_{a1}(s) = D_a K_{qa} G_{sva}(s) G_c(s)$$

$$G_{a2}(s) = \frac{J_a V_a}{4\beta_e} s^3 + \left(J_a K_{tmsa} + \frac{B_a V_a}{4\beta_e} \right) s^2 + (B_a K_{tmsa} + D_a^2) s + D_a K_{qa} G_{sva}(s) G_c(s)$$

$$G_{com1}(s) = \frac{G_{a1}(s) G_{L2}(s)}{G_{L1}(s) G_{a2}(s)} = \frac{D_a K_{qa} G_{sva}(s) G_c(s) (J_L K_{tmsL}(s) s + B_L K_{tmsL}(s) + D_L^2)}{D_{L1} K_{qL} G_{svL}(s) (J_a K_{tmsa}(s) s^2 + B_a K_{tmsa}(s) s + D_a^2 s + D_a K_{qa} G_{sva}(s) G_c(s))}$$

$$G_{com2}(s) = \frac{G_{a3}(s) G_{L2}(s)}{G_{L1}(s) G_{a2}(s)} = \frac{K_{tmsa}(s) (J_L K_{tmsL}(s) s + B_L K_{tmsL}(s) + D_L^2)}{D_{L1} K_{qL} G_{svL}(s) (J_a K_{tmsa}(s) s^2 + B_a K_{tmsa}(s) s + D_a^2 s + D_a K_{qa} G_{sva}(s) G_c(s))}$$

故控制器可设计为

$$u_L = u_s + u_{com} = u_s + G_{com1}(s) \cdot \dot{\theta}_d + G_{com2}(s) \cdot \dot{T} \quad (15)$$

式中 u_s 为基于力矩误差的闭环鲁棒项.

该改进型速度同步算法的补偿框图如图 4 所示.

式(15)代入式(13),可得

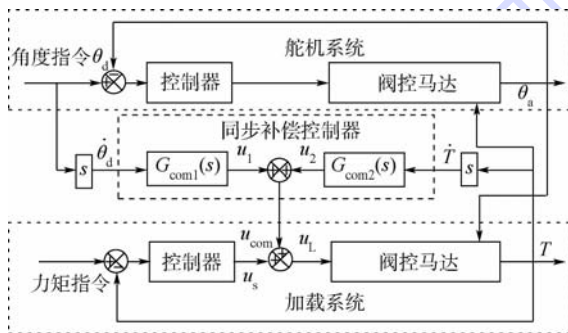


图 4 改进型速度同步补偿算法原理图

Fig. 4 Principle diagram of the improved synchronizing compensation algorithm

$$G_{a3}(s) = \frac{V_a}{4\beta_e} s + K_{tmsa}$$

$$K_{tmsa} = K_{ca} + C_{sla}$$

K_{tmsa} 为舵机系统的总流量压力系数.

从式(5)和式(12),可得

$$T(s) = \frac{G_{L1}(s) u_L - G_{L2}(s) \cdot \frac{G_{a1}(s)\dot{\theta}_d + G_{a3}(s)\dot{T}}{G_{a2}(s)}}{G_{L4}(s)} \quad (13)$$

故消除舵机速度对加载系统的影响,就转化为消除式(13)中的舵机速度指令和力矩采样微分对加载系统力矩输出的影响.加载系统的同步补偿环节应为

$$u_{com} = \frac{G_{L2}(s)}{G_{L1}(s)} \cdot \frac{G_{a1}(s)\dot{\theta}_d + G_{a3}(s)\dot{T}}{G_{a2}(s)} = \frac{G_{a1}(s) G_{L2}(s)}{G_{L1}(s) G_{a2}(s)} \cdot \dot{\theta}_d + \frac{G_{a3}(s) G_{L2}(s)}{G_{L1}(s) G_{a2}(s)} \cdot \dot{T} = G_{com1}(s) \cdot \dot{\theta}_d + G_{com2}(s) \cdot \dot{T} = u_1 + u_2 \quad (14)$$

式中

$$u_1 = G_{com1}(s) \cdot \dot{\theta}_d$$

$$u_2 = G_{com2}(s) \cdot \dot{T}$$

$$T(s) =$$

$$\frac{G_{L1}(s)(u_s + u_{com}) - G_{L2}(s) \frac{G_{a1}(s)\dot{\theta}_d + G_{a3}(s)\dot{T}}{G_{a2}(s)}}{G_{L4}(s)} = \frac{G_{L1}(s)}{G_{L4}(s)} u_s \quad (16)$$

从式(16)可知,在同步补偿项 u_{com} 的作用下,理论上加载系统的输出力矩将不含舵机速度项,从而达到消除舵机运动扰动的目的.

为便于工程中应用,在加载系统和舵机的工作频率内式(14)中的补偿环节 G_{com1} 和 G_{com2} 可简化为

$$G_{com1} = \frac{K_{com1}(T_{com1}s + 1)}{T_1s^2 + T_2s + 1} \quad (17)$$

$$G_{com2} = \frac{K_{com2}(T_{com2}s + 1)}{T_1s^2 + T_2s + 1} \quad (18)$$

式中, K_{com1} 和 K_{com2} 为补偿环节的增益; T_1, T_2, T_{com1} 和 T_{com2} 为补偿环节中的时间常数.

不同于传统的速度同步补偿方法,本文提出

的同步补偿算法包含的舵机速度指令和加载系统的力矩微分信号.这说明:在消除舵机速度扰动的过程中,该算法考虑加载系统输出力矩对舵机速度输出的影响,故该算法在加载系统大力矩跟踪工况下具有更好的同步补偿能力.

4 仿真验证

为验证本文提出的补偿控制器,针对几种典型工况,做了相应的仿真验证.其仿真工况的对比曲线可分为3种:①静止加载工况的对比曲线;②梯度加载工况的对比曲线;③舵机与负载模拟器工作于不同频率时的动态加载工况对比曲线.

本文采用3种控制策略进行仿真对比验证,第1种为无补偿的控制策略,加载系统只采用传统的闭环PID控制策略;第2种是在保留PID控制策略的基础上,采用传统的速度同步控制策略;第3种是在保留PID控制策略的基础上,采用本文提出的改进型速度同步控制策略.所有的PID控制器具有相同的控制参数.在MATLAB环境下利用Simulink工具进行仿真验证,以最大动态输出力矩为 $2\,300\text{ N}\cdot\text{m}$ 的某型电液负载模拟器为对象,采用上述数学模型及表1所示参数.

表1 仿真关键参数

Table 1 Key simulation parameters

参数	数值	单位
惯量	1.5×10^{-2}	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
马达容腔	6.908×10^{-4}	m^3/rad
压力流量系数	2.037×10^{-11}	$\text{m}^3/(\text{s}\cdot\text{Pa})$
黏性阻尼	20	$(\text{N}\cdot\text{m})/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$
马达排量	2×10^{-4}	m^3/rad
液压弹性模量	6.86×10^8	Pa
伺服阀额定流量	63	L/min
力矩传感器刚度	381971.8	$(\text{N}\cdot\text{m})/\text{rad}$

4.1 静止加载对比曲线

舵机伺服系统做 0° 位置控制,负载模拟器跟踪 $1\,000\text{ N}\cdot\text{m}$ 、频率为 2 Hz 正弦力矩.3种控制策略对比仿真曲线如图5所示.

由仿真结果可知:改进型速度同步算法的最大跟踪误差只有约 $42.9\text{ N}\cdot\text{m}$,而传统PID控制和速度同步控制策略的最大跟踪误差约为 $46.1\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $87.6\text{ N}\cdot\text{m}$.

4.2 梯度加载对比曲线

梯度加载工况是加载系统的力矩指令与舵机实际输出角度为给定的比例关系的加载测试工况.图6所示为舵机做 $5^\circ \sim 3\text{ Hz}$ 正弦位置跟踪,负载模拟器跟踪梯度为 $200\text{ N}\cdot\text{m}/(^\circ)$ 时,3种控制策略的对比仿真曲线.仿真结果表明改进型速

度同步算法的最大跟踪误差只有约 $41.7\text{ N}\cdot\text{m}$,而传统PID控制和速度同步控制策略的最大跟踪误差约为 $216\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $116\text{ N}\cdot\text{m}$.

4.3 不同频率下的加载跟踪对比曲线

为进一步验证改进型速度同步补偿控制策略,采用舵机伺服系统与加载系统在不同频率下的跟踪曲线进行验证.加载系统跟踪幅值为 $500\text{ N}\cdot\text{m}$ 、频率为 5 Hz 的正弦指令,位置伺服系统做幅值为 10° 、频率为 1 Hz 的正弦运动,3种控制策略下的跟踪曲线如图7所示.

由图7的仿真结果可知:改进型速度同步算法的最大跟踪误差只有约 $34.5\text{ N}\cdot\text{m}$,而传统PID控制和速度同步控制策略的最大跟踪误差约为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $67\text{ N}\cdot\text{m}$.

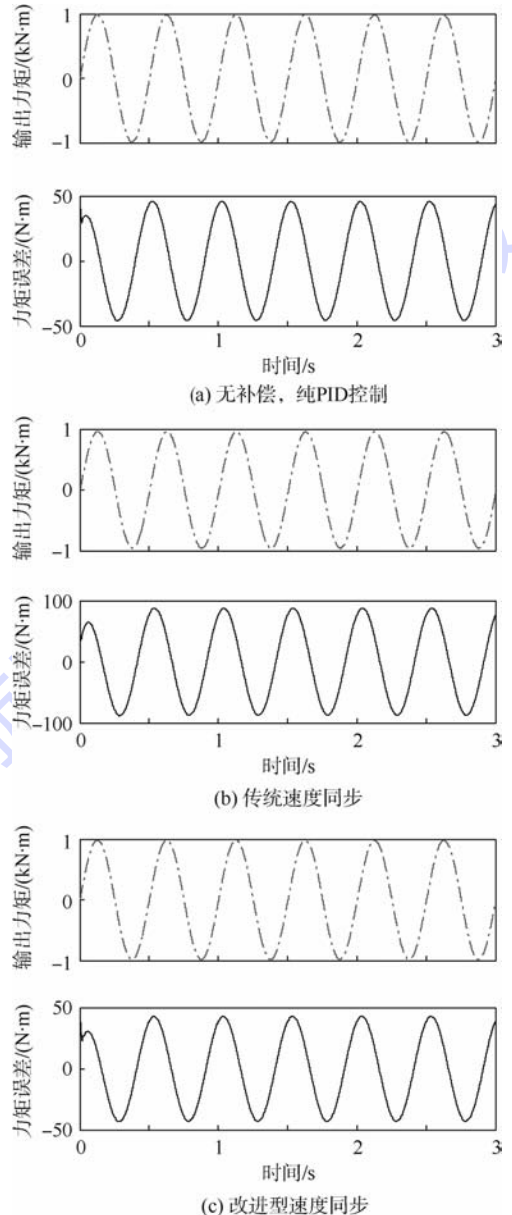


图5 静止加载下3种控制策略对比图

Fig. 5 Torque tracking in static loading situation

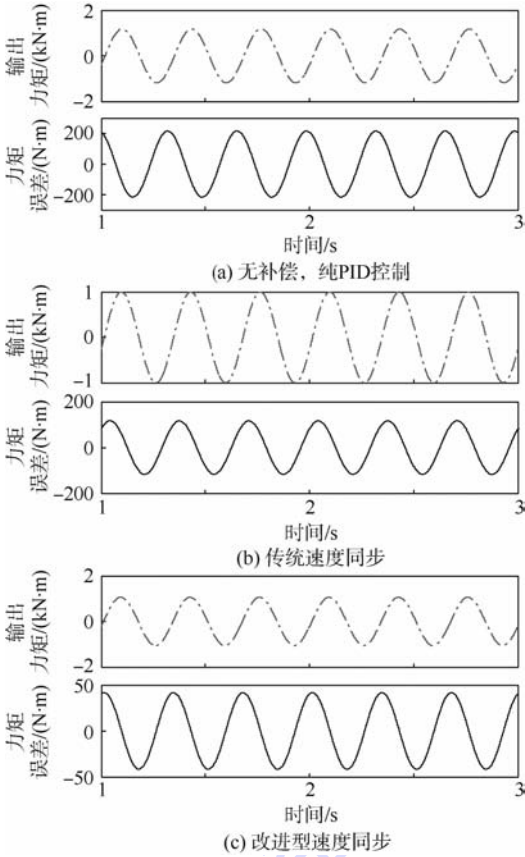


图 6 梯度加载下 3 种控制策略对比图

Fig. 6 Torque tracking in gradient loading situation

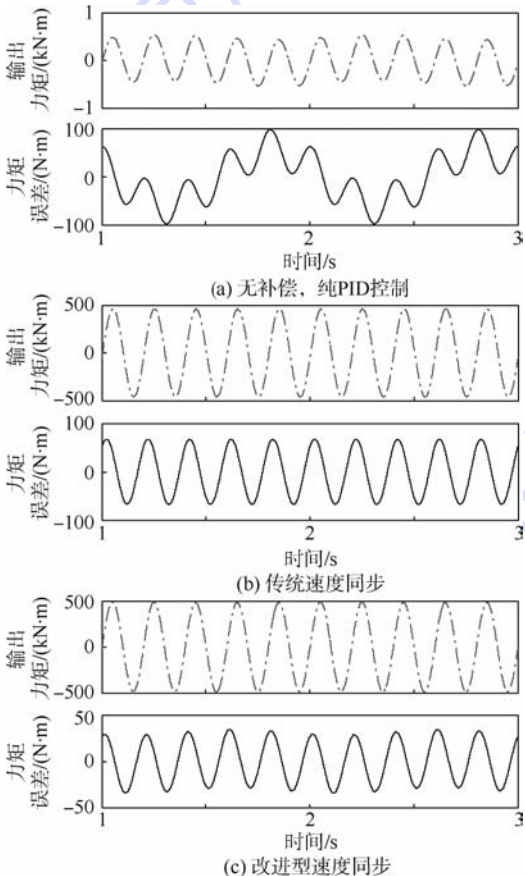


图 7 不同频率下加载跟踪的 3 种控制策略对比图

Fig. 7 Torque tracking in loading at different frequencies

上述仿真结果表明该补偿算法不仅有效消除舵机的运动干扰,而且提高加载系统的控制精度.

5 实验验证

5.1 实验设备描述

为验证提出的新型速度同步补偿控制器,搭建了实验平台,如图 8 所示.

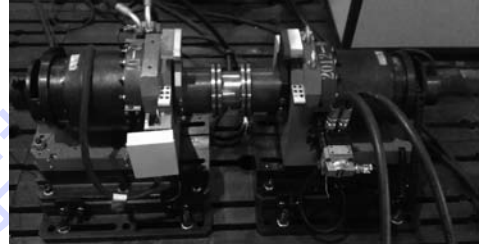


图 8 负载模拟器实验平台

Fig. 8 Experimental platform of load simulator

实验台由基座、加载通道(由液压马达、力矩传感器、角位移传感器、伺服阀和联轴器等构成)、舵机模拟通道、液压能源系统和控制系统组成.以最大动态输出力矩为 $6 \text{ kN} \cdot \text{m}$ 的某型电液负载模拟器为实验对象.在图 8 中,左边的阀控马达系统为用于模拟舵机运动的位控系统,此系统用于提供该实验中的运动干扰,右边的阀控马达系统为力矩加载系统.计算机控制系统采用上下位机来实现.其上位机为综合管理子系统,实现系统监控功能,采用 LabWindows/CVI 编写.下位机为实时控制软件,采用微软公司的 Visual Studio 2005 和 Ardence 公司的 RTX 7.0 编写.采样周期为 1 ms .

搭建的系统的主要元件规格说明如表 2 所示.

表 2 实验台主要元件

Table 2 Main components of the test system

元件	规格	数量
液压马达	排量: $5 \times 10^{-4} \text{ m}^3/\text{rad}$;行程: $\pm 35^\circ$	2
伺服阀	MOOG 63 L/min, D761-3020B	2
工控机	IEI WS-855GS	1
力矩传感器	$\pm 6 \text{ kN} \cdot \text{m} / \pm 9 \text{ V}$,精度: $\pm 0.3\%$	2
码盘	HEIDENHAIN ECN413	2
油源	$P_s: 10 \text{ MPa}$,最大流量: 150 L/min	1
A/D 板卡	研华 PCI-1716/16 速率: 250 kHz	1
D/A 板卡	研华 PCI-1723/8 16 bitDAC	1

5.2 实验对比曲线

在实验验证中,仍对本文第 4 节提到的 3 种控制策略进行对比分析,所有的 PID 控制器均采用相同的控制参数.加载系统跟踪幅值为 $3 \text{ kN} \cdot \text{m}$ 、频率为 0.5 Hz 的正弦指令,位置伺服系统做幅值为 5° 、频率为 0.8 Hz 的正弦运动,该工况下 3 种控制

策略下的动态跟踪曲线如图9~图11所示.

由实验结果可知:PID控制和传统速度同步控制策略的最大跟踪误差约为 $522 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $320 \text{ N} \cdot \text{m}$,而改进型速度同步算法的最大跟踪误差只有约 $232 \text{ N} \cdot \text{m}$.

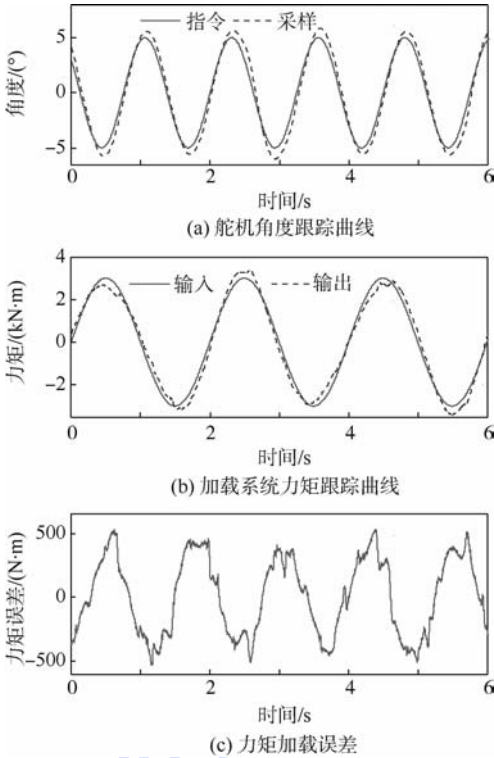


图9 传统PID控制器跟踪曲线

Fig.9 No compensation, only PID controller

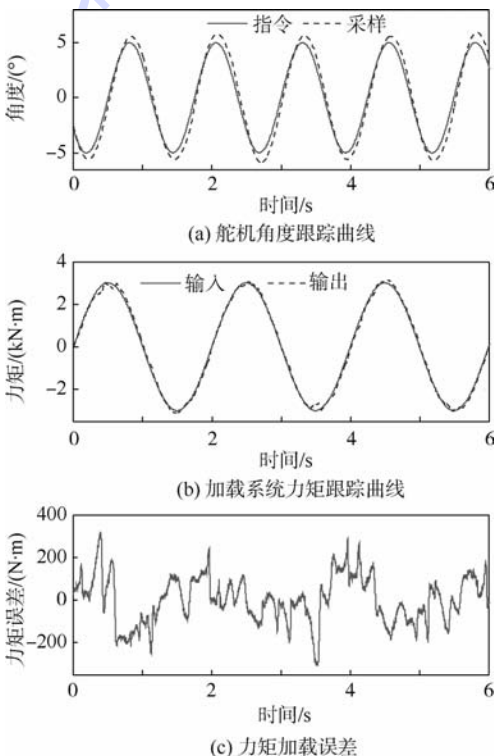


图10 传统速度同步控制方法

Fig.10 Traditional velocity synchronizing controller

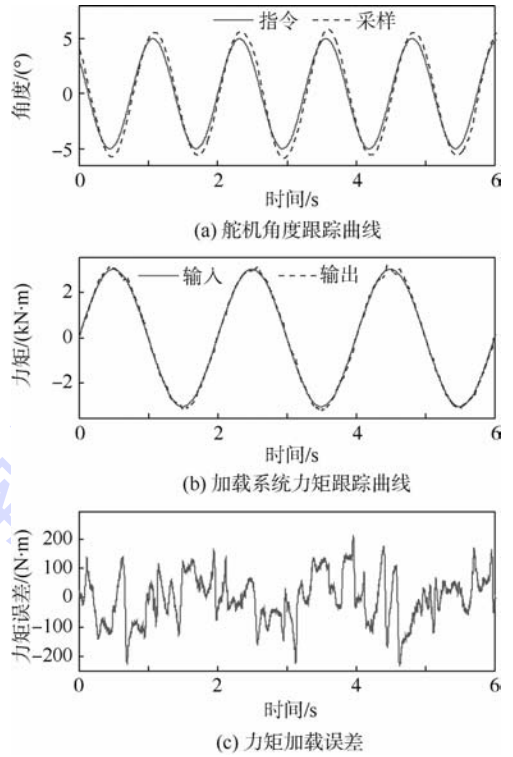


图11 改进型速度同步控制方法

Fig.11 Improved velocity synchronizing controller

实验说明该改进型算法能充分利用舵机速度指令信号及负载模拟器力矩反馈信号进行干扰补偿.该补偿算法不仅有效增强加载系统的抗干扰能力,而且能提高系统的加载精度.

6 结论

本文针对电液负载模拟器加载时存在舵机速度干扰这一主要技术难点,对加载系统及舵机建模进行详细的理论分析推导,在目前常用的结构不变性方法和速度同步算法的基础上,提出了改进型速度同步补偿策略.该策略具有如下特点:

1) 尤其适用于部分一体化舵机无法提供舵机电流或舵机电流噪声过大的实际测试工况.该工况下,基于舵机电流的传统速度方法无法实现.而本文提出基于舵机速度指令前馈的速度同步补偿方法,只需要舵机速度指令信号,不依赖舵机电流信号,亦不依赖舵机的角度、速度及加速度等传感器信号,更容易在工程上应用.

2) 提出了利用舵机速度指令信号与加载系统力矩微分信号来在线预估舵机速度并进行速度同步补偿.相对于传统的速度同步算法,由于考虑加载力矩对舵机输出速度的影响(即舵机带载刚度),能更好地实现舵机速度估计,进而实现更优的同步补偿效果.

3) 在典型工况条件下的仿真与实验结果表

明,该控制器能有效消除来自舵机的运动扰动,并具有良好的动态力矩跟踪能力。

4) 电液负载模拟器作为典型的机电液设备,该策略亦对其他同步补偿控制的机电液设备具备一定的参考意义。

参考文献 (References)

- [1] 华清. 电液负载模拟器关键技术的研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2001:65-74.
Hua Q. Studies on the key technology of electro-hydraulic load simulator[D]. Beijing:Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2001:65-74 (in Chinese).
- [2] 王巍,李雄峰,张新华,等. 机械式反操作负载模拟器优化设计与仿真[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(2):161-166.
Wang W, Li X F, Zhang X H, et al. Design optimization and simulation of mechanical anti-load simulator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(2): 161-166 (in Chinese).
- [3] Han S S, Jiao Z X, Yao J Y, et al. Compound velocity-synchronizing control strategy for electro-hydraulic load simulator and its engineering applications[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2014, 136(5):0510021-3.
- [4] 牛国臣,王巍,魏志强,等. 基于力矩前馈和舵机角度补偿的力矩控制[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(3):300-304.
Niu G C, Wang W, Wei Z Q, et al. Torque control based on torque feedforward and rudder angle compensation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(3):300-304 (in Chinese).
- [5] 魏琼,吴帅,焦宗夏,等. 高速运动舵机的气动伺服加载特性研究[J]. 航空学报,2013,34(8):1778-1785.
Wei Q, Wu S, Jiao Z X, et al. Study on the pneumatic servo loading characteristics of high-speed motion actuators[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(8):1778-1785 (in Chinese).
- [6] 刘长年. 液压伺服系统优化设计理论[M]. 北京:冶金工业出版社,1989:121-123.
Liu C N. Hydraulic servo system optimization design theory[M]. Beijing: Press of Metallurgy Industry, 1989: 121-123 (in Chinese).
- [7] 王经甫,叶正茂,李洪人. 双阀并联控制在船舶舵机电液负载模拟器多余力抑制中的研究[J]. 机械工程学报,2005,41(4):229-234.
Wang J F, Ye Z M, Li H R. Study on eliminating the superfluous force of marine electro-hydraulic load simulator applied with dual-valve parallel connected control[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2005, 41(4):229-234 (in Chinese).
- [8] 李运华,焦宗夏,王占林,等. 舵机力矩负载模拟器的混合控制方法研究[J]. 航空学报,1998,19(增):60-64.
Li Y H, Jiao Z X, Wang Z L, et al. Research on hybrid control method of momental load simulator of actuator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1998, 19(S):60-64 (in Chinese).
- [9] 于慈远,于湘珍,刘庆和,等. 轴系刚度对新型空气动力负载模拟器的影响[J]. 航空学报,2001,22(2):148-151.
Yu C Y, Yu X Z, Liu Q H, et al. Effects of shafting stiffness on new air dynamical load simulator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2001, 22(2):148-151 (in Chinese).
- [10] Li Y H. Development of hybrid control of electro-hydraulic torque load simulator[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, 2002, 7124(1):415-419.
- [11] Jiao Z X, Gao J X, Hua Q, et al. The velocity synchronizing control on the electro-hydraulic load simulator[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2004, 17(1):39-46.
- [12] Yao J Y, Jiao Z X, Shang Y X, et al. Adaptive nonlinear optimal compensation control for electro-hydraulic load simulator[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2010, 23(6):720-733.
- [13] Yao J Y, Jiao Z X, Yao B, et al. Nonlinear adaptive robust force control of hydraulic load simulator[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2012, 25(5):766-775.
- [14] Yoonsu N. QFT force loop design for the aerodynamic load simulator[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37(4):1384-1392.
- [15] 刘国建,李运华,郑琦,等. 直升机桨距调节助力器电液加载系统的 H_{∞} 控制[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(2):140-146.
Liu G J, Li Y H, Zheng Q, et al. Application of H_{∞} theory in electro-hydraulic loading system of helicopter pitch adjusting booster[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(2):140-146 (in Chinese).
- [16] 李阁强,赵克定,袁锐波,等. μ 理论在电液负载模拟器中的应用[J]. 航空学报,2007,28(1):228-233.
Li G Q, Zhao K D, Yuan R B, et al. Application of μ theory in electro-hydraulic load simulator[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2007, 28(1):228-233 (in Chinese).
- [17] 姚建勇,焦宗夏. 改进型 LuGre 模型的负载模拟器摩擦补偿[J]. 北京航空航天大学学报,2010,36(3):812-815.
Yao J Y, Jiao Z X. Friction compensation for hydraulic load simulator based on improved LuGre friction model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36(3):812-815 (in Chinese).
- [18] Yao J Y, Jiao Z X, Yao B. Robust control for static loading of electro-hydraulic load simulator with friction compensation[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2012, 25(6):954-962.
- [19] 王春行. 液压控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,1998:41-43.
Wang C X. Hydraulic control system[M]. Beijing: China Machine Press, 1998:41-43 (in Chinese).

Synchronizing compensation control of electro-hydraulic load simulator using command signal of actuator

HAN Songshan^{1,2}, JIAO Zongxia^{*1,2}, SHANG Yaoxing^{1,2}, WANG Chengwen^{1,2}

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Electro-hydraulic load simulator is a typical case of the force (torque) servo system which is strongly coupled with a hydraulic position system. How to eliminate the extraneous torque from motion disturbances is the key difficulty in electro-hydraulic load simulators. Based on theoretical analysis of traditional synchronizing compensation controllers, the improved synchronizing compensation algorithm was put forward. This algorithm can make full use of actuator's velocity command signal and load simulator's torque feedback signal, which does not need actuator's velocity signal, acceleration signal and servo-valve current signal. Due to utilizing load simulator's torque feedback signal, it can effectively eliminate the extraneous torque and achieve a more accurate synchronizing compensation than traditional velocity synchronizing controller in big gradient loading conditions. The comparison results based on simulations and experiments show that this algorithm is more effective to eliminate extraneous torque from motion disturbances and improve the dynamic torque tracking accuracy in various typical operating conditions.

Key words: electro-hydraulic load simulators; hydraulic servomechanisms; synchronization; disturbance rejection; velocity command

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0069

蜂蝇悬停和前飞时的动稳定性



许娜, 孙茂*

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191)

摘 要: 悬停和前飞是昆虫常用的两种飞行状态, 研究昆虫在这两种状态下的动稳定性问题对昆虫飞行动力学研究工作具有重要意义. 基于“平均模型”和小扰动线化的思想, 给出了昆虫绕平衡点处纵向和横向的小扰动运动方程; 通过计算流体力学方法获得气动导数, 并利用特征模态分析法求解运动方程, 研究了蜂蝇悬停和前飞时的动稳定性. 结果证明, 悬停时纵向和横向扰动运动均存在不稳定模态, 悬停是不稳定的; 前飞时, 纵向扰动运动的不稳定模态的倍幅期较悬停时减小, 其纵向不稳定性逐渐增强, 而横向不稳定性较悬停时减弱, 趋于较弱或中性的稳定; 前飞是不稳定的.

关键词: 蜂蝇; 悬停; 前飞; 动稳定性; 特征模态

中图分类号: V211.3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0133-08

近年来, 随着对昆虫飞行空气动力学机理的深入研究和认识, 人们将目光更多地转移到飞行动稳定性的研究上来^[1-12]. 昆虫飞行中的扰动运动包括纵向和横向两种, 通过对运动方程的线化处理, 可将二者分开进行研究. 对于昆虫悬停的纵向稳定性的研究, 目前已经做了大量的研究工作^[1,3,6,8,11]. 近年来, 运用类似于纵向稳定性的处理方法, 人们对昆虫的横向稳定性^[9-11]也进行了一定的研究. 通过对不同种类昆虫稳定性的研究, 昆虫悬停时纵向和横向稳定性已较为清楚, 但昆虫在前飞状态下的稳定性研究较少; 区别于悬停状态, 昆虫在前飞时有自由来流, 拍动平面倾角相对较大, 翅膀在下拍时的攻角和相对速度与上拍时也有很大的不同. 前飞和悬停在平衡状态下运动参数的差异有可能导致二者气动导数的不同, 从而出现不同的稳定特性. 文献[7,12]分别研究了熊蜂前飞时纵向和横向的稳

定性, 总结并分析了其与悬停时动稳定性的差异. 而到目前为止, 由于前飞数据缺乏的局限, 昆虫前飞的稳定性问题只有上述针对熊蜂开展的研究, 其普适性也亟待验证. 因此, 其他种类昆虫前飞时的纵横向动稳定性的研究工作仍具有重要意义.

本文选用具有相对完整前飞数据的蜂蝇为研究对象, 应用平均模型理论和 CFD 方法计算其气动导数, 并运用特征模态分析方法研究蜂蝇悬停和前飞时的纵向和横向动稳定性.

1 理论模型及计算方法

1.1 运动方程

参考文献[1,3,6], 本文采用平均模型理论: 将昆虫看作一个 6 自由度的刚体, 并利用拍动周期内的平均气动力和气动力矩来代替翅膀的拍动作用, 从而昆虫的运动方程可简化为类似于传统

收稿日期: 2014-02-24; 录用日期: 2014-05-21; 网络出版时间: 2014-06-09 14:57

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0069.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(11232002); 111 项目(B07009)

作者简介: 许娜(1986—), 女, 安徽宿州人, 博士生, xuna@ase.buaa.edu.cn

* 通讯作者: 孙茂(1955—), 男, 贵州贵阳人, 教授, m.sun@buaa.edu.cn, 主要研究方向为仿生流体力学.

引用格式: 许娜, 孙茂. 蜂蝇悬停和前飞时的动稳定性[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 133-140.

Xu N, Sun M. Dynamic flight stability of a model dronefly in hovering and forward flight [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 133-140 (in Chinese).

飞机的运动方程.

为方便描述昆虫的运动,引入固联于地面的惯性系 $O_e x_e y_e z_e$ 和右手坐标系 $Oxyz$ (见图1). 体轴系原点 O 位于昆虫的质心;平衡飞行状态下, x 轴和 y 轴分布在水平面内, x 轴指向前方, y 轴指向身体的右侧(见图1). 昆虫运动各状态变量定义如下:沿3个体轴方向(x, y, z)的速度分量分别为 u, v, w ;绕3个体轴(x, y, z)转动的角速度分别为 p (滚转角速度), q (俯仰角速度)和 r (偏航角速度); x 轴与水平面的夹角为 θ (俯仰角), y 轴和水平面的夹角为 γ (滚转角).

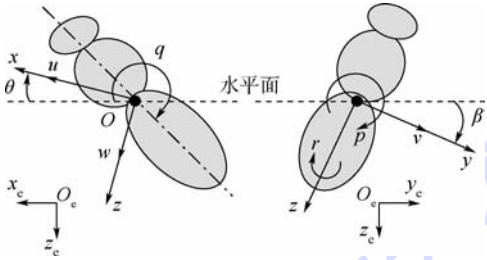


图1 各状态变量定义及坐标系示意图

Fig.1 Definition of state variables and sketches of reference frame

昆虫的总质量记作 m ;重力加速度记作 g ;绕 x 轴、 y 轴和 z 轴的转动惯量分别记作 I_x, I_y 和 I_z , 惯性积记作 I_{xz} . X, Y 和 Z 分别为拍动周期内平均气动力沿 x 轴、 y 轴和 z 轴的分量; L, M 和 N 分别为绕 x 轴、 y 轴和 z 轴的平均气动力矩. 昆虫的身体运动可近似看作是由稳定的、对称的平衡状态量(以下标 e 表示)和一系列小的扰动分量(以前缀符号 δ 表示)组成,假设平衡飞行状态下, $v_e = w_e = p_e = q_e = r_e = \theta_e = \gamma_e = 0$, 前飞速度记作 u_e ; 并且 $X_e = Y_e = L_e = M_e = N_e = 0, Z_e = -mg$. 在此基础上对运动方程进行线性化,将纵向和横向运动解耦,对二者分开进行研究(见文献[13]). 线性化后的纵向与横向运动方程如下:

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{u}^+ \\ \delta \dot{w}^+ \\ \delta \dot{q}^+ \\ \delta \dot{\theta}^+ \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} \delta u^+ \\ \delta w^+ \\ \delta q^+ \\ \delta \theta^+ \end{bmatrix} \quad (1a)$$

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{v}^+ \\ \delta \dot{p}^+ \\ \delta \dot{r}^+ \\ \delta \dot{\gamma}^+ \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} \delta v^+ \\ \delta p^+ \\ \delta r^+ \\ \delta \gamma^+ \end{bmatrix} \quad (1b)$$

其中 A_1 和 A_2 分别为纵向运动和横向运动的稳定性矩阵:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{X_u^+}{m^+} & \frac{X_w^+}{m^+} & \frac{X_q^+}{m^+} & -g^+ \\ \frac{Z_u^+}{m^+} & \frac{Z_w^+}{m^+} & \frac{Z_q^+}{m^+} + u_e^+ & 0 \\ \frac{M_u^+}{I_y^+} & \frac{M_w^+}{I_y^+} & \frac{M_q^+}{I_y^+} & 0 \\ \frac{I_y^+}{I_y^+} & \frac{I_y^+}{I_y^+} & \frac{I_y^+}{I_y^+} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{Y_v^+}{m^+} & \frac{Y_p^+}{m^+} & \frac{Y_r^+}{m^+} - u_e^+ & g^+ \\ \frac{I_z^+ L_v^+ + I_{xz}^+ N_v^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & \frac{I_z^+ L_p^+ + I_{xz}^+ N_p^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & \frac{I_z^+ L_r^+ + I_{xz}^+ N_r^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & 0 \\ \frac{I_{xz}^+ L_v^+ + I_x^+ N_v^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & \frac{I_{xz}^+ L_p^+ + I_x^+ N_p^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & \frac{I_{xz}^+ L_r^+ + I_x^+ N_r^+}{I_x^+ I_z^+ - I_{xz}^{+2}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2b)$$

其中 $X_u, Z_u, M_u, Y_v, L_v, N_v$ 等为昆虫运动纵向和横向稳定性气动导数. 方程(1)和方程(2)中各量均已无量纲化:

$$\begin{aligned} m^+ &= m/0.5\rho U S_1 T & I_x^+ &= I_x/0.5\rho U^2 S_1 c T^2 \\ I_y^+ &= I_y/0.5\rho U^2 S_1 c T^2 & I_z^+ &= I_z/0.5\rho U^2 S_1 c T^2 \\ I_{xz}^+ &= I_{xz}/0.5\rho U^2 S_1 c T^2 & g^+ &= gT/U \\ \delta u^+ &= \delta u/U & \delta v^+ &= \delta v/U & \delta w^+ &= \delta w/U \\ \delta p^+ &= \delta p/T & \delta q^+ &= \delta q/T & \delta r^+ &= \delta r/T \\ X^+ &= X/0.5\rho U^2 S_1 & Y^+ &= Y/0.5\rho U^2 S_1 \\ Z^+ &= Z/0.5\rho U^2 S_1 & L^+ &= L/0.5\rho U^2 S_1 c \end{aligned}$$

$M^+ = M/0.5\rho U^2 S_1 c$ $N^+ = N/0.5\rho U^2 S_1 c$ $t^+ = t/T$
其中, S_1 为两个翅膀的面积;参考速度 U 为翅膀的平均拍动速度($U = 2\Phi n r_2$, Φ 为拍动幅度, n 为拍动频率, r_2 为翅膀面积二阶矩折合半径);参考长度 c 为翅膀平均弦长;参考时间 T 为拍动周期($T = 1/n$).

本文采用的蜂蝇模型主要形态学参数如下(蜂蝇运动学和形态学参数均由加州大学伯克利分校 Robert Dudley 教授提供): 身体质量 $m = 145 \text{ mg}$; 单个翅膀的质量 $m_{wg} = 0.326 \text{ mg}$; 翅长 $R = 11.2 \text{ mm}$; 翅膀平均弦长 $c = 3.246 \text{ mm}$; 翅膀面积二阶矩折合半径 $r_2 = 0.534R$; 翅根与翅膀质心间距离 $r_{1,m} = 0.38R$; 单个翅膀面积 $S = 36 \text{ mm}^2$; 体长 $l_b = 1.29R$; 两翅根间距离为 $0.33l_b$; 翅根轴与身体质心间距离 $l_1 = 0.13l_b$; 自由悬挂时身体的角度 $\chi_0 = 53.3^\circ$; 本文采用与文献[9]中相同的方法估算蜂蝇的转动惯量和惯性积, 悬停和各前飞速度下相应的估计值见表1. 至此, 纵横向系统矩阵 A_1 和 A_2 中只差相应的气动导数未知.

表 1 蜂蝇悬停和前飞时相应的转动惯量和惯性积

Table 1 Moments and product of inertia of dronefly at hovering and forward flight

$u_e /$ ($m \cdot s^{-1}$)	$I_x(I_{b,x}) /$ ($10^{-10} kg \cdot m^2$)	$I_y(I_{b,y}) /$ ($10^{-9} kg \cdot m^2$)	$I_z(I_{b,z}) /$ ($10^{-9} kg \cdot m^2$)	$I_{xz}(I_{b,xz}) /$ ($10^{-10} kg \cdot m^2$)
0	8.406 (8.134)	1.800 (1.791)	1.217 (1.186)	-7.016 (-7.020)
2.5	3.885 (3.591)	1.797 (1.791)	1.671 (1.640)	-3.413 (-3.427)
4.5	3.100 (2.806)	1.797 (1.791)	1.748 (1.718)	-1.011 (-1.030)

注: 括号内数值不包括翅膀的贡献.

1.2 N-S 方程求解与气动导数计算

1.2.1 翅膀和身体的运动

本文所用蜂蝇翅膀平面形状(如图 2(a)所示)取自文献[14],模型翅近似为刚性平板,厚度为平均弦长的 3%,前后缘为圆弧. 身体模型的外形轮廓如图 2(b)所示.

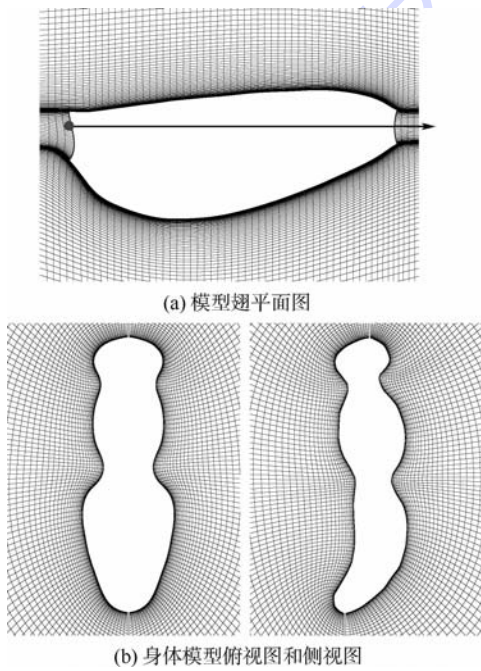


图 2 蜂蝇的翅膀与身体模型

Fig.2 Model of a dronefly's wing and body

悬停和前飞时身体模型的速度(飞行速度 u_e)和姿态(身体角度 χ)定义如图 3(a)所示.

为方便描述模型翅的拍动,引入坐标系 $O_1x_1y_1z_1$,其坐标原点 O_1 位于翅根, x_1y_1 平面与翅膀拍动平面重合,见图 3(b). 模型翅的拍动有两个自由度:一个为绕 O_1z_1 轴的转动,转角记为 ϕ ,即翅膀的拍动角;另一个为绕翅膀展向轴的转动,转角记为 α ,即是翅膀的攻角. 拍动角 ϕ 随时间的变化可近似表示为

$$\phi = 0.5\Phi \cos(2\pi nt) + \bar{\phi} \quad (3)$$

其中, Φ 为拍动幅角; n 为拍动频率; $\bar{\phi}$ 为拍动平均角($\Phi = \phi_{\max} - \phi_{\min}$, $\bar{\phi} = (\phi_{\max} + \phi_{\min})/2$; ϕ_{\min} 和 ϕ_{\max} 分别为最小和最大拍动角). 翅膀攻角 α 在上/下拍的中部近似为常数(下拍中部常数记为 α_d ,上拍中部常数记为 α_u);在第 m 个周期的上仰运动时,攻角随时间的变化为

$$\alpha = \alpha_d + a \{ (t - t_1) - (\Delta t_r / 2\pi) \sin[2\pi(t - t_1) / \Delta t_r] \} \quad (4)$$

$$t_1 \leq t \leq t_1 + \Delta t_r$$

其中, Δt_r 为翅膀的翻转时间; a 为常数; t_1 为翅膀开始翻转的时刻:

$$a = (180^\circ - \alpha_u - \alpha_d) / \Delta t_r \quad (5)$$

$$t_1 = mT - 0.5T - \Delta t_r / 2 \quad (6)$$

T 为翅膀拍动周期. 翅膀的下翻运动可用同样的方式描述. 从方程(3)~方程(6)可以看出,为了描述翅膀的拍动,需确定以下参数: $\Phi, n, \Delta t_r, \alpha_d, \alpha_u$ 和 $\bar{\phi}$. 为描述拍动平面,还需给出拍动平面倾角 β .

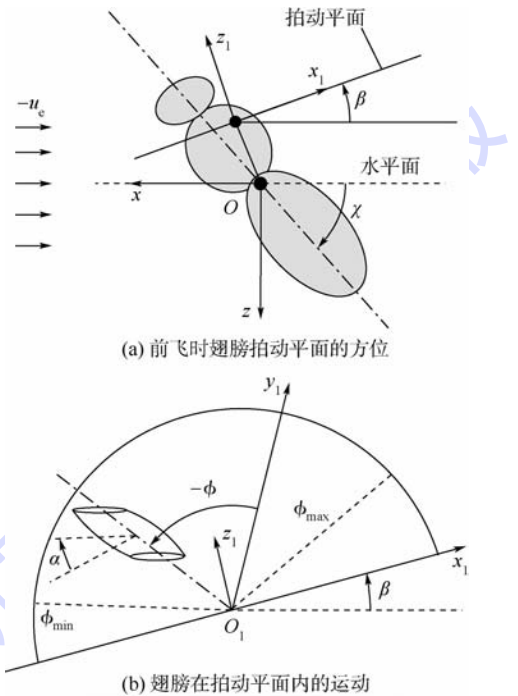


图 3 模型翅运动及坐标示意图

Fig.3 Sketches of reference frames of wing motion

所需运动参数 $\Phi, n, \Delta t_r, \beta$ 和 χ 列于表 2, Δt_r 在悬停和前飞下均为 $0.30T$;前进比定义为 $J = u_e / 2n\Phi R$.

表 2 蜂蝇悬停和前飞的运动学参数

Table 2 Kinematic parameters of dronefly at hovering and forward flight

$u_e /$ ($m \cdot s^{-1}$)	J	$\beta /$ ($^\circ$)	$\chi /$ ($^\circ$)	$\Phi /$ ($^\circ$)	$n /$ Hz	$\alpha_d /$ ($^\circ$)	$\alpha_u /$ ($^\circ$)	$\bar{\phi} /$ ($^\circ$)
0	0	11.0	40.5	111.0	181.5	40.0	29.0	1.0
2.5	0.32	33.0	17.0	91.0	180.5	50.0	66.0	10.5
4.5	0.57	46.5	7.0	91.0	194.0	41.5	67.5	15.5

由于 α_d 和 α_u 的实验数据存在较大的测量误差,而且气动力矩对于 $\bar{\phi}$ 的变化也较为敏感,因此,本文通过力和力矩的平衡条件确定 α_d, α_u 和 $\bar{\phi}$: 翅膀和身体的平均垂直力之和需平衡昆虫的体重;翅膀的平均水平力需等于身体的阻力;翅膀和身体对于质心的俯仰力矩之和需等于 0. 雷诺数 Re 大小约为 948 (Re 定义: $Re = Uc/\nu$, 其中, ν 为运动黏度系数, U 和 c 定义如上).

1.2.2 N-S 方程求解

要获得气动导数,首先需确定悬停和各前飞速度的平衡状态. 平衡状态的确定和气动导数的计算均需数值求解 N-S 方程. N-S 方程数值求解过程在文献[15-16]中已有较为详尽的描述,此处不再赘述. 本文使用的计算程序已多次在先前的悬停研究中验证和使用过(例如文献[9,15]),前飞计算中只是在远场边界加入来流速度,而来流速度等于昆虫的前飞速度. 文献[17]研究结果显示左翅和右翅之间的干扰除了在进行“打开和合拢”运动时都可以忽略不计;文献[18-19]也证实了翅膀和身体间的干扰也较小,可以忽略. 因而,绕翅膀和身体的流动可分别进行计算.

计算所用翅膀网格为 $100 \times 101 \times 107$ (法向 \times 周向 \times 展向)的 O-H 型网格,如图 2(a)所示. 壁面网格法向间距为 $0.0015c$;远场边界约为 $20c$. 无量纲时间步长取 0.02 (以 c/U 进行无量纲化). 基于文献[16]中对网格密度、时间步长以及算法和程序的验证,其工作表明,本文使用的数值计算方法是可靠的,各计算参数的选取也是合适的.

身体网格为 $80 \times 81 \times 95$ (沿身体模型截面的法向方向 \times 周向方向 \times 身体轴方向)的 O-O 型网格,如图 2(b)所示. 计算所得身体的升力和阻力与实验测量结果进行了比较,计算值与实验测量值的差别基本在昆虫体重的 2% 以内,也就是说身体计算模型和真实身体实验结果间的差别对平衡飞行影响很小.

1.2.3 气动导数的计算

本文计算气动导数方法与文献[6]中纵向稳定性问题的研究方法相同. 以纵向气动导数 X_u, Z_u 和 M_u (u -系列)计算为例,即在平衡状态的基础上,保持 w, q, θ 和飞行速度不变 (w, q 和 θ 为 0, 飞行速度为 u_c), 调整 u 可计算得一系列气动力和力矩 (X, Z 和 M) 随 u 的变化曲线,曲线在平衡点处的导数就是对应的气动导数. 类似地,还可得到其他纵向气动导数 w -系列和 q -系列以及横

向气动导数 v -系列、 p -系列和 r -系列.

在确定气动导数的基础上,本文采用与文献[6]中纵向动稳定性研究类似的特征值和特征向量方法,方法概述详见文献[13].

2 结果与讨论

2.1 悬停和前飞的平衡条件及气动导数

根据力和力矩的平衡条件,通过求解拍动翅和身体的绕流,确定出蜂蝇悬停和各前飞速度下 α_d, α_u 和 $\bar{\phi}$ (见表 2). 在平衡状态的基础上,分别调整纵向状态变量 u, w 和 q 得到相应的气动力 (X^+ 和 Z^+) 和气动力矩 (M^+); 调整横向状态变量 v, p 和 r 得到相应的气动力 (Y^+) 和气动力矩 (L^+ 和 N^+). 以前飞 ($J=0.32$) 为例,纵向和横向计算结果见图 4 (其他飞行状态结果类似). 由图 4 可以看出,在 $-0.15 \leq \Delta u^+, \Delta w^+, \Delta q^+ \leq 0.15$ 范围内, $\Delta X^+, \Delta Z^+$ 和 ΔM^+ 相对于 $\Delta u^+, \Delta w^+$ 和 Δq^+ 的变化线性较好;由图 5 可以看出,在 $-0.15 \leq \Delta v^+, \Delta p^+$ 和 $\Delta r^+ \leq 0.15$ 范围内, $\Delta Y^+, \Delta L^+$ 和 ΔN^+ 相对于 $\Delta v^+, \Delta p^+$ 和 Δr^+ 的变化线性也较好,这意味着对昆虫运动方程的小扰动线性化处理是合理的.

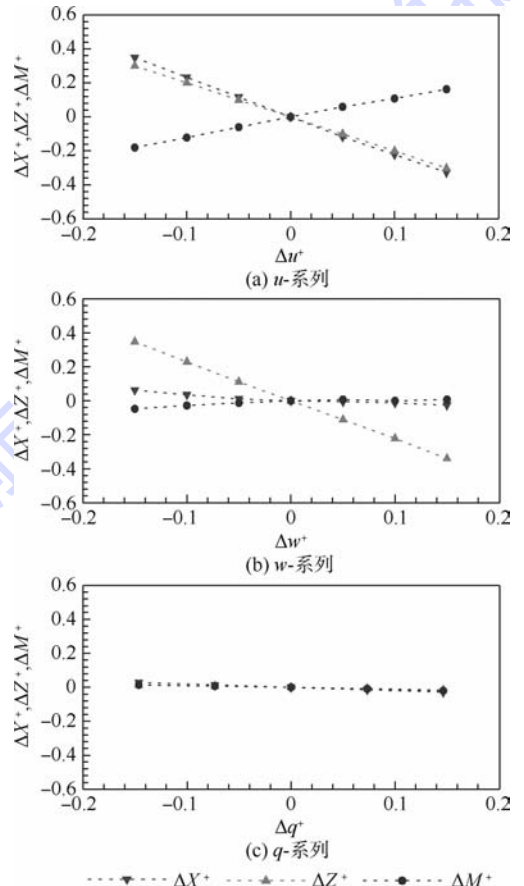


图 4 蜂蝇前飞 ($J=0.32$) 时纵向 u -系列、 w -系列、 q -系列无量纲气动力和力矩

Fig. 4 The u -series, w -series, q -series non-dimensional force and moment data at $J=0.32$

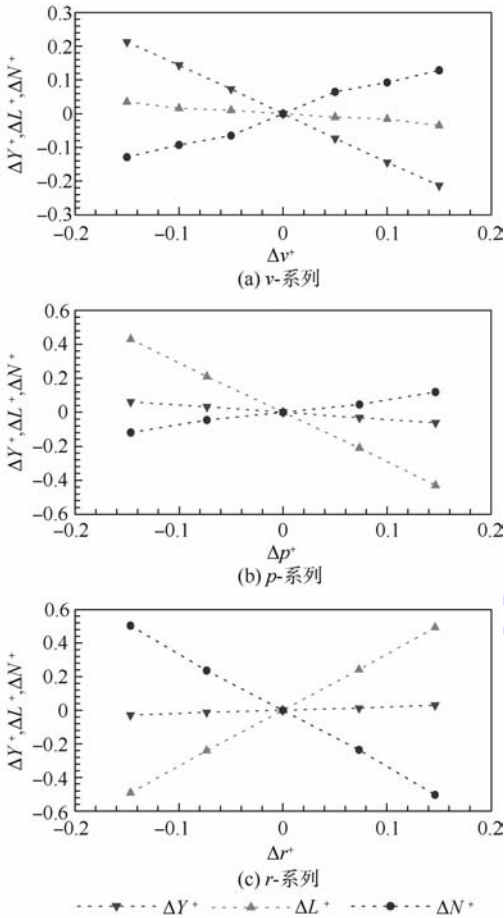


图 5 蜂蝇前飞($J=0.32$)时横向 v -系列、 p -系列、 r -系列无量纲气动力和力矩

Fig. 5 The v -series, p -series, r -series non-dimensional force and moment data at $J=0.32$

根据图 4 和图 5 计算结果,可分别得到蜂蝇悬停和前飞平衡位置处的纵向和横向气动导数,见表 3 和表 4. 总的来说,相对于翅膀的气动导数,蜂蝇身体部分贡献较小.

首先考虑蜂蝇的纵向运动,由表 3 可以看出,悬停时($J=0$), X_u^+ 为负, M_u^+ 为正,并且二者的绝对值比 Z_u^+ 大得多,这表明蜂蝇的前后平移将产生与运动相反的阻力,向前运动时产生抬头的力矩,反之产生低头的力矩. Z_w^+ 为负且绝对值大于 X_w^+ 和 M_w^+ ,表明蜂蝇的上下运动将产生与运动方

向相反的阻力. 蜂蝇的俯仰运动产生的气动导数(X_q^+ , Z_q^+ 和 M_q^+) 数值均较小. 与悬停相比,蜂蝇前飞时的纵向运动除产生了与悬停类似的较大的气动导数 X_u^+ , M_u^+ , Z_w^+ 外,导数 Z_u^+ 的绝对值也增大至与 X_u^+ 和 M_u^+ 相同的量级.

对蜂蝇的横向运动而言,由表 4 可见,悬停时($J=0$), Y_v^+ 为负, L_v^+ 为正,而且二者的绝对值比 N_v^+ 大得多,这表明昆虫的侧向运动(v^+) 主要产生一个与运动方向相反的侧向力(阻尼力)和一个与运动方向一致的滚转力矩(称 Y_v^+ 为阻尼力导数, L_v^+ 为侧滑滚转力矩导数). L_p^+ 为负且其绝对值比 Y_p^+ 和 N_p^+ 大得多,表明昆虫的滚转运动(p^+) 主要产生一个较大的阻尼力矩. 类似的, N_r^+ 为负且绝对值较 L_r^+ 和 Y_r^+ 大得多,表明昆虫的偏航运动(r^+) 也是主要产生一个阻尼力矩. 因此,悬停时昆虫的横向扰动运动主要产生一个侧滑滚转力矩($L_v^+ \Delta v^+$) 和 3 个阻尼力和力矩:包括一个侧向阻尼力($Y_v^+ \Delta v^+$),一个滚转阻尼力矩($L_p^+ \Delta p^+$) 和一个偏航阻尼力矩($N_r^+ \Delta r^+$).

与悬停相比,蜂蝇前飞时, L_v^+ 的符号发生变化,变为负值;阻尼力和力矩导数(Y_v^+ , L_p^+ 和 N_r^+) 绝对值进一步增大;偏航滚转力矩导数(L_r^+) 变化也较为显著,达到与阻尼力矩导数(N_r^+) 同等量级. 这意味着,蜂蝇前飞时,其横向扰动运动产生了一个与运动方向相反的滚转力矩($L_v^+ \Delta v^+$),侧向阻尼力($Y_v^+ \Delta v^+$),滚转阻尼力矩($L_p^+ \Delta p^+$) 和偏航阻尼力矩($N_r^+ \Delta r^+$) 均增大;而偏航运动也可产生一个与阻尼力矩($N_r^+ \Delta r^+$) 相当的滚转力矩.

2.2 特征模态和稳定特性

计算得到气动导数之后,方程(2)中系统矩阵 A_1 和 A_2 中各元素均可确定. 应用特征模态的分析方法求解方程(2)可进一步分析蜂蝇的纵向和横向动稳定性. 应用 MATLAB 软件分别计算系统矩阵 A_1 和 A_2 可得相应的特征值和特征向量. A_1 和 A_2 的特征值计算结果分别见表 5 和表 6.

表 3 纵向气动导数

Table 3 Longitudinal aerodynamic derivatives

J	X_u^+	Z_u^+	M_u^+	X_w^+	Z_w^+	M_w^+	X_q^+	Z_q^+	M_q^+
0	-1.34	-0.26	1.21	-0.02	-1.37	0.25	-0.19	-0.04	-0.02
0.32	-2.13 (-1.91)	-1.82 (-1.63)	0.93 (0.98)	-0.27 (-0.13)	-2.17 (-1.81)	0.25 (0.16)	-0.17 (-0.14)	-0.08 (-0.07)	-0.16 (-0.07)
0.57	-1.65 (-1.41)	-1.39 (-1.20)	0.93 (1.09)	-0.31 (-0.14)	-3.59 (-2.97)	0.29 (0.26)	0 (0.04)	-0.05 (-0.03)	-0.31 (-0.20)

注:括号内的数据为未包括身体部分贡献的结果.

表4 横向气动导数

Table 4 Lateral aerodynamic derivatives

J	Y_v^+	L_v^+	N_v^+	Y_p^+	L_p^+	N_p^+	Y_r^+	L_r^+	N_r^+
0	-1.03	1.12	0.16	-0.10	-1.18	0.28	0	0.42	-2.04
0.32	-1.34 (-1.19)	-0.25 (-0.16)	0.99 (1.06)	-0.30 (-0.30)	-1.92 (-1.92)	0.43 (0.42)	0.13 (0.11)	2.19 (2.20)	-2.19 (-2.15)
0.57	-1.39 (-1.22)	-0.51 (-0.46)	0.43 (0.38)	-0.39 (-0.38)	-3.36 (-3.36)	0.85 (0.84)	0.16 (0.12)	1.65 (1.65)	-1.45 (-1.42)

注:括号内的数据为未包括身体部分贡献的结果.

表5 蜂蝇悬停和前飞时纵向稳定性矩阵特征值

Table 5 Eigenvalues of longitudinal system matrix of dronefly at hovering and forward flight

J	$\lambda_{1,2}$	λ_3	λ_4
0	0.040 ± 0.076i	-0.091	-0.009
0.32	0.046 ± 0.050i	-0.118	-0.012
0.57	0.059 ± 0.032i	-0.152	-0.017

表6 蜂蝇悬停和前飞时横向稳定性矩阵特征值

Table 6 Eigenvalues of lateral system matrix of dronefly at hovering and forward flight

J	λ_1	$\lambda_{2,3}$	λ_4
0	0.081	-0.076 ± 0.059i	-0.471
0.32	0.016	-0.057 ± 0.145i	-0.636
0.57	-0.000	-0.034 ± 0.122i	-0.906

蜂蝇的悬停和前飞纵向运动均存在一对实部为正的复数特征值 $\lambda_{1,2}$ 和两个负的实特征值 λ_3 和 λ_4 , 这意味着蜂蝇的纵向运动由不稳定振荡模态、快衰减模态和慢衰减模态 3 个特征模态构成. 悬停的结果与文献[3,6]对若干种昆虫的纵向稳定性研究类似.

本文所考虑的 2 种前飞速度的纵向特征模态结构上与悬停相同;表面上来看,这与熊蜂前飞^[7]时的结果有所不同(熊蜂悬停和低速前飞时由不稳定振荡模态、快衰减模态和慢衰减模态构成;中等速度前飞时由 2 个振荡模态组成;较高的前飞速度由 4 个单调模态组成).但是,由表 5 可以看出,随着飞行速度的增大,蜂蝇纵向稳定性矩阵的复数特征值的实部在逐渐增大,意味着其不稳定性在逐渐增强,这种发展的趋势是与熊蜂的前飞纵向稳定性研究结果^[7]一致的.与熊蜂最大前飞速度相比,蜂蝇高速前飞($J = 0.57$)时未出现 4 个实特征值的原因主要在于气动导数 M_w^+ 较小.将前飞($J = 0.57$)时 M_w^+ 人为增大约 1 倍($M_w^+ = 0.60$),系统矩阵 A_1 中其他变量不变,可得特征值: $\lambda_1 = 0.132$, $\lambda_2 = -0.196$, $\lambda_3 = -0.015$, $\lambda_4 = 0.027$;这种特征值的结构与熊蜂最大前飞速度的结果类似^[7].在较大的前飞速度下, M_w^+ 对熊蜂的纵向稳定性有着重要作用,且身体部分对其贡献占主要部分^[7];而蜂蝇前飞时,身体部分对

气动导数的贡献相对熊蜂要小,这可能是由于两种昆虫身体的外形差异引起的.

对于横向运动而言,悬停($J = 0$)时,存在一个正的实特征值 λ_1 ,一对实部为负的复数特征值 $\lambda_{2,3}$ 和一个负的实特征值 λ_4 .它们分别代表了不稳定发散模态、稳定振荡衰减模态和稳定的衰减模态.这与文献[9,12]中悬停的横向稳定性结果一致.

前飞时蜂蝇横向运动系统矩阵的特征值结构与悬停($J = 0$)类似,但是特征值 λ_1 随着飞行速度的增大而明显减小(前飞 $J = 0.57$ 时 $\lambda_1 = 0$);相应地,其横向运动的不稳定性在逐渐减弱;尤其是大前飞速度下($J = 0.57$), $\lambda_1 = 0$,可视其为一种中性的稳定.蜂蝇前飞时这种横向运动的稳定性变化趋势与文献[12]中熊蜂前飞的研究结果也是一致的.

特征模态中,振荡模态的周期 T 和扰动增长倍幅期 t_{double} 或扰动衰减的半衰期 t_{half} 可以更为直观地显示蜂蝇稳定性变化的趋势,相应的计算公式^[13]如下:

$$T = 2\pi/\hat{\omega} \tag{7a}$$

$$t_{double} \text{ 或 } t_{half} = \begin{cases} 0.693/|\lambda| & \lambda \text{ 为实数} \\ 0.693/|\hat{n}| & \lambda \text{ 为复数} \end{cases} \tag{7b}$$

$$\tag{7c}$$

其中 \hat{n} 和 $\hat{\omega}$ 分别为复特征值的实部和虚部.蜂蝇悬停和前飞时,纵向和横向运动相应的时间常数的计算结果分别见表 7 和表 8.

表7 纵向特征模态的时间常数

Table 7 Time constant of longitudinal natural modes

J	模态 1		模态 2	模态 3
	T	t_{double}	t_{half}	t_{half}
0	82.7	17.3	7.6	77.0
0.32	125.7	15.1	5.9	57.8
0.57	196.3	11.7	4.6	40.8

表8 横向特征模态的时间常数

Table 8 Time constant of lateral natural modes

J	模态 1		模态 2	模态 3
	t_{double}	T	t_{half}	t_{half}
0	8.6	106.5	9.1	1.5
0.32	43.3	43.3	12.2	1.1
0.57	∞	51.5	20.4	0.8

由表7可见,悬停时纵向运动的不稳定发散模态倍幅期 $t_{double} \approx 17.3T$,即初始扰动将在约17个拍动周期后幅值加倍;随着前飞速度的增大,不稳定发散模态的倍幅期 t_{double} 在逐渐减小,也就是说初始扰动幅值加倍所需的时间在逐渐缩短,纵向运动的不稳定性即在逐渐地增强。

由表8可以看出,蜂蝇悬停时横向不稳定发散模态的倍幅期 $t_{double} \approx 8.6T$,而前飞时相应的倍幅期在逐渐增大($J = 0.32$ 时约为 $43T$, $J = 0.57$ 时趋于无穷大),即前飞时横向扰动的发散增长需要相对较长的时间,这也更直观地说明了蜂蝇前飞时横向的不稳定性在逐渐减弱;基于较长的倍幅期数值,可以将蜂蝇前飞的横向运动看作较弱或中性稳定。

运动各模态对应的特征向量决定了模态对应各状态变量的相位关系和幅值的相对大小.表9和表10分别给出了纵向和横向各特征模态对应特征向量的极坐标形式;由于特征向量的模可以为任意大小,而方向是唯一确定的,因此纵向和横向的结果分别用角度量 $\delta\theta$ 和 $\delta\lambda$ 将特征向量归一化。

表9 蜂蝇悬停和前飞时纵向各模态对应的特征向量

Table 9 Eigenvectors of longitudinal natural modes of dronefly at hovering and forward flight

J	模态	δu^+	δw^+	δq^+	$\delta\theta$
0	1	0.142 (123.6°)	0.003 (-117.6°)	0.086 (62.1°)	1(0°)
	2	0.156(0°)	0.003(0°)	0.091(180°)	1(0°)
	3	24.9(0°)	118.5(180°)	0.009(180°)	1(0°)
0.32	1	0.177 (141.1°)	0.508 (5.1°)	0.068 (47.7°)	1(0°)
	2	0.138(0°)	0.696(0°)	0.118(180°)	1(0°)
	3	3.731(0°)	13.996(180°)	0.012(180°)	1(0°)
0.57	1	0.189 (156.2°)	0.807 (6.7°)	0.067 (28.8°)	1(0°)
	2	0.113(0°)	1.296(0°)	0.152(180°)	1(0°)
	3	1.052(0°)	3.331(180°)	0.017(180°)	1(0°)

表10 蜂蝇悬停和前飞时横向各模态对应的特征向量

Table 10 Eigenvectors of lateral natural modes of dronefly at hovering and forward flight

J	模态	δv^+	δp^+	δr^+	$\delta\gamma$
0	1	0.146(0°)	0.081(0°)	0.004(180°)	1(0°)
	2	0.144 (-139.5°)	0.096 (142.2°)	0.080 (79.0°)	1(0°)
	3	0.029(180°)	0.471(180°)	0.401(0°)	1(0°)
0.32	1	0.045(0°)	0.016(0°)	0.020(0°)	1(0°)
	2	0.480 (-112.1°)	0.155 (111.3°)	0.102 (175.2°)	1(0°)
	3	0.134(0°)	0.636(180°)	0.167(0°)	1(0°)
0.57	1	0.040(0°)	0.000(180°)	0.012(0°)	1(0°)
	2	0.806 (-85.4°)	0.126 (105.6°)	0.082 (-161.6°)	1(0°)
	3	0.096(0°)	0.906(180°)	0.095(0°)	1(0°)

由表9和表10可分别看出纵向和横向各特征模态所对应的运动,具体阐释见早前悬停和前飞的研究工作^[3,7,9]。

3 结论

1) 蜂蝇悬停时纵向扰动运动由不稳定振荡模态、快衰减模态和慢衰减模态构成;横向扰动运动由不稳定发散模态、稳定振荡衰减模态和稳定的衰减模态构成.蜂蝇纵横向运动中均有不稳定模态存在,表明其悬停是不稳定的。

2) 蜂蝇前飞时的纵向扰动特征模态结构与悬停时相同,但其不稳定发散模态的倍幅期 t_{double} 随着前飞速度的增加逐渐减小,这意味着初始扰动幅值加倍的时间在逐渐缩短,即蜂蝇前飞时纵向不稳定性在逐渐增强,对飞行不利。

3) 蜂蝇前飞时的横向运动由于气动导数 L^+ 的变化(由正变负),代表其不稳定模态的特征值逐渐减小至零,不稳定发散模态的倍幅期不断增大,这意味着前飞时蜂蝇的横向不稳定性较悬停不断减弱,趋于一种中性的稳定。

4) 尽管蜂蝇前飞时横向的不稳定在逐渐减弱,但其飞行稳定性包括纵向和横向两方面,而前飞时纵向的不稳定性在逐渐增强,因此,总体上来说,蜂蝇的前飞也是不稳定的。

参考文献 (References)

[1] Taylor G K, Thomas A L R. Dynamic flight stability in the desert locust *Schistocerca gregaria* [J]. *Journal of Experimental Biology*, 2003, 206 (16) : 2803-2829.

[2] Schenato L, Wu W C, Sastry S. Attitude control for a micromechanical flying insect via sensor output feedback [J]. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 2004, 20 (1) : 93-106.

[3] Sun M, Xiong Y. Dynamic flight stability of a hovering bumblebee [J]. *Journal of Experimental Biology*, 2005, 208 : 447-459.

[4] Deng X, Schenato L, Wu W C, et al. Flapping flight for biomimetic robotic insects, part I: system modeling [J]. *IEEE Transactions on Robotics*, 2006, 22 (4) : 776-788.

[5] Liu H, Nakata T, Gao N, et al. Micro air vehicle-motivated computational biomechanics in bio-flights: aerodynamics, flight dynamics and maneuvering stability [J]. *Acta Mechanica Sinica*, 2010, 26 (6) : 863-879.

[6] Sun M, Wang J K, Xiong Y. Dynamic flight stability of hovering insects [J]. *Acta Mechanica Sinica*, 2007, 23 (3) : 231-246.

[7] Xiong Y, Sun M. Dynamic flight stability of a bumblebee in forward flight [J]. *Acta Mechanica Sinica*, 2008, 24 (1) : 25-36.

[8] Faruque I, Humbert J S. Dipteran insect flight dynamics, part 1: longitudinal motion about hover [J]. *Journal of Theoretical Biology*, 2010, 264 (2) : 538-552.

[9] Zhang Y L, Sun M. Dynamic flight stability of a hovering model

- insect:lateral motion[J]. *Acta Mechanica Sinica*,2010,26(2):175-190.
- [10] Faruque I,Humbert J S. Dipteran insect flight dynamics, part 2:lateral-directional motion about hover[J]. *Journal of Theoretical Biology*,2010,265(3):306-313.
- [11] Cheng B,Deng X Y. Translational and rotational damping of flapping flight and its dynamics and stability at hovering[J]. *IEEE Transactions on Robotics*,2011,27(5):849-864.
- [12] Xu N,Sun M. Lateral dynamic flight stability of a model bumblebee in hovering and forward flight[J]. *Journal of Theoretical Biology*,2013,319:102-115.
- [13] Etkin B,Reid L D. *Dynamics of flight: stability and control* [M]. New York:Wiley,1996.
- [14] Ellington C P. The aerodynamics of hovering insect flight. II. morphological parameters[J]. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London, Series B: Biological Sciences*,1984,305(1122):17-40.
- [15] Sun M,Tang J. Unsteady aerodynamic force generation by a model fruit fly wing in flapping motion[J]. *Journal of Experimental Biology*,2002,205(1):55-70.
- [16] Wu J H,Sun M. Unsteady aerodynamic forces of a flapping wing[J]. *Journal of Experimental Biology*,2004,207(7):1137-1150.
- [17] Sun M,Yu X. Aerodynamic force generation in hovering flight in a tiny insect[J]. *AIAA Journal*,2006,44(7):1532-1540.
- [18] Yu X,Sun M. A computational study of the wing-wing and wing-body interactions of a model insect[J]. *Acta Mechanica Sinica*,2009,25(4):421-431.
- [19] Liang B,Sun M. Aerodynamic interactions between contralateral wings and between wings and body of a model insect at hovering and small speed motions[J]. *Chinese Journal of Aeronautics*,2011,24(4):396-409.

Dynamic flight stability of a model dronefly in hovering and forward flight

XU Na, SUN Mao*

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Insects usually keep hovering or forward flight. Thus the dynamic stability of the two types of flight is significant to study the insect flight. The dynamic flight stability of a model dronefly in hovering and forward flight was studied. On the basis of an averaged model and the small disturbance theory, the linearized equations of longitudinal and lateral motion were given. The method of computational fluid dynamics was used to compute the aerodynamic derivatives and the eigenvalue and eigenvector analysis was applied to solve the equations of motion. The experiment results reveal that at hovering, the longitudinal and lateral disturbed motion both includes the unstable mode, therefore hovering is unstable. At forward flight, for the longitudinal motion, the time for initial disturbances to double for the unstable mode is decreasing, and the instability of the longitudinal motion is increasing; the instability of the lateral motion decreases to a weakly or neutrally stable mode. The forward flight of dronefly is unstable.

Key words: dronefly; hovering; forward flight; dynamic flight stability; natural modes of motion

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0080

机载空分装置富氮气体流量及影响因素

邵奎¹, 刘卫华¹, 冯诗愚^{*1}, 古远康², 刘维璠³

(1. 南京航空航天大学 航空宇航学院, 南京 210016; 2. 中航工业 洪都 650 所, 南昌 330024;
3. 中航飞机 西安飞机分公司研发中心, 西安 710089)



摘 要: 借助实验平台,对某型机载空气分离装置富氮气体流量随高度、压力、温度及富氮气体浓度的变化规律展开了实验研究;基于实验数据采用多项式拟合方法获得了富氮气体流量计算的经验公式,并对该公式的准确性进行了验证;在此基础上,研究了影响空分装置富氮气体流量的诸多因素,并计算获取了在全飞行包线下的富氮气体流量变化规律. 研究表明,所获取的流量计算方程具有较好的准确性;采用所建的数学模型,可实现对全飞行包线下富氮气体流量变化的计算;在一定压力、温度下,富氮流量与浓度成反向关系,当富氮气体浓度增加时,其流量下降;且温度越高、压力越大时,富氮气体浓度对流量影响越明显;高度、压力、温度与流量成正向关系,且当富氮浓度越低,而高度、温度和压力越高时,对流量的影响越明显. 本研究成果对于实际油箱惰化系统的设计计算具有较好的参考价值.

关键词: 机载空分装置; 富氮气体; 流量; 多项式拟合; 实验

中图分类号: V228; TQ021.4

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0141-06

在实际飞行中,飞机燃油箱上部空间充满了可燃的油气混合物,其易燃易爆特点严重威胁着飞机安全,必须采用有效措施以减少其燃爆发生概率,并降低其危害程度. 最新研究成果表明,机载燃油箱惰化就是最经济、有效的油箱燃爆抑制措施.

所谓油箱惰化就是通过技术手段,使油箱上部空间气层中氧含量低于燃油蒸汽燃烧所需的浓度水平. 油箱惰化系统主要由引气及处理、机载空气分离和油箱上部空间氧浓度控制 3 部分组成,其中,机载空气分离是其核心. 而随着膜制备技术的进步,利用压力驱动下不同气体通过中空纤维膜时渗透率的不同来进行空气分离的方式已成为当前机载油箱惰化系统的首选方式.

针对中空纤维膜国内外已开展了大量的研究工作,如 Pabby 和 Sirkar 等^[1-2]对中空纤维膜技术以及萃取过程进行了综述分析; Ahmad 等^[3]对 CO₂ 分离膜的温度、压力特性进行了分析; Sohrabi 等^[4]建立了 CO₂ 在中空纤维膜中传输的数学模型并进行了数值模拟; Yoon 等^[5]对中空纤维膜的压降进行了研究; Katoh, Rezakazemi, Miramini 等^[6-8]对中空纤维膜分离过程进行了仿真分析; Shirazian 和 Atcharyawut 等^[9-10]对中空纤维膜接触器的传质过程进行了研究; 刘小芳等^[11]对机载膜分离性能开展了实验研究; 贺高红等^[12]对中空纤维膜气体分离器性能建立了数学模型; 冯诗愚等^[13]对机载中空纤维膜的分离特性进行了分析.

收稿日期: 2014-02-27; 录用日期: 2014-04-16; 网络出版时间: 2014-05-07 09:17

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0080.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50906066); 航空科学基金资助项目(20122852038, 20132852040)

作者简介: 邵奎(1989—),男,重庆人,博士生,165617594@qq.com

* 通讯作者: 冯诗愚(1974—),男,浙江绍兴人,副教授,shiyuf@nuaa.edu.cn,主要研究方向为飞行器燃油系统和人机环境工程.

引用格式: 邵奎, 刘卫华, 冯诗愚, 等. 机载空分装置富氮气体流量及影响因素[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 141-146.
Shao L, Liu W H, Feng S Y, et al. Flow rate of nitrogen-rich air and influence factors for onboard air separation unit[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 141-146 (in Chinese).

但在上述研究中,由于没有充分考虑飞机飞行因素对于膜性能的影响,其研究成果均不能直接指导飞机燃油箱惰化系统设计.

事实上,在实际飞行过程中,由于发动机引气压力、温度与飞行高度的变化,使得机载空气分离装置分离性能时刻发生着改变,即惰化油箱的富氮气体流量、浓度改变,这直接关系到油箱惰化的实际效果.因此,要开展飞机燃油箱惰化系统设计,首先必须掌握压力、温度对膜分离性能的影响,然后依据飞行包线内引气压力、温度、飞行高度变化规律来预测富氮气体流量、浓度的变化,并通过油箱上部空间氧浓度分布仿真计算来掌握实际油箱惰化情况.正是在上述背景条件下,作者开展了本文的研究工作.

本文通过搭建实验平台,对某型机载空气分

离装置性能变化规律开展了实验研究,拟合了富氮气体流量与影响因素之间的计算关系式,并对其准确性进行了验证;在此基础上,分析了压力、温度、高度等因素对膜分离性能的影响,并计算获得了在整个飞行包线内富氮气体流量的变化规律.本文研究成果可为实际惰化系统设计奠定基础.

1 实验系统

实验系统如图1所示,它由大气环境模拟舱、机载中空纤维膜分离装置、气源设备及相关的测量、调节与控制仪器仪表组成.采用真空泵控制大气环境舱压力,实现对飞行高度的模拟;采用气源设备来模拟发动机不同的引气状态;采用氧分析仪及压力、温度和流量传感器来测试富氮气体浓度、流量等参数.

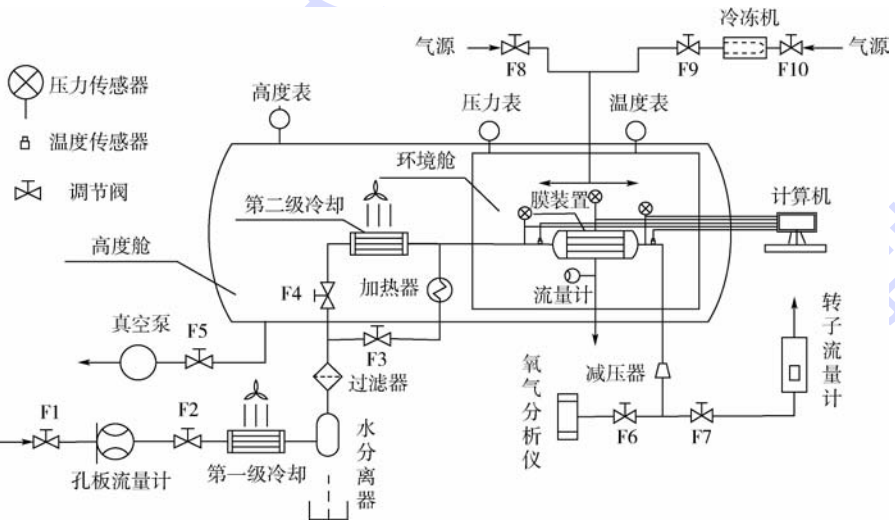


图1 机载膜分离装置实验系统结构图

Fig. 1 Experiment system structure of onboard membrane separation unit

实验中,输入膜装置的压缩空气系统由压缩机储气罐、调压阀、孔板流量计、第一级冷却器、水分离器、过滤器、第二级冷却器、加热器等部件组成.供气流量由调节阀F1和F2控制,大小由孔板流量计测出.气体经第一级冷却后,由水分离器分离出水,再经过主路过滤器(AFF8B-06D)、油雾分离器(AM350-06D)和微雾分离器(AMD350-06D)三级过滤后进入膜分离装置,由于氧氮渗透速率的差异,氧气比氮气通过膜渗透的快,因此空气被分离成富氮气体和富氧气体.当需要加温或冷却时,分别开启调节阀F3或F4.采用真空泵与调节阀F5控制舱内高度.环境温度则由调节阀F8,F9,F10控制.需要加热时,打开F8,冷却时打开F9和F10.富氮气体流量控制是经减压阀稳压后,通过流量调节阀F7实现的,其输出流量由转子流量计计量,浓度由氧气浓度分析

仪测量.

通过温度传感器、压力传感器与计算机的配合工作,可对每次实验中膜入口气体温度、压力,出口富氮气体温度、压力、环境温度及装置中减压阀出口压力进行自动记录.保持工作环境稳定2~3 min后,才记录结果.

在实验中,空气入口压力分别控制为0.3,0.4,0.5,0.6,0.7和0.8 MPa,出口处富氮气体浓度分别控制为98%,95%,91%,88%和85%,进气温度分别控制为50,70,80,100和115℃,高度分别控制为0,5,10,12 km.

2 实验结果及其处理

2.1 实验结果

实验共获取了120个点的实验数据,其部分实验结果如表1所示.

表 1 实验结果

Table 1 Experimental result

实验点	富氮浓度/ %	温度/°C	压力/MPa	富氮流量/ (kg·h ⁻¹)
1	98	50	0.3	1.6
10	91	80	0.3	11.5
20	85	115	0.3	54.5
30	91	80	0.4	23.1
40	85	115	0.4	108.7
50	91	70	0.5	31.6
60	85	115	0.5	161.5
70	91	70	0.6	44.8
80	85	100	0.6	180.3
90	91	50	0.7	34.7
100	85	100	0.7	235.7
110	91	70	0.8	73.9
120	85	115	0.8	342.4

2.2 实验结果处理

本文采用数学拟合方法对实验结果进行处理.所谓拟合是指已知某函数的若干离散值,通过调整该函数中的待定系数,使得该函数与已知值的相差最小.

数学拟合方法的难度在于函数的具体形式未知,特别是在有多个自变量的研究中,这个问题更为突出.考虑到实验数据较为完善,本文采用了非线性多项式拟合方法,所选择的拟合函数如下所示:

$$Q = \sum_{k=0}^3 \left[t^k \cdot \sum_{j=0}^3 \left(x^j \cdot \sum_{i=0}^3 a_{ijk} \cdot p^i \right) \right] \quad (1)$$

式中: t 为引气温度,°C; p 为膜入口压力,MPa; x 为氮浓度,%; Q 为富氮流量,kg/h.

由于 Levenberg-Marquardt 算法吸收了最速下降法和高斯-牛顿法的优点,成为了最有效的非线性拟合算法之一,因此,本文应用了该算法.

设拟合方程式为 $\hat{y}(t; \mathbf{P})$, 式中 t 为自变量, $\mathbf{P} = (p_1, p_2, \dots, p_{n-1}, p_n)^T$ 为参数向量, n 为参数个数.在给定 m 组测量数据 $(t_i, y_i), i = 1, 2, \dots, m$ 中,根据卡方误差准则^[14]:

$$\chi^2(\mathbf{P}) = \sum_{i=1}^m \left[\frac{y(t_i) - \hat{y}(t_i; \mathbf{P})}{\omega_i} \right]^2 = \frac{(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}(\mathbf{P}))^T \mathbf{W} (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}(\mathbf{P}))}{2} \quad (2)$$

式中, ω_i 为误差; \mathbf{W} 为对角阵 $W_{ii} = 1/\omega_i^2$.

由 Levenberg-Marquardt 算法,有

$$[\mathbf{J}^T \mathbf{W} \mathbf{J} + \lambda \mathbf{I}] \mathbf{h} = \mathbf{J}^T \mathbf{W} (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (3)$$

式中, \mathbf{J} 代表 $\partial \hat{\mathbf{y}} / \partial \mathbf{P}$; \mathbf{I} 为单位矩阵.

迭代的时候对参数向量 \mathbf{P} 产生一个偏量 \mathbf{h} 使 χ^2 减小.当 λ 很大的时候,算法主要体现的是最速下降法,其特点是性能稳定和收敛.当接近极小点时, λ 随之减小,算法主要体现高斯-牛顿算

法,其特点是快速收敛到极小点.

拟合函数式系数如表 2 所示.

表 2 拟合系数

Table 2 Fitting coefficient

系数	数值/ 10 ⁻²	系数	数值/ 10 ⁻²	系数	数值/ 10 ⁻²	系数	数值/ 10 ⁻²
a_{000}	-1.606 81	a_{100}	-2.431 2	a_{200}	-2.999 52	a_{300}	-3.445 84
a_{001}	-0.992 16	a_{101}	-1.405 98	a_{201}	-1.892 71	a_{301}	-2.187 66
a_{002}	1.431 101	a_{102}	-0.753 02	a_{202}	-1.028 15	a_{302}	-1.349 31
a_{003}	0.180 376	a_{103}	-0.097 36	a_{203}	-0.591	a_{303}	-0.639 27
a_{010}	30.359 86	a_{110}	3.354 724	a_{210}	-17.596 8	a_{310}	-34.628 8
a_{011}	25.906	a_{111}	3.913 147	a_{211}	-10.701 8	a_{311}	-21.232 4
a_{012}	26.232 66	a_{112}	8.890 436	a_{212}	-3.249 91	a_{312}	-9.457 17
a_{013}	26.182 76	a_{113}	13.130 05	a_{213}	4.133 003	a_{313}	-1.472 19
a_{020}	-3.195 19	a_{120}	0.998 759	a_{220}	4.142 389	a_{320}	-0.238 8
a_{021}	48.978 16	a_{121}	-60.711 5	a_{221}	-48.343 8	a_{321}	52.260 73
a_{022}	84.452 83	a_{122}	-52.845	a_{222}	-55.925 4	a_{322}	40.209 61
a_{023}	26.145 35	a_{123}	-60.805 8	a_{223}	-38.738 1	a_{323}	63.675 55
a_{030}	-0.051 3	a_{130}	-0.296 96	a_{230}	0.843 017	a_{330}	-0.510 92
a_{031}	5.061 965	a_{131}	-14.470 2	a_{231}	13.624 13	a_{331}	-4.135 51
a_{032}	1.640 862	a_{132}	-9.224 92	a_{232}	13.429 32	a_{332}	-6.001 34
a_{033}	3.232 503	a_{133}	-9.824 08	a_{233}	10.395 54	a_{333}	-3.713 73

将表 2 中的系数代入式(1)中,可在已知引气温度、压力和富氮浓度的情况下,求出富氮气体流量.

富氮气体流量拟合计算值与实验值的误差分析如图 2 所示.

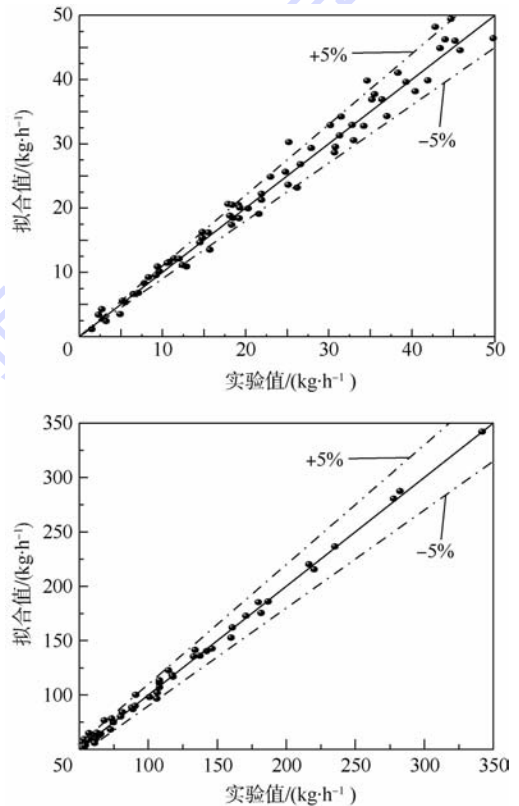


图 2 富氮气体流量拟合计算值与实验值的误差分析
Fig. 2 Rich nitrogen flow error analysis of fitting calculation value and experimental value

由图 2 可见,在 0 ~ 20 kg/h 富氮气体流量内,拟合值与实验值偏差较大,尤其在小流量范围,其偏差更大,大约高达 10%;随着富氮气体流量的增加,拟合值与实验值偏差缩小,其误差基本在 3% 的范围内,同时,根据拟合数据计算富氮流量均方根误差(RMSE)为 3.2,其平均误差百分比为 5.01%,这充分说明了本方程具有较好的准确性.

2.3 高度修正系数

由于实验变量多,且实际工作中高度对分离性能的影响较小,为了降低拟合系数求解的难度,提高拟合公式的计算精度,在上述多项式拟合中,并没有考虑高度变化对富氮气体流量的影响,而是直接依据海平面状态下的实验数据开展拟合工作的.

为了充分反映飞行高度变化对富氮气体流量的影响,本文采用了高度修正系数来描述.

高度修正系数通过实验数据拟合得出,其拟合函数式为

$$S = \sum_{j=0}^3 (h^j \cdot \sum_{i=0}^3 b_{i,j} \cdot x^i) \quad (4)$$

式中, S 为高度修正系数; h 为高度,km; x 为富氮浓度.

其拟合系数如表 3 所示.

表 3 高度修正系数拟合数值

Table 3 Fitting value of altitude correction coefficient

系数	数值	系数	数值
b_{00}	4.9840×10^0	b_{20}	-8.3199×10^{-2}
b_{01}	1.7075×10^{-1}	b_{21}	-8.5728×10^{-1}
b_{02}	-1.3023×10^0	b_{22}	1.3890×10^0
b_{03}	-1.9391×10^{-1}	b_{23}	2.6471×10^{-1}
b_{10}	-3.7323×10^{-1}	b_{30}	-3.4617×10^0
b_{11}	2.7192×10^{-2}	b_{31}	6.6045×10^{-1}
b_{12}	-1.7308×10^{-1}	b_{32}	1.0186×10^{-1}
b_{13}	1.8292×10^{-1}	b_{33}	-2.5461×10^{-1}

引用高度修正系数后,实际富氮气体流量可采用下式计算.

$$Q^* = S \cdot Q \quad (5)$$

通过验证计算,高度修正系数误差范围在 5% 以内,符合计算需要.

3 富氮气体流量影响因素研究

3.1 温度对富氮流量的影响

引气压力为 0.5 MPa,高度为 0 km,富氮浓度分别为 98%,95%,91%,88% 和 85% 时,引气温度对富氮流量的影响如图 3 所示.

图 3 可见,富氮流量随着引气温度的增加而增加.观察富氮浓度曲线变化可以看出,随着富氮

浓度的降低,引气温度对富氮流量的影响加大.

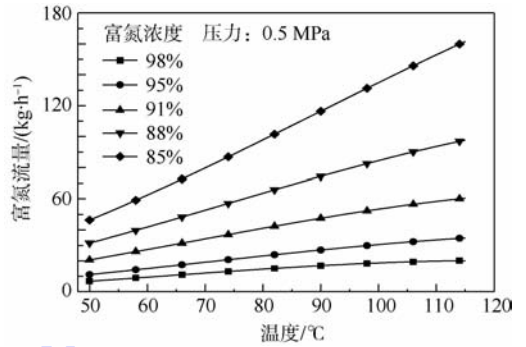


图 3 温度对富氮流量的影响

Fig. 3 Effect of temperature on rich nitrogen flow

3.2 浓度对富氮流量的影响

温度为 80°C,高度为 0 km,引气压力分别为 0.3,0.4,0.5,0.6,0.7 和 0.8 MPa 时,富氮气体浓度对富氮流量的影响如图 4 所示.

图 4 可见:富氮流量随着富氮浓度的增加而减少;当在引气压力较大的时候,富氮流量随富氮浓度的变化更为明显.

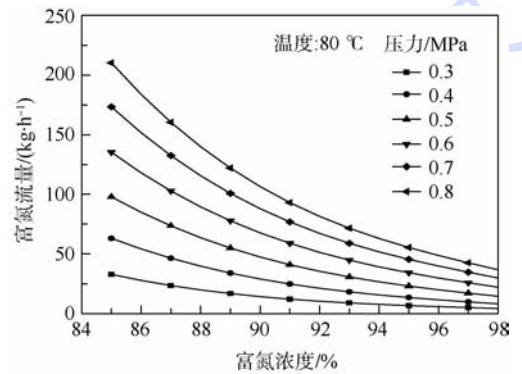


图 4 富氮浓度对富氮流量的影响

Fig. 4 Effect of rich nitrogen concentration on rich nitrogen flow

3.3 引气压力对富氮流量的影响

富氮浓度为 91%,高度为 0 km,温度分别为 50,70,80,90,100,115°C 时,引气压力对膜分离性能的影响如图 5 所示.

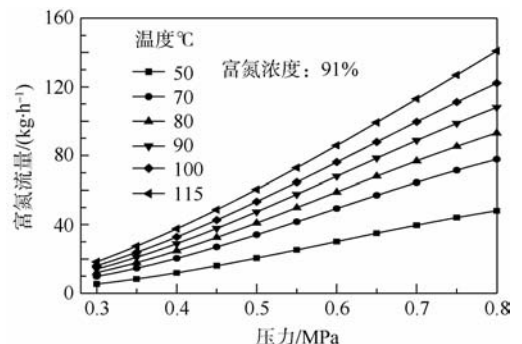


图 5 压力对富氮流量的影响

Fig. 5 Effect of pressure on rich nitrogen flow

由图 5 可以看出,富氮流量随着压力的增加而增加;温度越高,压力对富氮流量变化的影响越明显.

3.4 飞行高度对富氮流量的影响

引气压力控制为 0.7 MPa,引气温度控制为 115℃,富氮气体浓度分别控制为 98%,95%,91%,88%和 85%时,高度对富氮流量的影响如图 6 所示.由图中可以看出:富氮流量随着高度的增加而增加;但富氮浓度越高,高度对富氮流量的影响越小.

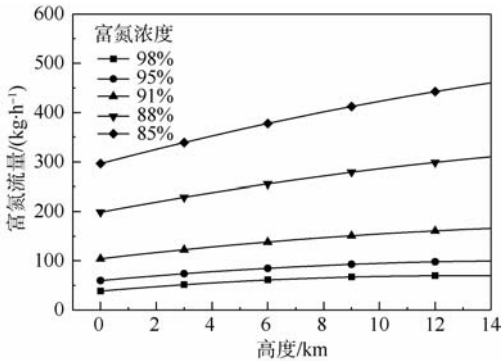


图 6 高度对富氮流量的影响

Fig.6 Effect of altitude on rich nitrogen flow

4 飞行包线下富氮气体流量研究

本文以文献[15]中所提供的飞行包线为例,来研究在全飞行包线下富氮气体流量的变化规律.

文献[15]中所提供的引气压力、温度、富氮气体浓度及飞行高度与时间的变化关系见图 7.

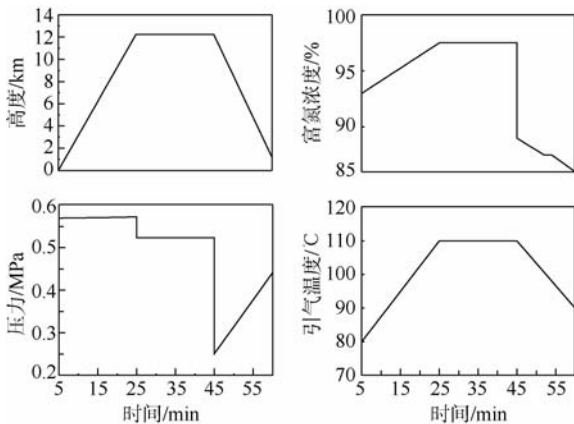


图 7 飞行包线下高度、压力、温度、浓度变化规律^[15]

Fig.7 Variation law of altitude, pressure, temperature and concentration under flight envelope^[15]

根据上文所得的拟合公式,嵌入图 7 所示参数,建立图 8 所示的仿真模型开展计算,其计算结果与文献[15]中所给出的参考结果的比较如图 9 所示.

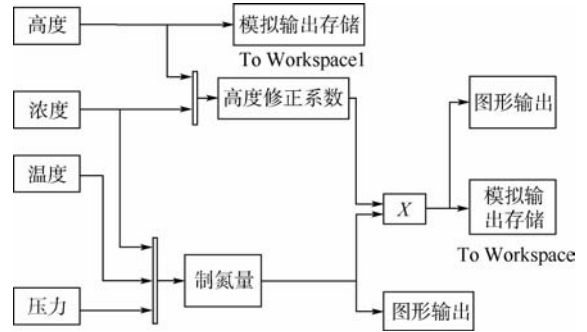


图 8 全飞行包线下仿真计算模型

Fig.8 Simulation calculation model of the flight envelope

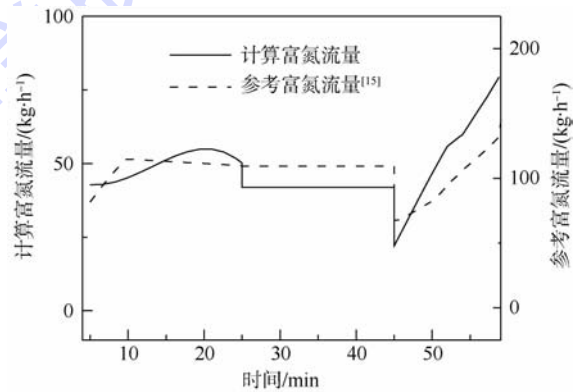


图 9 计算结果与参考结果对比

Fig.9 Result of calculation and reference

由图 9 中可以看出,本文的计算结果与参考结果总体的变化趋势十分吻合;而数值上的差距是由于本文所采用的分离膜材料特性与文献中的材料特性之间的差异造成的.

5 结论

- 1) 本文所获分离性能计算公式具有较好的准确性,可真实反映膜分离性能的变化规律.
- 2) 本文建立的分离性能模型可用于实际飞行包线下富氮气体流量的计算,可为惰化系统设计提供参考.
- 3) 高度、压力、温度与流量成正向关系;在压力、温度一定时,富氮浓度与流量成反向关系,当浓度增加时,其流量下降;且当富氮浓度越低、高度(温度、压力)越高时,对流量的影响越明显.

参考文献 (References)

[1] Pabby A K, Sastre A M. State-of-the-art review on hollow fibre contactor technology and membrane-based extraction processes [J]. Journal of Membrane Science, 2013, 430:263-303.

[2] Sirkar K K. Membranes, phase interfaces, and separations; novel techniques and membranes-an overview [J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2008, 47(15):5250-5266.

- [3] Ahmad F, Lau K K, Shariff A M, et al. Temperature and pressure dependence of membrane permeance and its effect on process economics of hollow fiber gas separation system [J]. *Journal of Membrane Science*, 2013, 430:44-55.
- [4] Sohrabi M R, Marjani A, Moradi S, et al. Mathematical modeling and numerical simulation of CO₂ transport through hollow-fiber membranes [J]. *Applied Mathematical Modelling*, 2011, 35(1): 174-188.
- [5] Yoon S H, Lee S H, Yeom I T. Experimental verification of pressure drop models in hollow fiber membrane [J]. *Journal of Membrane Science*, 2008, 310(1-2): 7-12.
- [6] Katoh T, Tokumura M, Yoshikawa H, et al. Dynamic simulation of multicomponent gas separation by hollow-fiber membrane module: nonideal mixing flows in permeate and residue sides using the tanks-in-series model [J]. *Separation and Purification Technology*, 2011, 76:362-372.
- [7] Rezakazemi M, Niazi Z, Mirfenderesi M, et al. CFD simulation of natural gas sweetening in a gas-liquid hollow-fiber membrane contactor [J]. *Chemical Engineering Journal*, 2011, 168(3): 1217-1226.
- [8] Miramini S A, Razavi S M R, Ghadiri M, et al. CFD simulation of acetone separation from an aqueous solution using supercritical fluid in a hollow-fiber membrane contactor [J]. *Journal of Membrane Science*, 2013, 72: 130-136.
- [9] Shirazian S, Moghadassi A, Moradi S. Numerical simulation of mass transfer in gas-liquid hollow fiber membrane contactors for laminar flow conditions [J]. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2009, 17:708-718.
- [10] Atcharyawut S, Feng C, Wang R, et al. Effect of membrane structure on mass-transfer in the membrane gas-liquid contacting process using microporous PVDF hollow fibers [J]. *Journal of Membrane Science*, 2006, 285:272-281.
- [11] 刘小芳, 刘卫华, 钱国诚, 等. 机载中空纤维膜富氮性能实验 [J]. *航空动力学报*, 2012(5): 976-980.
Liu X F, Liu W H, Qian G C, et al. Experimentation on nitrogen-enriched characteristics of on-board hollow fibre membrane [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2012(5): 976-980 (in Chinese).
- [12] 贺高红, 徐仁贤, 朱葆琳. 中空纤维膜气体分离器的数学模型 [J]. *化工学报*, 1994, 45(2): 162-167.
He G H, Xu R X, Zhu B L. Mathematical model for hollow fiber membrane gas separator [J]. *Journal of Chemical Industry and Engineering*, 1994, 45(2): 162-167 (in Chinese).
- [13] 冯诗愚, 卢吉, 刘卫华, 等. 机载制氮系统中空纤维膜分离特性 [J]. *航空动力学报*, 2012, 27(6): 1332-1339.
Feng S Y, Lu J, Liu W H, et al. Separation performance of hollow fiber membrane for on-board inerting gas generating system [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2012, 27(6): 1332-1339 (in Chinese).
- [14] Gavin H P. The Levenberg-Marquardt method for nonlinear least squares curve-fitting problems [EB/OL]. North Carolina: Duke University [2013-11-09]. <http://people.duke.edu/~hpgavin/ce281/lm.pdf>.
- [15] Parker Aerospace. Fuel and inerting system COMAC C919 program, 1ETP2090024T [R]. Irvine: Parker Hannifin Corporation, 2009:104-106.

Flow rate of nitrogen-rich air and influence factors for onboard air separation unit

SHAO Lei¹, LIU Weihua¹, FENG Shiyu^{*1}, GU Yuankang², LIU Weipan³

(1. College of Aerospace Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. AVIC Hongdu Aviation Industry Group, Nanchang 330024, China;

3. Research and Development Center, AVIC Aircraft Company, Xi'an 710089, China)

Abstract: The flow rate of a certain type onboard air separation unit to produce the nitrogen-rich air related with the flight height, inlet pressure, temperature and the nitrogen concentration was experimentally studied on a test apparatus. An empirical correlation to predict the flow rate of the nitrogen-rich air was obtained and verified via the polynomial fitting method and experimental data. In addition, the influence factors affecting the flow rate were investigated and the variation of the flow rate along the entire flight profile was calculated. Results indicate that, the obtained empirical correlation has high prediction accuracy; the flow rate of the nitrogen-rich air along the flight profile could be calculated based on the present mathematical model; under a constant pressure, temperature, flow rate of the nitrogen-rich air is reversely proportional to the nitrogen concentration, so when nitrogen concentration increases, the flow rate decreases; especially, the effect will be larger under the higher inlet temperature and pressure; the flight height, pressure, temperature are proportional to the flow rate, and the lower nitrogen concentration, higher flight height, temperature and pressure will bring larger impact on the flow rate. The research results could be beneficial to the design of fuel tank inert system.

Key words: onboard air separation unit; nitrogen-rich gas; flow rate; polynomial fitting; experiment

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0025

螺旋桨/大柔性机翼静气动弹性快速分析方法

谢长川*, 张利娟, 刘焱, 杨超

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191)



摘 要: 旋转的螺旋桨滑流掠过机翼将使机翼的气动特性发生改变,在高空超长航时无人机的设计中有必要对大柔性机翼气动弹性问题的螺旋桨滑流影响进行分析. 运用 Prandtl 修正的动量叶素理论分析螺旋桨滑流及面内载荷;采用兰金涡核模拟滑流对机翼的诱导速度;采用三维升力线方法计算机翼定常气动力,利用曲面样条插值方法解决结构/气动耦合问题,并结合非线性有限元静力学计算方法,建立了螺旋桨滑流及面内载荷作用下大柔性机翼静气动弹性问题的快速迭代求解方法. 以某大展弦比螺旋桨机翼为例,采用文中所建立方法对其静气动弹性特性进行计算研究. 结果表明,旋转的滑流改变了机翼绕流当地攻角,从而影响了机翼气动力和变形分布,且在小前进比时影响更大. 所建立的分析方法简便高效,在初步设计阶段有较好的应用前景. 翼绕流当地攻角,从而影响了机翼气动力和变形分布,且在小前进比时影响更大. 所建立的分析方法简便高效,在初步设计阶段有较好的应用前景.

关键词: 螺旋桨; 柔性机翼; 滑流; 前进比; 静气动弹性

中图分类号: V224; TB553

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0147-07

超长航时的无人机,由于其续航能力的要求,加之燃料动力在低速中空或高空时效率低的原因,这类飞机一般采用高效太阳能为电动螺旋桨提供动力以保障超长甚至永久续航能力. 采用螺旋桨推进系统的高空超长航时无人机,一方面由于具有大展弦比、柔性大的特点,这类飞机在正常飞行情况下就会产生显著的弹性变形,几何非线性气动弹性问题突出^[1];另一方面,由于柔性机翼翼载荷较低,可以预见螺旋桨滑流对机翼的气动弹性将产生强烈干扰.

针对几何非线性气动弹性问题,Patil 等^[2-4]建立了考虑失速特性的梁式机翼模型,采用动力学线化方法研究了几何非线性效应对单独机翼静、气动弹性行为的影响;谢长川等采用推广的片条理论^[5-6]及三维升力线理论^[7]对金属单梁式机翼进行了非线性静气动弹性变形计算,并采用

线化方法预测了颤振临界速度,并通过风洞试验验证了计算;Palacios 和 Cesnik 采用计算结构力学(CSD)与计算流体力学(CFD)耦合计算的方法研究了柔性机翼的非线性静气动弹性响应问题^[8]. 针对螺旋桨滑流问题,Prandtl 等建立了叶素动量理论,对螺旋桨气动特性进行了较为合理的分析^[9];Weir 将涡格法应用于螺旋桨滑流的分析,在无黏不可压定常流动假设下对螺旋桨滑流及其与机翼的相互干扰进行分析^[10];Agostinelli 等采用叶素理论和 CFD 方法对螺旋桨诱导速度及载荷进行较为详尽的分析,并分析了螺旋桨滑流与机翼的气动干扰^[11]. 近些年国内外学者多采用“等效盘”模型或全桨叶建模的 CFD 方法对该问题进行研究^[12-15]. 从研究现状来看,针对柔性机翼几何非线性气动弹性研究中并未考虑螺旋桨滑流的影响,而针对螺旋桨滑流的研究又大多忽略了机翼的弹性;

收稿日期: 2014-01-15; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-05-22 09:33

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0025.html

* 通讯作者: 谢长川(1976—),男,陕西西安人,讲师, xiechang@163.com, 主要研究方向为气动弹性.

引用格式: 谢长川, 张利娟, 刘焱, 等. 螺旋桨/大柔性机翼静气动弹性快速分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 147-153. Xie C C, Zhang L J, Liu Y, et al. Aeroelasticity quick analysis method of very propeller/flexible wing system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 147-153 (in Chinese).

Christian 的研究虽然考虑了机翼的柔性,但其计算依赖于大量来自 CFD 计算及风洞实验的数据,对于理论分析及工程设计的指导意义并不大;CFD 方法虽然能够提供高精度的流场分析,但它不能提供桨叶攻角、滑流诱导速度等原理性的数据,而且计算效率低.因此适用于大变形的“螺旋桨/大柔性机翼”系统的气动弹性分析快速方法有待进一步研究.基于这种研究背景,本文提出了一种具有工程精度、适用于初步设计阶段的快速分析方法,为我国高空长航时无人机的研制做技术储备.

1 理论基础

1.1 螺旋桨滑流及“1P load”的分析方法

对于拉力螺旋桨构型的飞机,机翼的部分处于螺旋桨滑流区,螺旋桨滑流的切向速度分量在机翼上引起当地攻角的增大或减小从而在机翼上产生上洗区和下洗区;并且滑流轴向速度较之远前方来流增大,处于滑流区的机翼会感受到动压增加.这样螺旋桨滑流对机翼绕流就产生了干扰.反过来,机翼涡系又会在螺旋桨桨叶处诱导出下洗,也就是说螺旋桨与机翼的气动干扰是相互的.虽然螺旋桨与机翼间的干扰流场为复杂的非定常流动,但仅就静气动弹性分析,可忽略螺旋桨的交变载荷效应及机翼对螺旋桨的诱导作用^[16].

“1P load”是指螺旋桨桨盘面内载荷^[17].当气流沿螺旋桨轴线流动时,螺旋桨上产生拉力、反扭矩,其方向均沿着螺旋桨轴向.但是,当气流非对称流经螺旋桨桨盘时(如图1所示),螺旋桨桨叶产生周期性的气动力变化,螺旋桨上的净载荷并不沿轴向,而包含螺旋桨桨盘面内的载荷,即“1P load”.准确地预测螺旋桨载荷对于结构设计十分重要:“1P load”会产生一个平均值,对机翼升力及扭转都有影响,同样地,这些变化的盘面载荷会对结构疲劳造成很大的影响.

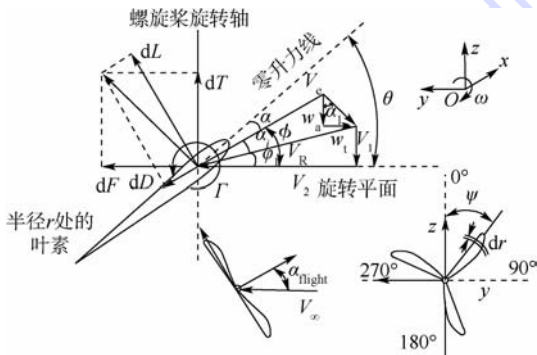


图1 螺旋桨叶素力和速度图

Fig. 1 Load and velocity diagram of blade element-momentum theory

1.1.1 Prandtl 修正的叶素动量理论

本文基于 Prandtl 修正的叶素动量(BEM)理论对螺旋桨滑流进行分析.考虑螺旋桨非对称入流情况,将螺旋桨桨叶沿半径及方位角两个尺度离散,螺旋桨桨叶被分成若干个处于方位角 ψ 下的叶素,如图1所示,在螺旋桨局部坐标系 $Oxyz$ 中,原点 O 位于桨盘中心, Ox 轴沿螺旋桨安装轴向后, Oz 轴在桨盘平面内向上,螺旋桨沿 Ox 轴正方向逆时针旋转为正转,反之为反转.

叶素处速度的轴向分量:

$$V_1 = V_\infty \cos(\alpha_{\text{flight}} + \alpha_{\text{upwash}}) \quad (1)$$

旋转速度分量:

$$V_2 = \omega r + V_\infty \sin \psi \sin \alpha_{\text{flight}} \quad (2)$$

设 w_a, w_t 分别为轴向诱导速度和旋转诱导速度,引入轴向速度诱导因子 a 和旋转速度诱导因子 a' ,即 $w_a = aV_1, w_t = a'V_2$.

根据动量定理可得叶素处拉力及扭矩为

$$dT = 4\pi r \rho V_1^2 a(1+a) dr \quad (3)$$

$$dM = 4\pi r \rho V_1(1+a)a'V_2 r dr \quad (4)$$

根据叶素处气动力关系,求得该方位角下拉力与扭矩为

$$dT = \frac{1}{2} \rho B \frac{V_1^2(1+a)^2}{\sin^2 \phi} c C_n dr \quad (5)$$

$$dM = \frac{1}{2} \rho B \frac{V_1(1+a)V_2(1-a')}{\sin \phi \cos \phi} c C_t r dr \quad (6)$$

其中, B 为桨叶数; c 为叶素弦长; ϕ 为气流相对叶素的入流角; C_n, C_t 分别为拉力系数和扭力系数.

令方程(3)和方程(5)相等、方程(4)和方程(6)相等,并引入 Prandtl 叶尖损失因子 F ^[17],那么可以得到诱导因子的表达式为

$$a = \frac{1}{\frac{4F \sin^2 \phi}{\sigma C_n} - 1} \quad (7)$$

$$a' = \frac{1}{\frac{4F \sin \phi \cos \phi}{\sigma C_t} + 1} \quad (8)$$

其中 $\sigma = \frac{Bc}{2\pi r}$ 为桨叶实度.通过迭代法可以求得每个叶素在各方位角下的速度诱导因子 a, a' .那么螺旋桨桨叶总拉力与扭矩为

$$\begin{cases} T = \int_0^{2\pi} \int dT d\psi \\ M = \int_0^{2\pi} \int dM d\psi \end{cases} \quad (9)$$

滑流区气流诱导速度是桨盘处气流诱导速度的2倍^[9].根据 Prandtl 修正的 BEM 理论计算得到的螺旋桨正转时滑流诱导速度分布见图2;轴

向诱速在桨轴两侧对称分布,体现了滑流轴向加速的效果;旋转诱速的分布取决于螺旋桨的转向,在桨轴两侧反对称分布,图示为螺旋桨正转结果.

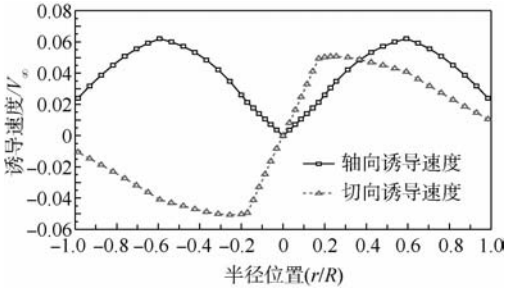


图 2 螺旋桨滑流诱导速度分布图

Fig. 2 Figure of propeller slipstream's induced velocities distribution

1.1.2 “1P load”的计算

关于“1P load”的研究还不深入,对其产生的原因、带来的影响可参考的文献极少.因此有必要对“1P load”的产生机理做简要的揭示.

如图 1 所示,以螺旋桨在桨盘平面内正转为例说明,气流以相对螺旋桨安装轴夹角 α 流过,则来流速度在 Oz 轴正向有分量 $V_\infty \sin \alpha$. $[0^\circ, 180^\circ]$ 方位角范围内称为前行桨叶区(因为气流相对桨叶的切向速度是桨叶旋转速度和 $V_\infty \sin \alpha$ 之和),而在 $[180^\circ, 360^\circ]$ 方位角范围内情况相反.

沿 Oz 方向的垂直面内载荷产生的原因容易揭示:相对于后行桨叶,前行桨叶有更大的气流攻角和流速,因此产生更大的升力、阻力,这两个力在旋转平面内的垂直分量较大,因此,整个螺旋桨面内的净载荷就是垂直向上的.沿 Oy 方向的水平面内载荷产生的机理并不是很直接,因为它基于复杂的非定常气动力,主导原因是诱导速度在桨盘平面内的变化.

如图 1 螺旋桨桨叶半径 r 处的任一叶素,其气流及气动力分布情况: dF_l 和 dT 分别为叶素切向力及垂直拉力的微分量.由几何关系,可以推导:

$$\begin{cases} dP_z = dF_l \cdot \hat{z} \\ dP_y = dF_l \cdot \hat{y} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} dQ_y = rdT \cdot \hat{z} \\ dQ_z = rdT \cdot \hat{y} \end{cases} \quad (11)$$

其中, \hat{y}, \hat{z} 为叶素在桨盘坐标系中相对桨叶半径归一化后的坐标.将上述公式沿桨叶半径及圆周积分,即可得到总的“1P load”的数值:

$$\begin{cases} P_z = \int_0^{2\pi} \int dP_z d\psi \\ P_y = \int_0^{2\pi} \int dP_y d\psi \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} Q_y = \int_0^{2\pi} \int dQ_y d\psi \\ Q_z = \int_0^{2\pi} \int dQ_z d\psi \end{cases} \quad (13)$$

根据上述分析,求得在 $V_\infty = 14 \text{ m/s}$,螺旋桨转速 $n_s = 135 \text{ r/s}$, $\alpha_{\text{flight}} = 5^\circ$ 时螺旋桨面内载荷在一个旋转周期随方位角的变化情况,如图 3 所示.

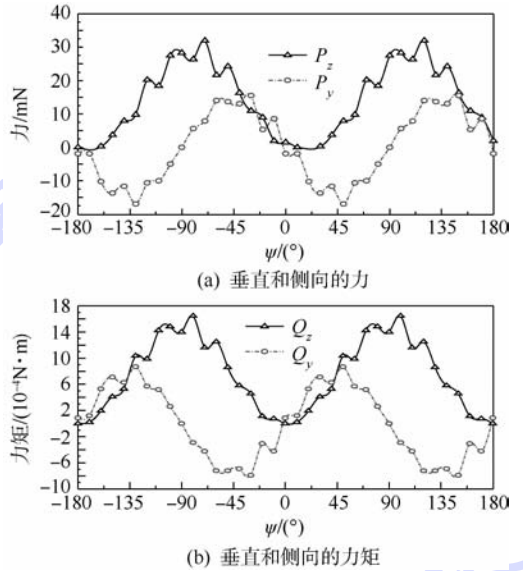


图 3 “1P load”一周内随方位角变化图

Fig. 3 1P force distribution vs azimuth angle

可见,沿 y 轴的载荷的平均值基本为 0,而沿 z 轴方向的面内载荷有较大的平均值,是“1P load”的主要部分,这部分载荷不仅对机翼升力和扭转变形有贡献,并且这种交变载荷很可能会影响机翼的稳定性,在后续稳定性研究中应给予重视.图 4 给出沿 z 向的面内载荷随入流攻角的变化情况,随着入流攻角的增加,面内垂直载荷不断增加.

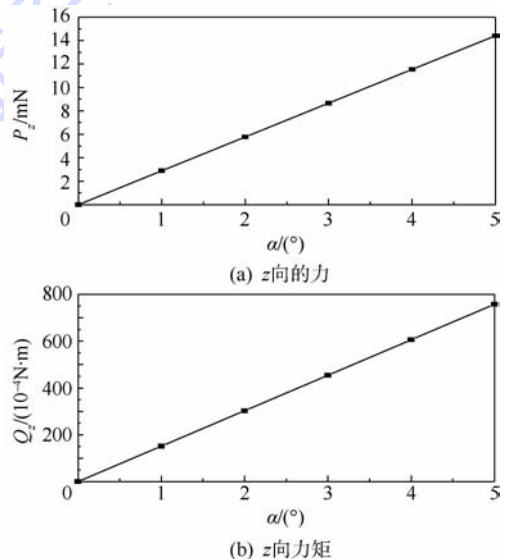


图 4 “1P load”中 z 方向的载荷随飞行攻角变化图

Fig. 4 Vertical force and moment of “1P load” vs flight angle of attack

1.2 滑流对大柔性机翼诱导的模拟

虽然螺旋桨直径相对机翼展长只是一个小数,但螺旋桨滑流对整个机翼都有诱导效果.本文计算中简化认为滑流区为一个从桨盘向后拖出的以桨盘为底面的圆柱体.旋转的滑流会带动滑流区边界外的气流旋转,这样螺旋桨滑流就在整个机翼上诱导出下洗或上洗.处于滑流区内的机翼,其上的诱导速度已通过BEM理论计算得到;对于滑流区外的机翼,滑流的诱导作用,本文采用兰金(Rankine)涡核模型^[18]模拟,如图5所示,螺旋桨滑流简化成一条由螺旋桨旋转中心向后延伸的一根有限涡段.根据工程估算经验,涡段长度可取为6倍机翼根弦长.根据毕奥-萨法尔定理,兰金涡核在滑流区外任一点的诱导速度为

$$V_s = \frac{\Gamma(\cos\alpha + \cos\beta)}{2\pi r} \quad r > R \quad (14)$$

其中, R 为螺旋桨桨盘半径; r 为诱导点到涡核轴线的距离; Γ 为兰金涡核的涡强,由滑流旋转速度确定.

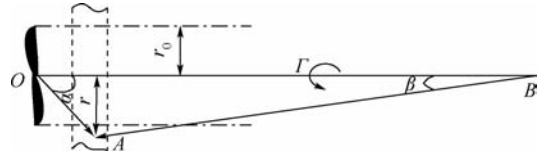


图5 Rankine 涡对空间一点诱导示意图

Fig. 5 Geometry induced schematic diagram of the Rankine vortex

1.3 螺旋桨/大柔性机翼静气动弹性分析流程

针对大柔性机翼非线性气动弹性问题,前期研究工作可参考文献[19].这里沿用对柔性机翼的非线性气弹分析方法,在此基础上加入螺旋桨推进装置,建立了“螺旋桨/大柔性机翼”系统的静气动弹性分析流程,如图6所示.通过BEM理论计算得到的螺旋桨滑流通过兰金涡作用到机翼的空间马蹄涡系上,接着根据三维升力线方法得到机翼载荷,将螺旋桨载荷及机翼载荷一并加载到结构有限元模型上,利用NASTRAN非线性静力分析,得到结构变形.根据结构变形更新模型的气动构型,并开始新一轮计算.迭代计算以机翼主梁翼尖的垂向变形为收敛条件,直到满足收敛条件则停止计算.

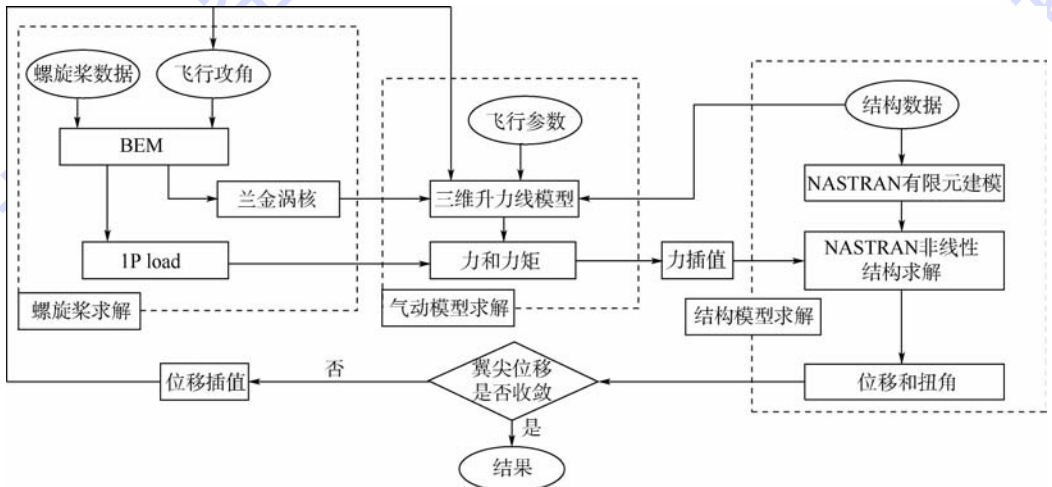


图6 螺旋桨/大柔性机翼静气动弹性分析流程图

Fig. 6 Flow chart for nonlinear static aeroelastic analysis of the propeller/wing system

2 算例分析

2.1 计算模型

以文献[19]中所用某单梁式柔性机翼的右半翼展模型为算例,运用本文所建立的几何非线性分析方法,对其在螺旋桨滑流作用下的静气动弹性进行分析.机翼外形如图7所示,具体参数见文献[19].电机选为XM2815A,最大功率95W,重20g.螺旋桨选择5X5E,重4g,两叶定距,桨翼翼型为NACA0016.螺旋桨安装在机翼主梁靠根

部143.5mm处向前伸出48mm,螺旋桨及其安装轴材料的刚度很大,在结构分析中忽略螺旋桨部分的弹性效应.

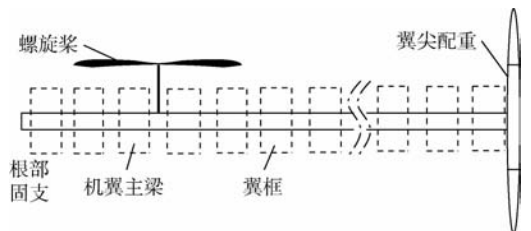


图7 大柔性机翼模型结构示意图

Fig. 7 Structure of the very flexible rectangular wing

根据实际结构建立的结构非线性有限元模型如图 8 所示. 机翼主梁刚度特性用梁单元模拟, 质量特性用分散于翼面的多个集中质量模拟, 螺旋桨系统简化为翼根刚性连接于主梁的短梁, 电机质量以集中质量平均分配到短梁的 3 个节点上, 螺旋桨质量加载于短梁前端点上. 初始气动面模型如图 9 所示, 沿展向按内翼段、滑流区、外翼段 3 部分共划分 30 个片条.

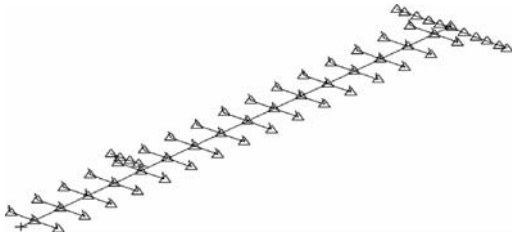


图 8 模型初始有限元结构图

Fig. 8 Initial finite element model of the structure

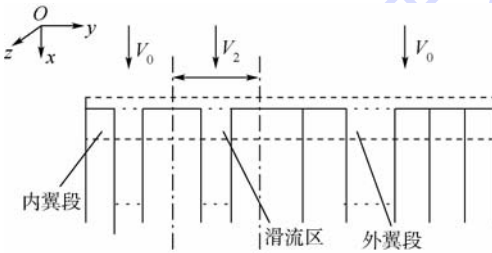


图 9 模型初始气动构型图

Fig. 9 Initial aerodynamic model of the structure

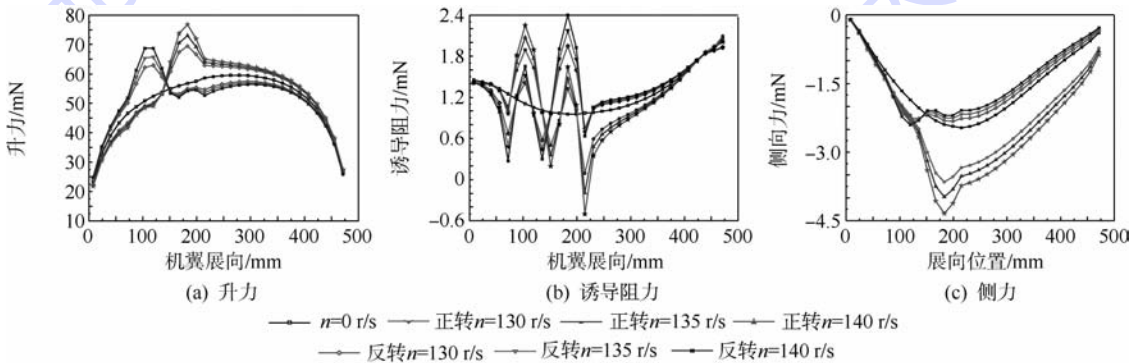


图 10 机翼气动力沿翼展分布图

Fig. 10 Distribution of aerodynamic force in the three orientations along wingspan

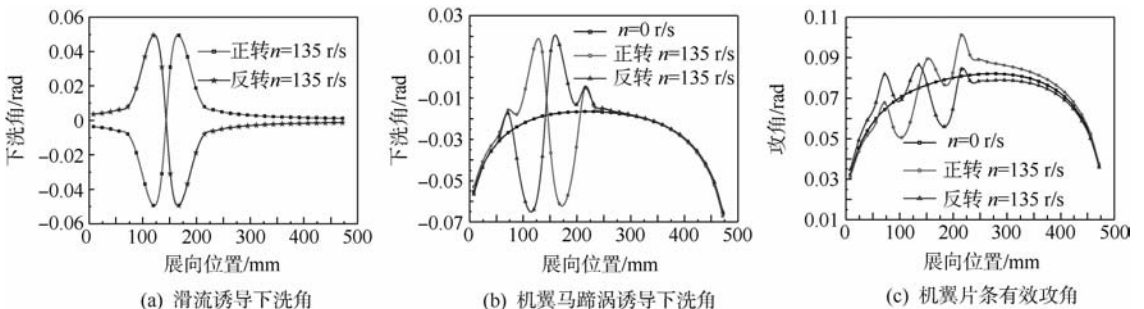


图 11 气动片条攻角沿翼展变化图

Fig. 11 Distribution of strip's attack angle distribution along the wingspan

2.2 几何非线性静气弹分析结果

下面具体讨论几何非线性计算情况下“螺旋桨/大柔性机翼”系统的静气动弹性特性, 主要包括机翼气动特性和变形分布等情况.

2.2.1 螺旋桨滑流对机翼气动力的影响

图 10 给出了风速 $V = 14 \text{ m/s}$, 飞行攻角 5° , 螺旋桨正、反转 (转速分别为 $0, 130, 135, 140 \text{ r/s}$) 情况下, 机翼根部固支约束, 气动升力、诱导阻力、侧力沿机翼展向的分布图. 当螺旋桨正转时, 滑流在内侧机翼区诱导下洗, 在外侧机翼区诱导上洗, 使得内侧机翼有效攻角减小, 外侧机翼有效攻角增加, 内侧机翼气动力减小, 外侧机翼气动力增加, 当螺旋桨反转时, 情况与之相反; 侧力是气动升力沿片条侧向的分量, 大小随升力而变化; 另外, 滑流区机翼动压的增加使得滑流区内升力显著增加. 诱导阻力的分布形式主要取决于机翼气动片条的下洗角, 是机翼涡系和滑流兰金涡线共同诱导的效果, 在满足物面边界条件情况下, 机翼的马蹄涡系分布发生变化, 使下洗角分布呈“M”型, 因此诱导阻力分布如图 10(b) 所示. 为进一步说明, 文中还给出了转速为 135 r/s 时气动模型各片条的兰金涡诱导攻角、马蹄涡诱导攻角、合成有效攻角的分布图, 如图 11 所示. 可见, 绕流下洗角在滑流区受马蹄涡、滑流及动压增加的共同影响, 在滑流区外主要受马蹄涡的影响.

2.2.2 螺旋桨滑流对机翼变形的影响

图12给出了相同计算情况下机翼主梁沿垂向、侧向及纵向的变形.在螺旋桨拉力、扭矩及机翼气动载荷、结构重力的共同作用下结构发生变形.当螺旋桨正转时,随着转速的增加,由于机翼气动升力、侧力的增加,机翼主梁沿垂向、侧向的

变形显著增大.总的来说,在算例构型下,螺旋桨正转对机翼为气动加载,并且转速越大,升力增加的效果越明显;螺旋桨反转与此相反.而机翼沿纵向变形受气动阻力、螺旋桨拉力的共同影响,随着转速增加,螺旋桨拉力增大,在一定转速后,拉力增大程度使得螺旋桨安装处的机翼纵向向前变形.

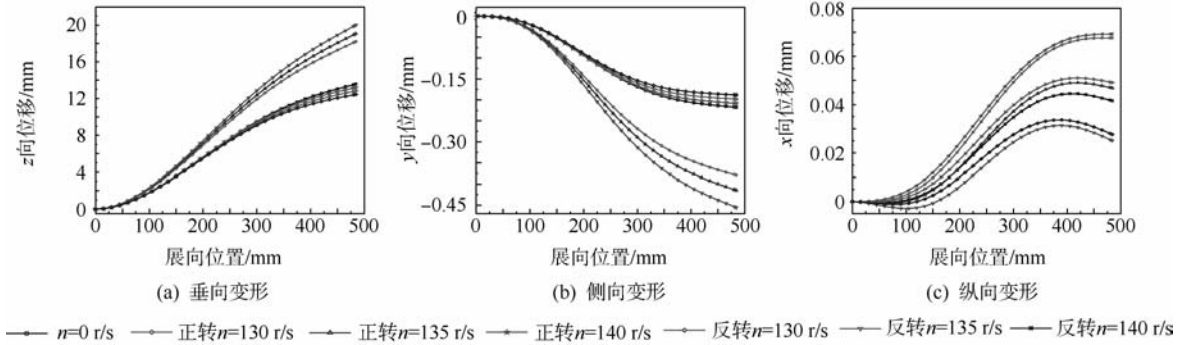


图12 机翼主梁3个方向变形示意图

Fig. 12 Wing spar's deformations in three orientations along wingspan

图13还给出螺旋桨转速135 r/s时,机翼主梁扭转变形情况.可见,螺旋桨正转还使得机翼扭转变形增大.螺旋桨转速越大,即前进比越小,螺旋桨拉力、扭矩及滑流均增强,对机翼气动力、变形的干扰作用越强.

响,应该在设计初期就给予足够重视.

2) 由算例结果知,拉力螺旋桨在机翼流场中增加了一个螺旋涡并增加了机翼当地来流动压,对柔性机翼静气弹特性产生影响,对机翼纵向变形的影响主要取决于螺旋桨载荷,而对机翼气动力、垂向及展向变形的影响主要取决于螺旋桨滑流.

3) 螺旋桨对柔性机翼的弹性扭转、气动力分布、翼尖位移和扭转角等均产生较大的影响,使机翼的几何非线性效应更加显著,对机翼的性能造成了一定影响,需要在设计初期就给予重视.

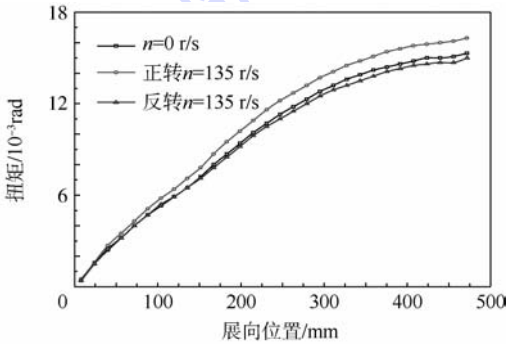


图13 机翼主梁扭转

Fig. 13 Wing spar's torsional deformation

由以上计算结果可见,螺旋桨滑流对机翼气动载荷有很大的干扰作用,使气动力在机翼上重新分布,进而影响结构变形特点;另外,螺旋桨转动引起的气动加载和减载效果,与螺旋桨的安装位置、旋转方向等因素有关,是一个多因素共同决定的结果.在工程应用中若不考虑螺旋桨滑流效应,势必会造成结构设计偏差,进而影响飞机的总体性能.因此,这一问题必须加以重视.

3 结论

1) 螺旋桨在非对称入流条件下会产生桨盘面内载荷,其中沿桨盘垂直向上的载荷为主要载荷,它对机翼升力、扭转变形及结构稳定性都有影

参考文献 (References)

- [1] 谢长川,杨超.大展弦比飞机的几何非线性气弹问题[C]//第七届全国空气弹性学术交流会议论文集.北京:中国空气动力学学会,2001:97-102.
Xie C C, Yang C. Geometric nonlinear static aeroelasticity problems of high-aspect-ratio planes[C]//7th National Conference on Aeroelastic Academic Communication. Beijing: Aerodynamic Society of China, 2001: 97-102 (in Chinese).
- [2] Patil M J, Hodges D H. On the importance of aerodynamic and structural nonlinearities in aeroelastic behavior of high-aspect-ratio wings, AIAA-2000-1448[R]. Atlanta: AIAA, 2000.
- [3] Patil M J, Hodges D H, Cesnik C E S, et al. Limit cycle oscillations in high-aspect-ratio wings[C]//40th Structures Structural Dynamics, and Materials Conference and Exhibit. St. Louis: AIAA, 1999, 3: 2184-2194.
- [4] Patil M J, Hodges D H, Cesnik C E S. Characterizing the effects of geometrical nonlinearities on aeroelastic behavior of high-aspect-ratio wings[C]//International Forum on Aeroelasticity and Structural Dynamics. Williamsburg, VA: [s. n.], 1999: 501-510.
- [5] 谢长川.飞行器气动弹性稳定性静/动耦合理论与试验研究[D].北京:北京航空航天大学,2009.

- Xie C C. Static/dynamic coupling theory and test study of aircraft aeroelastic stability [D]. Beijing: Beihang University, 2009 (in Chinese).
- [6] Xie C C, Leng J Z, Yang C. Geometrical nonlinear aeroelastic stability analysis of a composite high-aspect-ratio wing [J]. Shock and Vibration, 2008, 15 (3-4): 325-333.
- [7] 刘焱,谢长川. 大展弦比机翼的几何非线性静气动弹性分析方法 [C] // 第十二届全国空气弹性学术交流会会议论文集. 北京: 中国空气动力学学会, 2011: 227-233.
- Liu Y, Xie C C. Analysis method for geometric nonlinear static aeroelasticity of high-aspect-ratio wings [C] // 12th National Conference on Aeroelastic Academic Communication. Beijing: Aerodynamic Society of China, 2011: 227-233 (in Chinese).
- [8] Palacios R, Cesnik C E S. Nonlinear aeroelastic modeling and experiments of flexible wings, AIAA-2006-2186 [R]. Newport: AIAA, 2006.
- [9] 刘沛清. 空气螺旋桨理论及其应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006: 56-63.
- Liu P Q. Air propeller theory and application [M]. Beijing: Beihang University Press, 2006: 56-63 (in Chinese).
- [10] Weir D S. Wing loads induced by a propeller wake, AIAA-86-1967 [R]. Seattle: AIAA, 1986.
- [11] Agostinelli C, Liu C H, Allen C B, et al. Propeller-flexible wing interaction using rapid computational methods, AIAA-2013-2418 [R]. San Diego: AIAA, 2013.
- [12] 段中喆, 刘沛清, 屈秋林. 某轻载螺旋桨滑流区三维流场特性数值研究 [J]. 控制工程, 2012, 19 (5): 836-841.
- Duan Z Z, Liu P Q, Qu Q L. Numerical research on 3-D flow field characteristics within the slipstream of a low loaded propeller [J]. Control Engineering of China, 2012, 19 (5): 836-841 (in Chinese).
- [13] 鄂秦, 杨国伟, 李凤蔚, 等. 螺旋桨滑流对飞机气动特性影响的数值分析 [J]. 西北工业大学学报, 1997, 15 (4): 511-516.
- E Q, Yang G W, Li F W, et al. On coupling effect of two vortex systems of Chinese aircraft with turbo-propellers [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 1997, 15 (4): 511-516 (in Chinese).
- [14] 左岁寒, 杨永. 螺旋桨滑流对带后缘襟翼机翼气动特性影响的数值分析 [J]. 航空计算技术, 2007, 17 (1): 54-57.
- Zuo S H, Yang Y. Numerical simulation of propeller/high-lift system interaction [J]. Aeronautical Computing Technique, 2007, 17 (1): 54-57 (in Chinese).
- [15] 段义乾, 史爱明. 一种新型的螺旋桨滑流激励盘模型的研究方法 [J]. 西北工业大学学报, 2012, 30 (6): 841-846.
- Duan Y Q, Shi A M. A new and effective actuator disk model approach for the simulation of propeller slipstream [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2012, 30 (6): 841-846 (in Chinese).
- [16] Kroo I. Propeller-wing integration for minimum induced loss [J]. Journal of Aircraft, 1986, 23 (7): 561-565.
- [17] Ortun B, Boisard R. In-plane airloads of a propeller with inflow angle: prediction vs experiment, AIAA-2012-2778 [R]. New Orleans: AIAA, 2012.
- [18] 黄国伟. 非定常漩涡空气东流理论及应用 [M]. 上海: 上海交通大学出版社, 1994: 56-61.
- Huang G W. Unsteady vortex aerodynamics theory and application [M]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University Press, 1994: 56-61 (in Chinese).
- [19] Xie C C. Theoretic analysis and experiment on aeroelasticity of very flexible wing [J]. Science China, 2012, 55 (9): 2489-2500.

Aeroelasticity quick analysis method of very propeller/flexible wing system

XIE Changchuan^{*}, ZHANG Lijuan, LIU Yi, YANG Chao

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: The propeller's revolving slipstream passing wing changes the drag/lift property of the wing. For the hyper long endurance unmanned flight vehicles design, the slipstream effect should be analyzed for the aeroelasticity of the very flexible wing. The Prandtl revised blade element-momentum theory was applied to calculate the aerodynamic parameters and in-plane loads (1P loads) of the slipstream. Then a Rankine vortex core was placed along the propeller's installation axis to simulate slipstream's induced effect on the wing. Further, the 3-D lifting-line method was utilized to calculate the steady aerodynamic loads of the curved bending wing. And the generalized surface splines and large deflection interpolation method were adopted to solve the geometrical characters of structure/aerodynamic coupling problem. Coupling with the nonlinear finite element method of the structure, the iterative approach was constructed for the solving of propeller's slipstream, 1P loads and the static aeroelasticity of very flexible wing. Finally, a validation study of a very flexible rectangular wing with one propeller was carried out using the method constructed. The numerical results show that the revolving slipstream changed the local incidence angle of a wing, thus changing the aerodynamic forces and deformation distribution. And in the small advance ratios situation, it has greater influences. The results demonstrate the applicability of this method in early stages of aircraft design.

Key words: propeller; flexible wing; slipstream; advance ratio; static elasticity

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0036

基于经验小波变换的目标加速度估计算法

陈浩, 郭军海*, 齐巍

(北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094)



摘 要: 加速度会使目标回波信号的频谱展宽甚至偏移,使传统脉冲雷达测速方法不能准确估计信号的多普勒频率.为了克服目标的加速度对脉冲雷达测速的影响,提出了一种基于经验小波变换(EWT)的径向加速度估计算法.对回波信号进行EWT变换和能量型频率主成分提取方法得到回波信号瞬时频率,并利用抗差最小二乘拟合得到相位高阶系数,进而估计目标径向加速度.利用估计的加速度对信号频谱进行补偿就能准确估计信号的多普勒频率.仿真表明EWT方法是一种高精度快速算法,且估计误差最接近待估参数的C-R下界.实测高速飞行器脉冲雷达I/Q数据验证表明,EWT算法估计的加速度精度优于 0.4 m/s^2 .该算法可应用于脉冲雷达实时加速度估计.

关键词: 径向加速度;非平稳信号;经验小波变换;瞬时频率;频率提取

中图分类号: V557.3; TN911.7

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0154-06

脉冲雷达测速通常采用细谱线跟踪技术,导弹等高动态目标的加速度和加加速度会使回波多普勒谱线展宽甚至出现混叠,导致雷达测速系统很难正确跟踪.因此为了提高脉冲雷达多普勒测速精度,估计目标的加速度和加加速度并进行相位补偿至关重要^[1-2].当目标作加速运动时,回波信号为相位具有高阶项的非平稳信号.目标加速度和加加速度分别对应于回波信号的二阶相位系数和三阶相位系数.常用非平稳信号参数估计的方法有时频分析和基于Hilbert-Huang变换(HHT)^[3]参数估计方法.

Wigner-Hough^[4]变换、Radon-Wigner^[5]变换、Radon-Ambiguity变换^[6-7]、分级傅里叶变换^[8-9]等时频分析方法需要进行一维搜索或二维搜索,计算量较大.经验模式分解(EMD)^[10-11]是一种适用于非平稳信号处理的新方法.信号通过EMD可分

解为不同的本征模态函数(IMF).IMF是Huang^[10]提出的一种调幅调频(AM-FM)信号,其目的是为了对IMF作Hilbert变换得到有意义的瞬时频率(IF).对分解得到的各级IMF作Hilbert变换即可得到对应的瞬时频率,再利用直接型主成分提取方法(DPCE)^[12]或能量型主成分提取方法(EPCE)^[13]就能从得到的各组瞬时频率中得到调频信号的频率主成分.在EMD的基础上,Wu等人提出了一种叫作总体经验模式分解(EE-EMD)^[14]的噪声辅助数据分析方法.EEMD能解决EMD的模式混叠(mode mixing)问题,同时对分解的IMF求总体平均,使分解更具有鲁棒性,但由于要进行多次EMD分解,也会有计算量大的问题.结合EMD的自适应性和小波分析的理论框架,Gilles提出了一种称为经验小波变换(EWT)^[15]的自适应信号处理方法.其核心思想

收稿日期: 2014-01-15; 录用日期: 2014-02-28; 网络出版时间: 2014-03-21 15:39

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0036.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101070); 总装备部预先研究资助项目

作者简介: 陈浩(1989—),男,湖北黄冈人,硕士生,chinnyhaochen@126.com

* 通讯作者: 郭军海(1968—),男,湖北宜昌人,研究员, gjchy@aliyun.com, 主要研究方向为外弹道测量数据处理方法研究、雷达信号处理.

引用格式: 陈浩, 郭军海, 齐巍, 等. 基于经验小波变换的目标加速度估计算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 154-159.
Chen H, Guo J H, Qi W. Estimation of target's acceleration based on empirical wavelet transform [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 154-159 (in Chinese).

是通过信号的 Fourier 谱进行自适应划分,建立合适的小波滤波器组来提取信号不同的 AM-FM 成分.对不同的信号成分作 Hilbert 变化可以得到有意义的瞬时频率,利用类似于 EMD 的 EPCE 方法就能提取到调频信号的瞬时频率.EWT 方法是在小波框架下建立的方法,所以其计算量远小于 EMD 方法,而且具有较强的鲁棒性.

1 经验小波变换

经验小波本质上是根据信号频谱特性选择的一组带通滤波器.为了确定带通滤波器的频率范围,对信号的 Fourier 谱进行分割.假设将 Fourier 支撑 $[0, \pi]$ 分割成 N 个连续的部分 $A_n = [w_{n-1}, w_n], n = 1, 2, \dots, N (w_0 = 0, w_N = \pi), w_n$ 选择为信号 Fourier 谱相邻两个极大值点之间的中点,那么 $\bigcup_{n=1}^N A_n = [0, \pi]$, 如图 1 所示.图中的过渡区域以 w_n 为中心,宽度为 $2\tau_n$.确定分割区间 A_n 后,根据 Meyer 小波确定的经验尺度函数和小波函数分别如式(1)和式(2)所示.

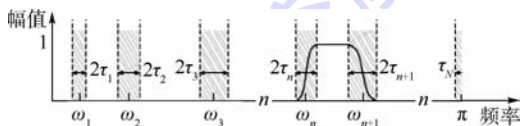


图 1 Fourier 坐标系的分割

Fig. 1 Partitioning of the Fourier axis

$$\hat{\phi}_n(w) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq w_n - \tau_n \\ \cos\left[\frac{\pi}{2}\beta\left(\frac{1}{2\tau_n}(|w| - w_n + \tau_n)\right)\right] & w_n - \tau_n \leq |\omega| \leq w_n + \tau_n \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

$$\hat{\psi}_n(w) = \begin{cases} 1 & w_n + \tau_n \leq |\omega| \leq w_{n+1} - \tau_{n+1} \\ \cos\left[\frac{\pi}{2}\beta\left(\frac{1}{2\tau_{n+1}}(|w| - w_{n+1} + \tau_{n+1})\right)\right] & w_{n+1} - \tau_{n+1} \leq |\omega| \leq w_{n+1} + \tau_{n+1} \\ \sin\left[\frac{\pi}{2}\beta\left(\frac{1}{2\tau_n}(|w| - w_n + \tau_n)\right)\right] & w_n + \tau_n \leq |\omega| \leq w_n + \tau_n \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\tau_n = \gamma w_n; \gamma < \min_n [(w_{n-1} - w_n) / (w_{n+1} + w_n)]$; $\beta(x) = x^4(35 - 84x + 70x^2 - 20x^3)$.

原始信号可被重构为

$$x(t) = W_x^e(0, t) * \phi_1(t) + \sum_{n=1}^N W_x^e(n, t) * \psi_n(t) \quad (3)$$

式中: $*$ 为卷积符号; $W_x^e(0, t)$ 为逼近系数; $W_x^e(n, t)$ 为 $x(t)$ 的经验小波变换, 经验模式 $x_k(t)$ 可定义为

$$x_0(t) = W_x^e(0, t) * \phi_1(t) \quad (4)$$

$$x_k(t) = W_x^e(n, t) * \psi_n(t) \quad (5)$$

2 基于 EWT 速度与加速度估计方法

2.1 问题分析

设脉冲雷达发射的单载频脉冲串信号为

$$s_r(t) = A \text{rect}\left(\frac{t - iT_r}{T}\right) \cos(2\pi f_c t + \phi_0) \quad (6)$$

$i = 1, 2, \dots, N$

式中, T_r 为脉冲持续时间; f_c 为载波频率; ϕ_0 为初始相位. 对应的回波信号为

$$s_r(t) = A_1 \text{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau_m}{T}\right) \cos[2\pi f_c t - \phi_d(t) + \phi_0] \quad (7)$$

式中, $\phi_d = 2\pi \int f_d(t) dt$; $f_d(t) = 2v(t)/\lambda$ 为多普勒频率, λ 为信号波长. 通过正交解调得到的输出信号为

$$X(t) = A_1 \text{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau_m}{T}\right) \exp(-\phi_d(t)) = A_1 \text{rect}\left(\frac{t - iT_r - \tau_m}{T}\right) \exp\left(-j2\pi \int f_d(t) dt\right) \quad (8)$$

假设积累 N 个脉冲, 每个脉冲采样一个点来求多普勒速度:

$$X(t) = A_1 \exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda} \int v(t) dt\right) \quad t = t_1, t_2, \dots, t_N \quad (9)$$

若在 $t_1 \sim t_N$ 内目标作加速运动, 速度近似为 $v(t) \approx v_0 + at + j_a/2t^2$, 则

$$X(t) = A_1 \exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda} \int (v_0 + at + \frac{1}{2}j_a t^2) dt\right) = A_1 \exp\left(-j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}k t^2 + \frac{1}{3}k_a t^3\right)\right) \quad t = t_1, t_2, \dots, t_N \quad (10)$$

式中, $f_0 = 2v_0/\lambda; k = 2a/\lambda; k_a = j_a/\lambda, a$ 为加速度, j_a 为加加速度, 此时回波的相位具有三阶相位系数.

2.2 频率主成分提取

令含噪回波信号的模型为

$$X(t) = A \exp\left(j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}k t^2 + k_a t^3\right)\right) + w(t) = A \exp\left(j2\pi\left(\frac{f_0}{N} n + \frac{1}{2} \frac{k}{N^2} n^2 + \frac{k_a}{N^3} n^3\right)\right) + w(t) \quad (11)$$

式中, A 为幅度; f_0 为初始频率; k 为二次相位系数; k_a 为三次相位稀疏; $w(t)$ 为引入 FM 信号中的高斯白噪声. 文中仿真信号设置 $A = 1$, $f_0 = 100$ Hz, $k = 400$, $k_a = 300$, 采样率 $f_s = 2500$ Hz.

对 $X(t)$ 作 EWT 变换得到不同的经验模式 $X_k(t)$, 即 $X(t) = \sum_k X_k(t)$. 对 $X_k(t)$ 作 Hilbert 变换, 可得

$$Y(t) = \frac{1}{\pi} \int \frac{X(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi} \int \sum_{i=1}^M X_i(\tau) \frac{1}{t - \tau} d\tau = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\pi} \int \frac{X_i(\tau)}{t - \tau} d\tau = \sum_{i=1}^M Y_i(\tau) \quad (12)$$

各经验模式的解析函数为

$$e_i(t) = X_i(t) + jY_i(t) = a_i(t)e^{j\theta_i(t)} \quad (13)$$

式中, $a_i(t)$ 为瞬时幅度; $\theta_i(t)$ 为瞬时相位; 且

$$\begin{cases} a_i(t) = \sqrt{X_i^2(t) + Y_i^2(t)} \\ \theta_i(t) = \arctan\left(\frac{Y_i(t)}{X_i(t)}\right) \end{cases} \quad (14)$$

则原信号可表示为

$$X(t) = \operatorname{Re} \sum_{j=1}^M a_j(t) \exp[i\theta_j(t)] = \operatorname{Re} \sum_{j=1}^M a_j(t) \exp\left[i2\pi \int f_j(t) dt\right] \quad (15)$$

式中 $f_j(t)$ 为第 j 个经验模式的瞬时频率. 得到 M 组瞬时频率 $f_j(t)$ 后, 可利用基于能量型主成分提取方法来提取信号的频率主成分. 对于同一时刻 τ , 选出各 IMF 在时刻 τ 对应的瞬时幅度最大值 a_k 对应的经验模式的瞬时频率作为频率主成分, 即

$$k(t) = \arg \max_j a_j(t) \Big|_{t=\tau} \quad (16)$$

则信号的瞬时频率为 $f(t) = f_{k(t)}(t)$.

2.3 基于 EWT 的参数估计性能分析

在利用 EWT 变换进行 FM 信号参数估计时, 实际得到的是一组信号的瞬时频率点 $f(t)$:

$$f(t) = f_0 + kt + 3k_a t^2 + e(t) \quad (17)$$

式中 $e(t)$ 为频率噪声. EWT 变换等价于一组带通滤波器, EWT 变换得到的不同 IMF 的瞬时频率分属不同的频率区间. 通过频率主成分提取方法可将不同频率区间内的瞬时频率点提取出来, 频率噪声仅与信号的信噪比相关. 利用最小二乘方法可以对参数 $\alpha = (f_0, k, k_a)$ 进行估计, 因此参数的估计精度仅与回波信号的信噪比相关. 由最小二乘估计的性质可知, 估计量 $\hat{\alpha}$ 为参数 α 的线性无偏估计. 根据式 (13) 确定待估参数的 C-R 下界^[16]为

$$\operatorname{var}(\hat{f}_0) \geq \frac{\sigma^2}{\pi^2} \cdot$$

$$\frac{75N(4N^6 - 12N^5 + 4N^4 + 12N^3 - 11N^2 + 3N + 2)}{(N^2 - 1)(N - 3)(2N - 1)(N^2 - N + 3)} \quad (18)$$

$$\operatorname{var}(\hat{\mu}) \geq \frac{\sigma^2}{\pi^2} \cdot$$

$$\frac{720N^3(4N^2 - 1)(2N - 3)}{(N^2 - 1)(N^2 - 4)(N - 3)(N^2 - N + 3)} \quad (19)$$

$$\operatorname{var}(\hat{k}_a) \geq \frac{\sigma^2}{\pi^2} \cdot$$

$$\frac{2100N^5(3N^2 - 3N + 2)}{(N^2 - 1)(N^2 - 4)(N - 3)(2N - 1)(N^2 - N + 3)} \quad (20)$$

EWT 方法是一种小波分析算法, 利用 Mallat 算法^[17]可实现快速计算. 而传统的 FRFT 方法是二维搜索算法, 其计算量远大于 EWT 算法, 导致数据处理速度较慢. 因此, EWT 算法比 FRFT 算法更适用于实时数据处理.

3 仿真与分析

3.1 理论数据仿真

理论仿真分为 2 部分. 第 1 部分仅考虑信号具有二次相位项.

$$f(t) = \exp\left(j2\pi\left(100t + \frac{1}{2} \cdot 400t^2\right)\right) + w(t) \quad (21)$$

式中 $w(t)$ 为加性高斯白噪声.

图 2(a) 为信号经 EWT 变换后得到的各个经验模式, 图 2(b) 为信噪比等于 10 dB 时用 EWT 方法提取的频率主成分. 从图 2(b) 可以看出利用 EWT 方法提取的频率主成分受噪声干扰较小, 绝大部分瞬时频率点都分布在瞬时频率直线两端. 图 3、图 4 分别为 5 dB < 信噪比 < 15 dB 时, 分别用 EWT, EEMD-PCA 和分数阶傅里叶变换 (FRFT) 方法 Monte Carlo 仿真 50 次得到的一次、二次相位系数估计均方根误差 (RMSE) 图, 并将各参数估计误差与 C-R 下界作比较. 从图 3、图 4 中可以看出, 基于 EWT 的参数估计方法估计精度要远远高于传统的 FRFT 方法和 EEMD-PCA 方法. 传统的 FRFT 方法在估计线性调频 (LFM) 信号初始频率和高阶相位系数时, 其估计精度主要受采样点数 N 和旋转角度搜索间隔决定, 受信噪比影响不大, 因此图中 FRFT 方法估计的参数误差随信噪比变化不大. EWT 方法估计的参数误差最为接近 C-R 下界, 且随着信噪比的增大, EWT 逐渐逼近于 C-R 下界. 同等硬件条件下 EWT 方法运行一

次的计算时长为 0.0079 s, FRFT 方法的计算时长为 2.711 s, EEMD 方法的计算时长为 6.328 s. EWT 算法由于采用了 Mallat 小波快速算法, 计算速度要远远快于 FRFT 方法和 EEMD 方法.

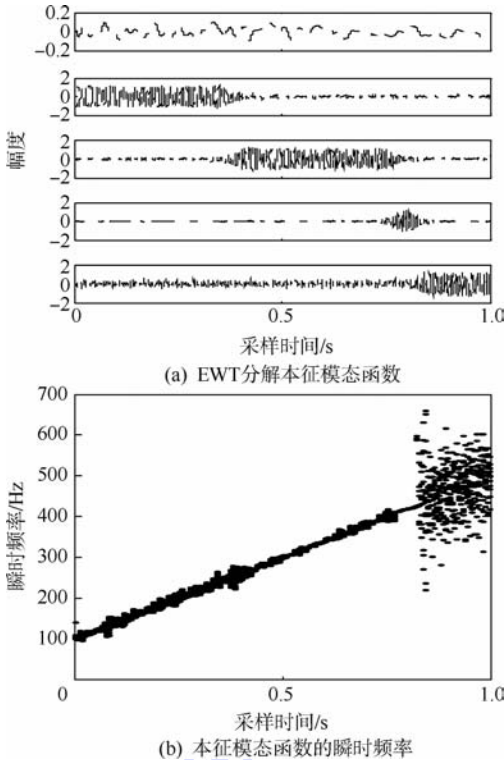


图 2 利用经验小波变换(EWT)算法得到的经验模式和瞬时频率

Fig. 2 Estimated intrinsic mode functions (IMF) and instantaneous frequency (IF) using empirical wavelet transform (EWT) method

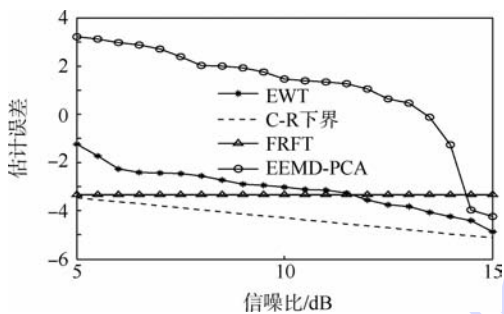


图 3 一次相位系数 f_0 估计误差

Fig. 3 Estimating error of coefficient f_0

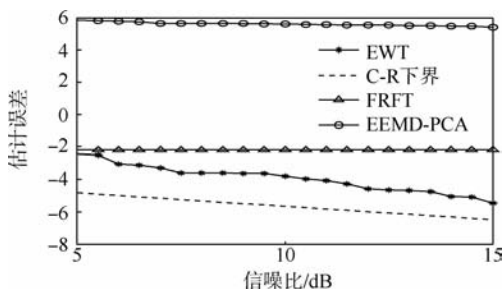


图 4 二次相位系数 k 估计误差

Fig. 4 Estimating error of coefficient k

考虑三阶相位项时, 假设 $k_a = 300$, 则

$$x(t) = \exp\left(j2\pi\left(100t + \frac{1}{2} \cdot 400t^2 + \frac{1}{3} \cdot 300t^3\right)\right) + w(t) \quad (22)$$

用本文的方法提取得到的瞬时频率如图 5 所示, 对获取的频率点用抗差最小二乘拟合可估计各阶相位系数. 对具有三阶相位项非平稳信号, 传统的 FRFT 方法不再适用. 因此, 将基于 EWT 方法的参数估计的估计误差与 EEMD-PCA 方法和各待估参数的 C-R 下界作比较. 一二阶相位系数估计误差与 3.1 节类似, 三次相位项的估计误差如图 6 所示. 信号的瞬时频率为二次曲线, 从图 5 可以看出, 提取的瞬时频率集中点分布在二次曲线两侧. 从图 6 中可以看出, 利用本文提出的方法估计得到的信号的三次相位系数估计精度最接近 C-R 下界, 且随着信噪比的提高, 逐渐逼近于 C-R 下界.

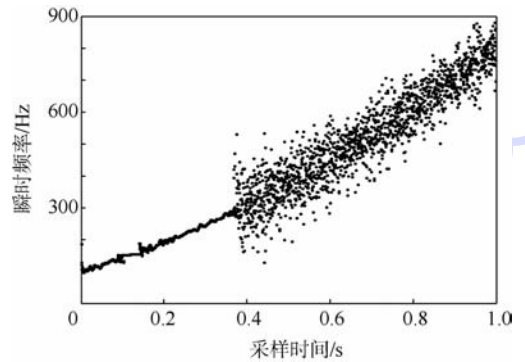


图 5 具有三阶相位系数信号的瞬时频率

Fig. 5 Estimated instantaneous frequency (IF) of signal with the third order phase coefficients

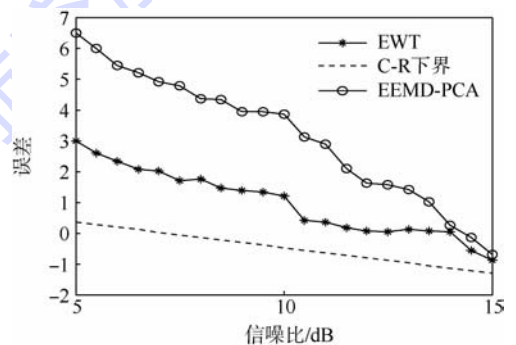


图 6 三阶相位系数估计误差

Fig. 6 Estimating error of the third order phase coefficient

3.2 实测数据仿真

利用某 C 波段窄带脉冲雷达测量得到的飞行器主动段数据进行仿真. 为了满足目标作加速运动或加加速度运动的假设, 仅积累 50 个回波的 I/Q 数据作为滑动窗口, 每个回波采一个点, 窗口

每次滑动一个点. 利用本文的加速度估计算法得到的加速度作相位补偿估计的速度误差如图7所示. 利用真实速度作21点中心平滑得到的加速度均方根误差为 0.03 m/s^2 , 将本文得到的加速度与速度中心平滑得到加速度误差如图8所示. 从图中可以看出, 利用本文的方法估计的加速度进行相位补偿效果很好, 使估计的速度误差小于 0.05 m/s , 最大加速度误差小于 0.4 m/s^2 .

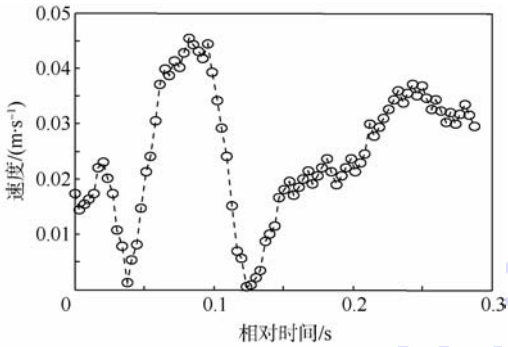


图7 加速度补偿后的速度误差

Fig.7 Velocity error after acceleration compensation

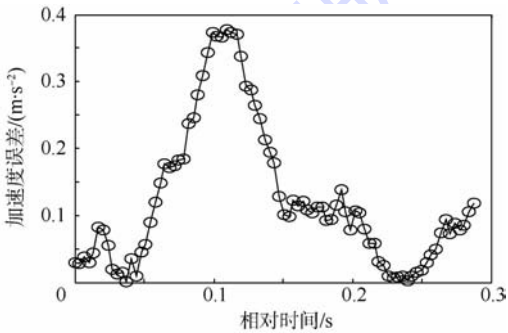


图8 实测数据加速度误差

Fig.8 Estimated acceleration error of measured data

4 结论

本文在经验小波变换的基础上, 提出 EWT 方法对目标径向加速度进行估计, 仿真和理论数据对该算法进行验证表明:

1) 仿真表明该算法在不同的信噪比条件下均能以较高的精度估计信号的参数, 估计精度高于传统 FRFT 算法和 EEMD 算法, 且估计误差逼近于 C-R 下界;

2) 计算速度要远远快于传统算法;

3) 脉冲雷达实测 I/Q 数据表明, 该算法估计的加速度误差小于 0.4 m/s^2 , 加速度的补偿后估计的速度误差小于 0.05 m/s .

参考文献 (References)

[1] 袁斌, 陈曾平, 徐世友, 等. 基于距离单元筛选快速最小熵的含旋转部件目标相位补偿方法[J]. 电子与信息学报, 2013,

35(5):1128-1134.

Yuan B, Chen Z P, Xu S Y, et al. Phase compensation for targets with rotating parts based on range bins selection in fast minimum entropy[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(5):1128-1134 (in Chinese).

[2] 夏猛, 杨小牛. 基于三次相位补偿的运动目标参数估计[J]. 电子科技大学学报, 2013, 42(4):559-564.

Xia M, Yang X N. Parameter estimation for moving target based on three-phase compensation[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2013, 42(4):559-564 (in Chinese).

[3] Cao S, Bing P, Lu J, et al. Seismic data time-frequency analysis by the improved Hilbert-Huang transform[J]. Oil Geophysical Prospecting, 2013, 48(2):246-254.

[4] Wang Z Z, Liu F, Huang Y, et al. Digitized periodic wigner-hough transform and its performance analysis[J]. Telecommunications Engineering, 2012, 52(9):1452-1458.

[5] 欧国建, 陈玲珑, 何俞璟. 一种多分量 LFM 信号参数估计的快速仿真算法[J]. 重庆邮电大学学报: 自然科学版, 2013, 25(4):459-463.

Ou G J, Chen L L, He Y J. A simulation fast algorithm for parameters estimation of the multicomponent LFM signals[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2013, 25(4):459-463 (in Chinese).

[6] Yu Y. Detection and parameter estimation of linear frequency modulated signals based on radon transform[J]. Journal of Modern Defence Technology, 2013, 41(1):136-141.

[7] Zhu Y W, Zhao Y J, Jia W G. Fast parameter estimation method for LFM signal based on ambiguity function slice and FrFT[J]. Journal of Information Engineering University, 2012, 13(2):218-223.

[8] Mohindru P, Khanna R K R, Bhatia S S. Analysis of chirp signal with fractional Fourier transform[J]. Majlesi Journal of Multimedia Processing, 2013, 2(1):314-322.

[9] Dinç E, Duarte F B, Machado J A T, et al. Application of continuous wavelet transform to the analysis of the modulus of the fractional Fourier transform bands for resolving two component mixture[J]. Signal, Image and Video Processing, 2013, 21(10):1-7.

[10] Huang N E. The empirical modedecomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis[J]. Proceedings of Royal Society of London, 1998, A4(54):903-995.

[11] Flandrin P, Rilling G, Goncalves P. Empirical mode decomposition as a filter bank[J]. Signal Processing Letters, IEEE, 2004, 11(2):112-114.

[12] 崔华. 一种新的线性调频信号的瞬时频率估计方法[J]. 计算机应用研究, 2008, 25(8):2532-2533.

Cui H. New method for instantaneous frequency estimations of LFM signals[J]. Application Research of Computers, 2008, 25(8):2532-2533 (in Chinese).

[13] 王燕, 邹男, 付进, 等. 基于局部瞬时能量密度级的瞬态信号检测方法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(7):1720-1724.

Wang Y, Zou N, Fu J, et al. Transient signal detection method based on partial instantaneous energy density level[J]. Journal

- of Electronics & Information Technology, 2013, 35 (7) : 1720-1724 (in Chinese).
- [14] Wu Z H, Huang N E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise assisted data analysis method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009, 1(1) : 1-41.
- [15] Gilles J. Empirical wavelet transform[J]. IEEE Transactions in Signal Processing, 2013, 61 (16) : 3999-4010.
- [16] Steven M K. Fundamentals of statistical signal processing, Volume I: estimation theory[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006: 25-39.
- [17] 成礼智. 小波的理论及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 75-88.
- Cheng L Z. Theories and applications of wavelet[M]. Beijing: Science Press, 2009: 75-88 (in Chinese).

Estimation of target's acceleration based on empirical wavelet transform

CHEN Hao, GUO Junhai*, QI Wei

(Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: Target's accelerations lead to spectrum shift and broadening of target's echo signal, resulting in the inaccuracy estimation of target's Doppler frequency with traditional pulse radar velocity measurement method. To overcome the effect of acceleration on pulse radar velocity measurement, an empirical wavelet transform (EWT) based radial acceleration estimation method was proposed. The instantaneous frequency of the echo signal can be extracted through EWT and energy-oriented principal frequency components extraction method. The high order coefficients of the phase were obtained through robust least square fitting on the instantaneous frequency, which correspond to the radial velocity and radial acceleration respectively. After compensating the echo signal with estimated accelerations, the Doppler frequency of echo signal can be accurately estimated. Simulations show that the EWT method is a fast algorithm with high estimation accuracy, and the estimation error is close to Cramer-Rao lower bound. Applying EWT method on measured pulse radar data of high speed vehicle, the estimated acceleration error is smaller than 0.4 m/s^2 . EWT method is applicable in real time pulse radar acceleration estimation.

Key words: radial acceleration; non-stationary signal; empirical wavelet transform; instantaneous frequency; frequency extraction

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0039

双机协同无源目标跟踪轨迹优化

冉华明, 周锐*, 吴江, 董卓宁

(北京航空航天大学 飞行器控制一体化技术重点实验室, 北京 100191)



摘 要: 针对双机协同无源跟踪精度要求较高的问题, 根据双机与目标的几何态势, 分析了双机几何态势对双机无源探测精度的影响, 给出了位置精度因子(PDOP)的公式, 得出了双机的最优几何配置. 提出了双机协同无源目标跟踪系统的控制结构, 采用扩展信息滤波(EIF)对目标状态进行估计, 以信息熵最大为轨迹优化的最优性能指标, 采用了滚动时域优化(RHO)来实时地控制飞机的运动. 仿真结果表明, 该轨迹优化算法能够使飞机按满足最优几何配置的轨迹飞行, 说明基于PDOP的最优几何配置的正确性, 降低目标位置的估计误差, 提高双机协同无源跟踪的精度.

关键词: 协同无源跟踪; 位置精度因子; 扩展信息滤波; 滚动时域优化; 轨迹优化

中图分类号: V323.19

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0160-07

在现代空战中, 随着电子干扰技术的发展, 机载雷达所处的电磁环境变得越来越复杂, 使得机载雷达的探测能力大大地降低, 同时使得战斗机受到的威胁度大大地提高. 机载红外探测跟踪系统属于无源探测跟踪系统, 由于不向外辐射电磁波, 使其具备不易受干扰和隐蔽探测等优点, 但其只能探测目标对的角度信息, 不能直接探测目标的距离信息.

双机协同无源目标跟踪利用两架飞机各自的位置信息和探测出的目标角度信息, 再根据目标定位模型和滤波算法, 计算出目标的状态. 如何衡量和提高双机无源探测跟踪的精度是国内外学者研究的无源探测跟踪的一个重要方向. 目前国内外对双站协同无源探测的精度分析主要集中在如何静态地配置基站来提高定位精度这方面, 文献[1-4]给出了双机测向交叉定位造成的模糊区的

计算方法, 对测向定位精度进行分析, 研究了间距、目标位置、测角精度以及平台测量误差对定位精度的影响, 得出了几何精度因子(GDOP)等高线, 但它们都只考虑飞机静止时的情况, 未考虑飞机如何根据最优配置来规划轨迹的问题.

未来空战中, 飞机所处的环境复杂多变, 事先规划的航路不能很好地满足作战要求, 如何根据战场环境的变化实时地规划飞机的轨迹就显得尤为重要. 文献[5]提出了一种基于遗传算法的在不确定环境下的无人机轨迹设计方法. 文献[6]研究了动态环境下基于市场策略的分布特点的多飞机的轨迹设计. 文献[7]对双机执行协同探测任务, 提出一种闭环控制方法, 能够达到探测精度的要求. 文献[8-9]提出了一种基于滚动时域控制方法的无人机轨迹设计方法. 文献[10-12]研究了对静止目标的跟踪轨迹设计, 分析得到轨迹最终收

收稿日期: 2014-01-19; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-05-07 11:05

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0039.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61273349, 61175109, 61203223, 61333004); 航空科学基金资助项目(2011ZC13001, 2013ZA18001); 北航基本科研业务费资助项目(YWF-14-ZDHXY-03)

作者简介: 冉华明(1990—), 男, 重庆人, 硕士生, ranhuaming7245@163.com

* 通讯作者: 周锐(1968—), 男, 湖北钟祥人, 教授, zhr@buaa.edu.cn, 主要研究方向为无人机自主控制, 飞行器智能决策、管理与控制.

引用格式: 冉华明, 周锐, 吴江, 等. 双机协同无源目标跟踪轨迹优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 160-166.

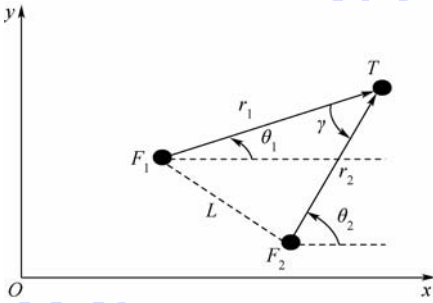
Ran H M, Zhou R, Wu J, et al. Trajectory optimization of two aircrafts in collaborative passive target tracking[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 160-166 (in Chinese).

敛于安全半径上,且双机视线夹角成 90° . 文献 [13] 研究了双机协同对对面目标攻击的轨迹设计,使两架飞机先分开成 90° 靠近目标,提出了一种反馈的轨迹设计方法. 文献 [14] 研究了双机几何配置对协同定位的影响,得出了双机的最优几何配置,并分别采用滚动时域优化 (RHO) 和基于导引势场法的目标跟踪闭环反馈混合控制策略来控制飞机的轨迹. 但文献 [10-13] 中只是针对静止目标和速度相对飞机速度较小的目标来进行协同轨迹优化,未对目标速度较大的情况进行讨论和分析.

本文分析了双机协同无源跟踪的精度,并基于此对双机协同轨迹进行了优化.

1 双机协同无源探测位置精度因子分析

双机协同无源探测跟踪系统飞机与目标的几何态势如图 1 所示.



F_1, F_2 —己方飞机; T —目标飞机; L —己方飞机之间的距离; r_1, r_2 —己方飞机与目标的距离; θ_1, θ_2 —己方飞机对目标的方位角; γ —己方飞机相对目标的视线夹角.

图 1 飞机与目标的几何态势

Fig. 1 Geometric situation of aircrafts to target

两架飞机对目标的方位角的测量值分别为 $\tilde{\theta}_1$ 和 $\tilde{\theta}_2$, 分别存在相互独立的服从零均值高斯分布的角度测量误差 $\delta(\theta_1)$ 和 $\delta(\theta_2)$, 其方差分别为 $\sigma_{\theta_1}^2, \sigma_{\theta_2}^2$, 飞机自身定位系统得到的自身的位置测量值为 $(\tilde{x}_1, \tilde{y}_1)$ 和 $(\tilde{x}_2, \tilde{y}_2)$, 分别存在相互独立的服从零均值高斯分布的位置测量误差 $\delta(x_1)$, $\delta(y_1)$ 和 $\delta(x_2), \delta(y_2)$, 其方差分别为 $\sigma_{x_1}^2, \sigma_{y_1}^2, \sigma_{x_2}^2, \sigma_{y_2}^2$. 则有

$$\begin{cases} \tilde{\theta}_1 = \theta_1 + \delta(\theta_1) \\ \tilde{\theta}_2 = \theta_2 + \delta(\theta_2) \\ \tilde{x}_1 = x_1 + \delta(x_1) \\ \tilde{y}_1 = y_1 + \delta(y_1) \\ \tilde{x}_2 = x_2 + \delta(x_2) \\ \tilde{y}_2 = y_2 + \delta(y_2) \end{cases} \quad (1)$$

两架飞机相对目标的视线的夹角为

$$\gamma = \theta_2 - \theta_1 \quad (2)$$

飞机的观测方位角满足以下方程:

$$\begin{cases} \tan \tilde{\theta}_1 = \frac{y_T - \tilde{y}_1}{x_T - \tilde{x}_1} \\ \tan \tilde{\theta}_2 = \frac{y_T - \tilde{y}_2}{x_T - \tilde{x}_2} \end{cases} \quad (3)$$

则可得出目标的位置:

$$\begin{cases} x_T = \frac{(\tilde{y}_1 - \tilde{y}_2) \cos \tilde{\theta}_1 \cos \tilde{\theta}_2}{\sin(\tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_1)} + \frac{\tilde{x}_2 \cos \tilde{\theta}_1 \sin \tilde{\theta}_2 - \tilde{x}_1 \sin \tilde{\theta}_1 \cos \tilde{\theta}_2}{\sin(\tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_1)} \\ y_T = \frac{(\tilde{x}_2 - \tilde{x}_1) \sin \tilde{\theta}_1 \sin \tilde{\theta}_2}{\sin(\tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_1)} - \frac{\tilde{y}_2 \sin \tilde{\theta}_1 \cos \tilde{\theta}_2 + \tilde{y}_1 \cos \tilde{\theta}_1 \sin \tilde{\theta}_2}{\sin(\tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_1)} \end{cases} \quad (4)$$

根据泰勒公式, 可将 x_T, y_T 在真实值 $(\theta_1, \theta_2, x_1, x_2, y_1, y_2)$ 处进行展开, 并只保留一阶项, 得到目标 x 方向和 y 方向估计误差:

$$\begin{aligned} \delta(x_T) &\approx \frac{\partial x_T}{\partial \theta_1} \delta(\theta_1) + \frac{\partial x_T}{\partial x_1} \delta(x_1) + \frac{\partial x_T}{\partial y_1} \delta(y_1) + \\ &\frac{\partial x_T}{\partial \theta_2} \delta(\theta_2) + \frac{\partial x_T}{\partial x_2} \delta(x_2) + \frac{\partial x_T}{\partial y_2} \delta(y_2) = \\ &\frac{r_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \delta(\theta_1) + \frac{-\sin \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \delta(x_1) + \\ &\frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \delta(y_1) + \frac{-r_2 \cos \theta_1}{\sin \gamma} \delta(\theta_2) + \\ &\frac{\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \delta(x_2) + \frac{-\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \delta(y_2) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \delta(y_T) &\approx \frac{\partial y_T}{\partial \theta_1} \delta(\theta_1) + \frac{\partial y_T}{\partial x_1} \delta(x_1) + \frac{\partial y_T}{\partial y_1} \delta(y_1) + \\ &\frac{\partial y_T}{\partial \theta_2} \delta(\theta_2) + \frac{\partial y_T}{\partial x_2} \delta(x_2) + \frac{\partial y_T}{\partial y_2} \delta(y_2) = \\ &\frac{r_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \delta(\theta_1) + \frac{-\sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \delta(x_1) + \\ &\frac{\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \delta(y_1) + \frac{-r_2 \sin \theta_1}{\sin \gamma} \delta(\theta_2) + \\ &\frac{\sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \delta(x_2) + \frac{-\sin \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \delta(y_2) \end{aligned} \quad (6)$$

根据飞机与目标的几何关系, 可得飞机距目标的距离为

$$\begin{cases} r_1 = \frac{(y_1 - y_2) \cos \theta_2 + (x_2 - x_1) \sin \theta_2}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \\ r_2 = \frac{(y_1 - y_2) \cos \theta_1 + (x_2 - x_1) \sin \theta_1}{\sin(\theta_2 - \theta_1)} \end{cases} \quad (7)$$

因为测量误差都为零均值高斯噪声,根据式(7),分别对式(5)和式(6)求方差:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_{x_T}^2 = \left(\frac{r_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{\theta_1}^2 + \left(\frac{-\sin \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \\ \left(\frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{y_1}^2 + \left(\frac{-r_2 \cos \theta_1}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{\theta_2}^2 + \\ \left(\frac{\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{x_2}^2 + \left(\frac{-\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{y_2}^2 \\ \sigma_{y_T}^2 = \left(\frac{r_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{\theta_1}^2 + \left(\frac{-\sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \\ \left(\frac{\cos \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{y_1}^2 + \left(\frac{-r_2 \sin \theta_1}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{\theta_2}^2 + \\ \left(\frac{\sin \theta_1 \sin \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{x_2}^2 + \left(\frac{-\sin \theta_1 \cos \theta_2}{\sin \gamma} \right)^2 \sigma_{y_2}^2 \end{array} \right. \quad (8)$$

对于双机协同探测跟踪系统,位置精度因子(PDOP)是一种常见的衡量探测精度的指标^[14,15],在本文中,PDOP可表示为

$$\text{PDOP} = \sqrt{\sigma_{x_T}^2 + \sigma_{y_T}^2} = \left(\frac{r_1^2 \sigma_{\theta_1}^2 + \sigma_{x_1}^2 \sin^2 \theta_1}{\sin^2 \gamma} + \frac{\sigma_{y_1}^2 \cos^2 \theta_1 + r_2^2 \sigma_{\theta_2}^2 + \sigma_{x_2}^2 \sin^2 \theta_2 + \sigma_{y_2}^2 \cos^2 \theta_2}{\sin^2 \gamma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

如果 $\sigma_{x_1}^2 = \sigma_{x_2}^2 = \sigma_{y_1}^2 = \sigma_{y_2}^2 = \sigma_r^2$, $\sigma_{\theta_1}^2 = \sigma_{\theta_2}^2 = \sigma_{\theta}^2$, 即两飞机的角测量误差的方差和自身定位误差的方差分别相同,则有

$$\text{PDOP} = \sqrt{\frac{r_1^2 + r_2^2}{\sin^2 \gamma} \sigma_{\theta}^2 + \frac{2}{\sin^2 \gamma} \sigma_r^2} \quad (10)$$

如果两架飞机的某种几何态势能使 PDOP 最小,则相应的目标估计精度也就达到最优^[14].由式(10),在飞机红外搜索跟踪系统的角测量方差和飞机自身定位位置测量方差一定的情况下,PDOP的大小与飞机距目标的距离以及两架飞机相对目标的视线的夹角有关,双机协同无源探测的最优的飞机配置为

$$[r_1^*, r_2^*, \gamma^*] = \arg \min_{\substack{r_1, r_2 \in [r_{\min}, \infty) \\ \gamma \in [0, \pi]}} \text{PDOP}^2 = [r_{\min}, r_{\min}, \pi/2] \quad (11)$$

式中, r_{\min} 为飞机能够靠近目标的安全距离.式(11)说明为了提高探测精度,两架飞机应该尽可能地靠近目标,并保持 $\pi/2$ 的视线夹角.

2 双机协同无源跟踪轨迹优化

双机协同无源目标跟踪系统的控制结构如图2所示.融合中心根据两架飞机传输的目标角度测量信息和自身定位信息,根据目标的运动模

型以及系统的观测方程,采用一定的滤波方法,估算出目标的状态;指挥中心根据估算出的目标状态以及飞机的状态计算某种轨迹规划的性能指标,再根据优化算法对指标进行优化求解,解算出两架飞机各自的协同无源跟踪控制输入量,飞机再根据各自的控制输入来控制飞机的运动.

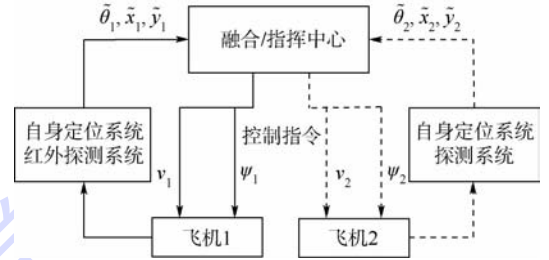


图2 双机协同无源目标跟踪系统的控制结构
Fig.2 Control structure of two aircrafts' collaborative passive target tracking system

2.1 双机协同无源跟踪建模

系统的状态向量为 $\mathbf{X} = [x_T, \dot{x}_T, y_T, \dot{y}_T]^T$. 其中, (x_T, y_T) 为目标的位置, (\dot{x}_T, \dot{y}_T) 为目标的速度. 则目标的运动模型为

$$\mathbf{X}_k = \Phi_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \Gamma_{k-1} \mathbf{w}_{k-1} \quad (12)$$

式中, \mathbf{X}_k 为 k 时刻的状态向量; $\Phi_{k,k-1}$ 为 $k-1$ 时刻到 k 时刻的状态转移矩阵; \mathbf{X}_{k-1} 为 $k-1$ 时刻的状态向量; Γ_{k-1} 为 $k-1$ 时刻噪声输入矩阵. 假设目标做匀速直线运动,在加速度方向上有过程噪声,采样时间间隔为 ΔT ,则

$$\Phi_{k,k-1} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\Gamma_{k-1} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta T^2}{2} & \Delta T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\Delta T^2}{2} & \Delta T \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$\mathbf{w}_k = [w_{1k}, w_{2k}]^T$ 为零均值不相关的高斯白噪声,其方差阵为

$$\mathbf{Q}_k = \text{diag}(\omega_{1k}^2, \omega_{2k}^2) \quad (15)$$

k 时刻第 i 架飞机对目标的方位角的真实值为

$$h_i(k, \mathbf{X}_k) = \theta_{ik} = \arctan \frac{y_T(k) - y_i(k)}{x_T(k) - x_i(k)} \quad i=1,2 \quad (16)$$

则可得到系统的观测方程为

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{h}(k, \mathbf{X}_k) + \mathbf{v}_k \quad (17)$$

式中, $\mathbf{Z}_k = [\tilde{\theta}_{1k}, \tilde{\theta}_{2k}]^T$ 为 k 时刻的双机协同观测向量值; $\mathbf{h}(k, \mathbf{X}_k) = [h_1(k, \mathbf{X}_k), h_2(k, \mathbf{X}_k)]^T$ 为 k 时刻的双机协同观测函数,这是一个非线性函数,

对其进行线性化处理,得其 Jacobian 矩阵:

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} -\frac{y_T(k) - y_1(k)}{r_1^2} & 0 & \frac{x_T(k) - x_1(k)}{r_1^2} & 0 \\ -\frac{y_T(k) - y_2(k)}{r_2^2} & 0 & \frac{x_T(k) - x_2(k)}{r_2^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$\mathbf{v}_k = [v_{1k}, v_{2k}]^T$ 为零均值不相关的高斯白噪声,其方差阵为

$$\mathbf{R}_k = \text{diag}(v_{1k}^2, v_{2k}^2) \quad (19)$$

2.2 基于扩展信息滤波的目标状态估计

扩展信息滤波(EIF)是结合了扩展卡尔曼滤波(EKF)和信息滤波(IF)的优点的基础上发展起来的针对非线性系统的滤波方法^[16],卡尔曼滤波中使用状态估计 $\hat{\mathbf{x}}$ 及方差 \mathbf{P} 进行滤波计算,而信息滤波利用信息状态 $\hat{\mathbf{y}}$ 及费歇信息 \mathbf{Y} 进行滤波计算,其中, $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{P}^{-1}\hat{\mathbf{x}}$, $\mathbf{Y} = \mathbf{P}^{-1}$. 扩展信息滤波的预测和估计过程如下:

1) 预测过程.

$$\begin{cases} \mathbf{Y}(k | k - 1) = \\ \quad [\Phi_{k,k-1} \mathbf{Y}^{-1}(k - 1 | k - 1) \Phi_{k,k-1}^T + \Gamma_k^T \mathbf{Q}_k \Gamma_k]^{-1} \\ \hat{\mathbf{y}}(k | k - 1) = \\ \quad \mathbf{Y}(k | k - 1) \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}(k - 1 | k - 1) \end{cases} \quad (20)$$

式中, $\hat{\mathbf{x}}(k | k - 1) = \mathbf{Y}^{-1}(k | k - 1) \hat{\mathbf{y}}(k | k - 1)$ 为 $k - 1$ 时刻到 k 时刻的状态预测值.

2) 估计过程.

$$\begin{cases} \mathbf{Y}(k | k) = \mathbf{Y}(k | k - 1) + \sum_{i=1}^n \mathbf{I}_i(k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k | k) = \hat{\mathbf{y}}(k | k - 1) + \sum_{i=1}^n \mathbf{i}_i(k) \\ \mathbf{I}_i(k) = \mathbf{H}_{ik}^T \mathbf{R}_{ik}^{-1} \mathbf{H}_{ik} \\ \mathbf{i}_i(k) = \mathbf{H}_{ik}^T \mathbf{R}_{ik}^{-1} [\mathbf{z}_{ik} + \mathbf{H}_{ik} \hat{\mathbf{x}}(k | k - 1) - \mathbf{h}_i(k, \hat{\mathbf{x}}(k | k - 1))] \end{cases} \quad (21)$$

式中, \mathbf{z}_{ik} 为 k 时刻第 i 架飞机的观测向量; n 为信息滤波节点个数,本文中, $n = 2$.

则 k 时刻目标状态的最终估计结果为

$$\hat{\mathbf{x}}(k | k) = \mathbf{Y}^{-1}(k | k) \hat{\mathbf{y}}(k | k) \quad (22)$$

2.3 控制指标的选取

双机协同无源跟踪的主要任务就是提高目标的估计精度,本文用信息熵作为双机协同轨迹控制的优化指标^[14]:

$$J = \frac{1}{2} \ln[(2\pi e)^2 |\mathbf{Y}|] \quad (23)$$

信息熵越大,则飞机的精度就越高,飞机的最优控制就是找到飞机最优速度和航向角输入,使

得控制指标最大,即

$$\boldsymbol{\psi}^*, \mathbf{v}^* = \max_{\boldsymbol{\psi}, \mathbf{v}} J \quad (24)$$

式中, $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1, \psi_2]^T$ 为飞机的航向角; $\mathbf{v} = [v_1, v_2]^T$ 为飞机的速度.

同时,在对飞机进行控制时,还应该考虑飞机的性能约束:

$$\begin{cases} v_{\min} \leq v_i \leq v_{\max} \\ |\dot{\psi}_i| \leq \omega_{\max} \\ |\dot{v}_i| \leq a_{\max} \end{cases} \quad (25)$$

式中, v_i 为飞机速度; v_{\min} 为飞机的最小速度; v_{\max} 为飞机的最大速度; $\dot{\psi}_i$ 为飞机的角速度; ω_{\max} 为飞机的最大角速度; \dot{v}_i 为飞机的加速度; a_{\max} 为飞机的最大加速度.

双机协同无源跟踪时还应该考虑飞机自身的安全,即飞机与目标的距离应不小于安全距离,本文取安全距离为目标的导弹的最大发射距离,则安全约束可表示为

$$r_i \geq R_{M_{\max}} \quad i = 1, 2 \quad (26)$$

式中 $R_{M_{\max}}$ 为目标的导弹的最大发射距离.

2.4 基于 RHO 的双机协同轨迹优化

双机协同无源探测轨迹优化问题是一个多约束的单目标优化问题,本文采用了滚动时域优化来进行最优求解^[8,14]. RHO 来源于滚动时域控制(RHC),在每一个采样时刻,优化指标只考虑从该时刻起的未来某一段时间,根据系统运动模型来预测系统未来一段时间内的状态,并利用该状态来计算优化指标,从而建立一个优化问题,求解该优化问题,最终得到最优控制序列.当到了下一个采样时刻时,重复上一过程,随着时间的增加,整个过程如此反复滚动进行.双机协同无源目标跟踪所处的环境是动态不确定的,全程的轨迹优化设计是不切实际的,轨迹需要不断地更新优化设计,而滚动时域优化的优点表明其可以很好地满足这些要求.

滚动时域优化方法步骤如下.

1) 由 k 时刻目标的状态 $\mathbf{X}_T[k]$,对将来 t_r 步内的目标状态进行预测,估计得到目标的状态序列:

$$\hat{\mathbf{X}}_T[k:k+t_r] = \{\mathbf{X}_T[k], \hat{\mathbf{X}}_T[k+1], \dots, \hat{\mathbf{X}}_T[k+t_r]\} \quad (27)$$

由 k 时刻飞机的状态 $\mathbf{X}[k]$,估计飞机的 t_r 步控制序列:

$$\mathbf{u}[k:k+t_r] = \{\mathbf{u}[k], \mathbf{u}[k+1], \dots, \mathbf{u}[k+t_r]\} \quad (28)$$

计算 $k+t_r$ 时间段内的最优控制序列:

$$\begin{aligned} & \mathbf{u}^* [k:k+t_r] = \\ & \arg \min_{\mathbf{u}} J(\mathbf{u}[k:k+t_r], \mathbf{X}[k], \hat{\mathbf{X}}_r[k:k+t_r]) \end{aligned} \quad (29)$$

2) 取此最优控制序列的前 τ_r 段输入 $\mathbf{u}^* [k:k+\tau_r]$ ($1 \leq \tau_r \leq t_r$) 作为该 τ_r 时间段内的控制输入。

3) $k+\tau_r$ 时刻, 重复步骤 1) 和 2)。

本文中, $t_r = 8, \tau_r = 2$ 。

3 仿真结果与分析

仿真假设: 己方飞机的最小速度 $v_{\min} = 100 \text{ m/s}$, 最大速度 $v_{\max} = 300 \text{ m/s}$, 最大加速度 $a_{\max} = 15 \text{ m/s}^2$, 最大航向角速度 $\omega_{\max} = 0.1 \text{ rad/s}$, 飞机的角测量均方差 $\sigma_\theta = 5 \text{ mrad}$, 飞机的自身定位均方差 $\sigma_r = 5 \text{ m}$; 目标飞机的导弹最大发射距离为 25 km 。仿真时间为 1500 s , 采样时间为 1 s , 过程噪声方差和测量方差分别为

$$\mathbf{Q}_k = \begin{bmatrix} 0.0025 & 0 \\ 0 & 0.0025 \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} 0.005^2 & 0 \\ 0 & 0.005^2 \end{bmatrix}$$

1) 情形 1. 飞机 1 和飞机 2 的初始位置分别为 $(-20, -80) \text{ km}$, $(-70, -50) \text{ km}$, 初始速度分别为 $(-120, 160) \text{ m/s}$, $(-160, -120) \text{ m/s}$; 目标的初始位置和速度为 $(-60, -40) \text{ km}$, $(150, 150) \text{ m/s}$, 且目标做匀速直线运动。EIF 滤波器初值为 $\mathbf{X}_0 = (-60 \ 010, 151, -40 \ 010, 151)^T$, 滤波信息阵初值为 $\mathbf{Y}_0 = \text{diag}([500, 100, 500, 100])^{-1}$ 。

飞机和目标的轨迹如图 3 所示。在图中, 每隔 250 s 标注出 3 架飞机的位置, 并将此时的目标与己方飞机用虚线连接起来, 可以看出, 飞机 1 一直靠近目标, 由于飞机 2 与目标的初始距离小于最小距离, 所以飞机 2 开始时的轨迹是远离目标的, 之后将靠近目标, 两架飞机与目标的视线之间的夹角也在 $\pi/2$ 左右, 直到达到最优几何配置。飞机与目标的视线夹角如图 4 所示, 两架飞机与目标的视线之间的夹角最终在 $\pi/2$ 附近波动, 且波动很小。双机协同无源跟踪目标的 PDOP 变化曲线如图 5 所示, 可以看出目标的 PDOP 减少并收敛于最小的 PDOP。这说明基于 RHO 的双机轨迹优化设计能够使得飞机按双机协同无源跟踪的最优几何配置飞行。目标的位置估计均方根误差 (RMSE) 曲线如图 6 所示, 目标的均方根误差减少并收敛到一个较小水平。这说明基于 RHO 的双机轨迹优化设计能够减少估计误差, 提高目标的估计精度。此情形下, 该轨迹优化算法总耗时为 139 s , 比仿真时间 1500 s 的 $1/10$ 还小, 这说明该

算法具有一定的实时性。

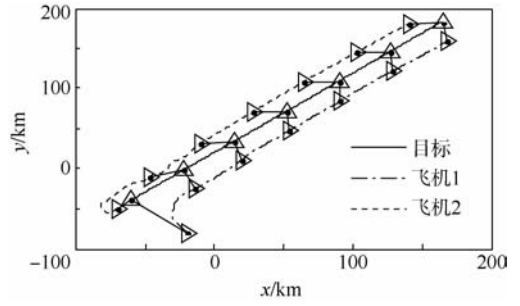


图 3 情形 1 的飞机及目标轨迹

Fig. 3 Aircraft and target trajectory of case 1

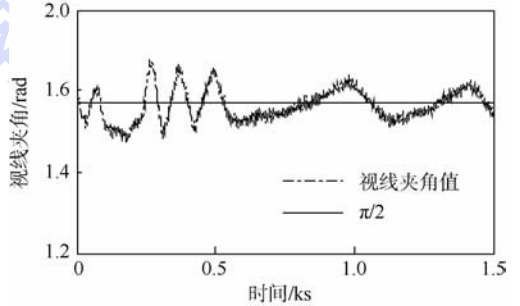


图 4 情形 1 飞机与目标的视线夹角

Fig. 4 The line of sight angle of aircraft and target of case 1

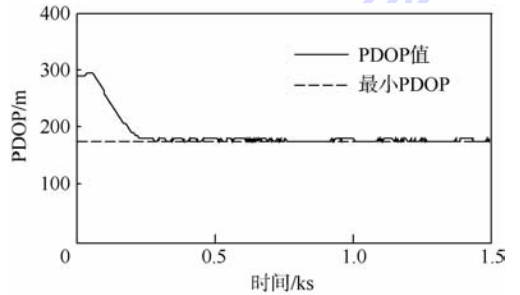


图 5 情形 1 的位置精度因子曲线

Fig. 5 Position dilution of precision curve of case 1

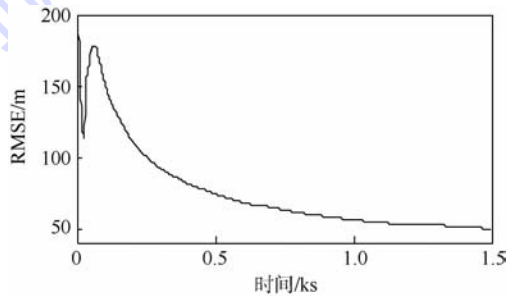


图 6 情形 1 的均方根误差曲线

Fig. 6 Root-mean-square error curve of case 1

2) 情形 2. 飞机 1 和飞机 2 的初始位置分别为 $(-30, -70) \text{ km}$, $(-70, -30) \text{ km}$, 初始速度分别为 $(-150, 120) \text{ m/s}$, $(-130, -140) \text{ m/s}$; 目标的初始位置和速度为 $(-60, -40) \text{ km}$, $(140, 120) \text{ m/s}$, 且开始目标做匀速直线运动, 在 $800 \sim 1000 \text{ s}$ 时做角

速度为 0.005 rad/s 的匀速左转弯机动,之后再做匀速直线运动. EIF 滤波器初值为 $X_0 = (-60 \ 010, 141, -40 \ 010, 121)^T$, 滤波信息阵初值为 $Y_0 = \text{diag}(500, 100, 500, 100)^{-1}$.

飞机和目标的轨迹如图 7 所示,在图中,每隔 250 s 标注出 3 架飞机的位置,并将此时目标与己方飞机用虚线连接起来,可以看出,飞机 1 一直靠近目标,飞机 2 开始远离目标,之后将靠近目标,两架飞机与目标的视线之间的夹角也在 $\pi/2$ 左右,直到达到最优几何配置,在目标进行机动转弯之后,两架飞机也将相应地进行机动转弯. 飞机与目标的视线夹角如图 8 所示,两架飞机与目标的视线之间的夹角最终在 $\pi/2$ 附近波动,且波动很小. 双机协同无源跟踪目标的 PDOP 变化曲线如图 9 所示,可以看出目标的 PDOP 减少并收敛于最小的 PDOP. 这说明基于 RHO 的双机轨迹优化设计能够使得飞机按双机协同无源跟踪的最优几何配置飞行. 目标的位置估计均方根误差 (RMSE) 曲线如图 10 所示,目标的均方根误差减少到一个较小水平. 这说明基于 RHO 的双机轨迹优化设计能够减少估计误差,提高目标的估计精度. 此情形下,该轨迹优化算法总耗时为 147 s ,约为仿真时间 1500 s 的 $1/10$,这说明该算法具有一定的实时性.

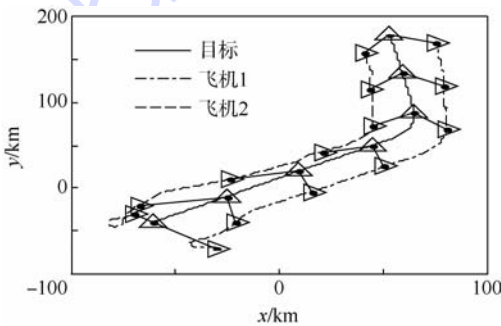


图 7 情形 2 的飞机及目标轨迹

Fig. 7 Aircraft and target trajectory of case 2

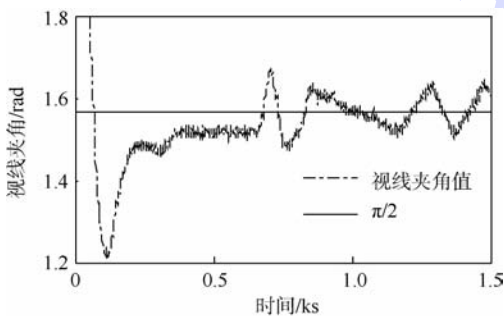


图 8 情形 2 飞机与目标的视线夹角

Fig. 8 The line of sight angle of aircraft and target of case 2

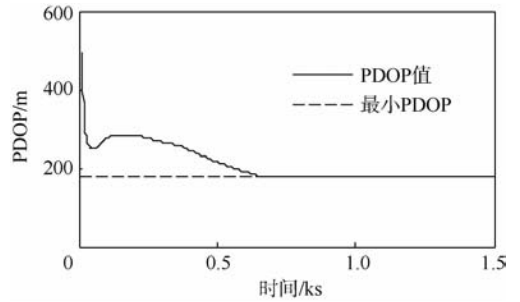


图 9 情形 2 的位置精度因子曲线

Fig. 9 Position dilution of precision curve of case 2

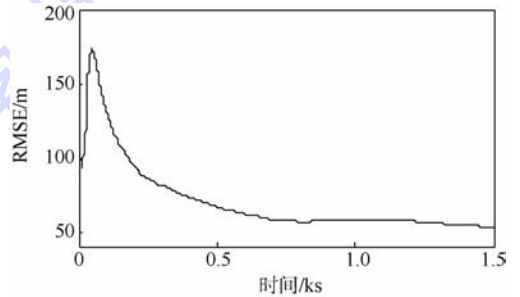


图 10 情形 2 的均方根误差曲线

Fig. 10 Root-mean-square error curve of case 2

4 结 论

本文在综合分析双机协同无源探测 PDOP 的基础上提出了一种基于 RHO 的双机协同无源探测轨迹跟踪算法,经实验验证表明:

- 1) 双机协同无源定位中使得 PDOP 最小的双机的几何配置为双机与目标视线夹角为 90° , 双机与目标的距离为安全距离;
- 2) 基于滚动时域优化的轨迹优化算法能保证双机在执行无源探测任务过程中保持最优几何配置.

未来空战中,多机协同无源跟踪具有很强的实用价值,将双机跟踪的最优空间几何配置及误差模型推广到多机情况具有重要的意义,是作者以后研究的一个重要方向.

参考文献 (References)

- [1] 朱剑辉,方洋旺,张平,等. 双机协同定位误差分析的研究[J]. 电光与控制,2012,19(6):21-25.
Zhu J H, Fang Y W, Zhang P, et al. Error analysis in dual-aircraft cooperative locating [J]. Electronics Optics & Control, 2012, 19(6): 21-25 (in Chinese).
- [2] 王伯生,王芳. 空基平台无源定位的误差推导与精度分析[J]. 航空计算技术,2012,42(3):89-91.
Wang B S, Wang F. Error calculation and accuracy analysis of two-fighter passive location [J]. Aeronautical Computing Technique, 2012, 42(3): 89-91 (in Chinese).
- [3] 武宜川,潘冠华,罗双喜. 空基平台无源定位精度分析[J]. 指挥控制与仿真,2010,32(2):89-92.

- Wu Y C, Pan G H, Luo S X. Analysis of passive location accuracy by air-based platform [J]. *Command Control & Simulation*, 2010, 32(2): 89-92 (in Chinese).
- [4] 张笑. 无源二维交叉定位分析 [J]. *电子科技*, 2013, 26(2): 54-56.
- Zhang X. Analysis of 2-D triangulation method [J]. *Electronic Sci & Tech*, 2013, 26(2): 54-56 (in Chinese).
- [5] Ousingsawat J, Campbell M E. On-line estimation and path planning for multiple vehicles in an uncertain environment [J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2004, 14(8): 741-766.
- [6] Pongpunwattana A, Rysdyk R. Real-time planning for multiple autonomous vehicles in dynamic uncertain environments [J]. *Journal of Aerospace Computing, Information, and Communication*, 2004, 1(12): 580-604.
- [7] Casbeer D W, Zhan P C, Swindlehurst A L. A non-search optimal control solution for a team of muavs in a reconnaissance mission [C]// *Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2006. Piscataway, NJ: IEEE, 2006, 4: 1169-1172.
- [8] Frew E W. Receding horizon control using random search for UAV navigation with passive, non-cooperative sensing [C]// 2005 AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston, VA: AIAA, 2005, 5864: 1-13.
- [9] 张胜祥, 裴海龙, 刘保罗, 等. 基于滚动时域优化的无人飞行器轨迹规划 [J]. *计算机工程与应用*, 2008, 44(35): 237-239.
- Zhang S X, Pei H L, Liu B L, et al. Trajectory planning for unmanned vehicles based on receding horizon optimization [J]. *Computer Engineering and Applications*, 2008, 44(35): 237-239 (in Chinese).
- [10] Frew E W, Lawrence D A. Cooperative stand-off tracking of moving targets by a team of autonomous aircraft [C]// 2005 AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston, VA: AIAA, 2005, 7: 4885-4895.
- [11] Frew E W, Lawrence D A, Morris S. Coordinated standoff tracking of moving targets using Lyapunov guidance vector fields [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2008, 31(2): 290-306.
- [12] Summers T H, Akella M R, Mears M J. Coordinated standoff tracking of moving targets: control laws and information architectures [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 32(1): 56-69.
- [13] Sinclair A J, Prazenica R J, Jeffcoat D E. Optimal and feedback path planning for cooperative attack [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2008, 31(6): 1708-1715.
- [14] 孙海波. 多无人机协同目标跟踪与打击方法研究 [D]. 北京: 北京航空航天大学, 2010.
- Sun H B. Research of multiple UAV's cooperative target tracking and attack [D]. Beijing: Beihang University, 2010 (in Chinese).
- [15] Zhong E J, Huang T Z. Geometric dilution of precision in navigation computation [C]// *Proceedings of the Fifth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. Piscataway, NJ: IEEE, 2006: 4116-4119.
- [16] Gasparri A, Pascucci F. An interlaced extended information filter for self-localization in sensor networks [J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2010, 9(10): 1491-1504.

Trajectory optimization of two aircrafts in collaborative passive target tracking

RAN Huaming, ZHOU Rui^{*}, WU Jiang, DONG Zhuoning

(Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: To solve high accuracy requirement in collaborative passive tracking of two aircrafts, according to the geometric situation of the two aircrafts to the target, the effect of the geometric situation to the passive detection accuracy was analyzed, the formula of position dilution of precision (PDOP) was presented, the optimal geometric configuration of two aircrafts was obtained. A control structure of two aircrafts' collaborative passive target tracking system was presented, extended information filter (EIF) was used to estimate target state, maximizing the information entropy was used as the optimal performance index for trajectory optimization, receding horizon optimization (RHO) was used to control aircrafts' motion in real-time. The simulation results demonstrate that this trajectory optimization algorithm can make aircrafts fly with the trajectory which meet the optimal geometric configuration, illustrate the validity of the optimal geometric configuration based on PDOP, reduce location estimation error of target, and improve the collaborative passive tracking precision of two aircrafts.

Key words: collaborative passive tracking; position dilution of precision (PDOP); extended information filter (EIF); receding horizon optimization (RHO); trajectory optimization

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0056

多无人机协同搜索区域分割与覆盖

于驹男¹, 周锐^{*1}, 夏洁¹, 车军²

(1. 北京航空航天大学 飞行器控制一体化技术重点实验室, 北京 100191;

2. 中航工业 西安飞行自动控制研究所, 西安 710065)



摘 要: 多无人机覆盖搜索是无人机的一项主要任务, 将搜索区域进行分割后, 每个子区域内成为单机覆盖搜索问题, 大大降低了任务难度. 对无人机的平行搜索策略进行了详细的分析, 针对平行搜索策略给出了搜索起始点、转弯关键点、搜索终点的判断依据, 使得区域覆盖率达到 100%. 分析了最小转弯半径对搜索路径的影响. 根据无人机初始位置和搜索面积对任意凸多边形搜索区域进行分割. 针对无人机搜索的特点, 以转弯次数作为主要依据对分割结果进行评估. 对不同情况下无人机从初始位置到搜索起始点的路径进行了研究. 最后通过仿真验证了方法的实用性.

关键词: 多无人机; 协同搜索; 凸多边形分割; 平行搜索策略; 覆盖航迹

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0167-07

多机协同搜索是无人机协同的重要任务之一, 覆盖搜索要求无人机在一定的约束条件下能够将待搜索区域无遗漏地遍历搜索.

目前, 国内外对于单无人机覆盖搜索有较多研究, 常见的搜索策略有随机搜索、平行搜索、网格搜索等^[1], 文献[2-3]都对单机覆盖的搜索策略和方向进行了阐述, 文献[4]应用 A* 算法对无人机的搜索侦查路径进行了规划. 但是单机受传感器探测范围、飞行时间、燃油量等限制, 在许多情况下难以实现有效搜索, 而多无人机协同搜索就可以满足更多的搜索任务需求. 多机协同搜索的本质也是一种路径规划问题, 其重点在数学建模、环境表示和规划算法^[5]. 针对这 3 点展开的研究是非常丰富的. 文献[6]使用高斯混合模型解决无人机启发式覆盖搜索问题; 文献[7]仿照

生物信息素设计了基于数字信息素的搜索方法; 文献[8]提出了道路网络中多机搜索策略及实时路径规划方案; 文献[9]应用分层模糊推理评估无人机性能、分配任务; 文献[10]提出了对运动目标适用的编队覆盖搜索方法. 这些方法都较为复杂, 并会产生较多的重复搜索. 多机搜索与单机搜索的一个差异在于多机之间需要进行通信, 文献[11]探讨了信息融合与通信延时对多机协同搜索的影响, 这也是近几年研究的热点.

将多无人机搜索区域进行分割后, 每个子区域内只有一架无人机, 问题就简化为子区域内的单机覆盖搜索. 在无人机搜索领域, 如文献[12-13]中所述应用 Voronoi 图对搜索区域进行分割的方法非常普遍, 但这种分割非常复杂, 并且带有不确定性, 对无人机的自主性要求也较高.

收稿日期: 2014-02-12; 录用日期: 2014-05-09; 网络出版时间: 2014-06-09 14:52

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0056.html

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61273349, 61175109, 61203223, 61333004); 航空科学基金资助项目(2013ZA18001); 北航基本科研业务费资助项目(YWF-14-ZDHXY-03)

作者简介: 于驹男(1990—), 男, 黑龙江哈尔滨人, 硕士生, sinan_yu_19901011@126.com

* 通讯作者: 周锐(1968—), 男, 湖北钟祥人, 教授, zhr@buaa.edu.cn, 主要研究方向为无人机自主控制、飞行器智能决策、管理与控制.

引用格式: 于驹男, 周锐, 夏洁, 等. 多无人机协同搜索区域分割与覆盖[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 167-173.

Yu S N, Zhou R, Xia J, et al. Decomposition and coverage of multi-UAV cooperative search area[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 167-173 (in Chinese).

本文详细分析了无人机覆盖搜索路径,借鉴并完善文献[14]的思路对凸多边形搜索区域进行分割,根据无人机的特点评估分割结果,并仿真验证了方法的实用性.

1 搜索策略的确定

无人机搜索传感器探测区域如图1所示.不考虑无人机姿态角变化,传感器高度 h 处的探测范围是一半径为 $R = h \cdot \tan \theta$ 的圆^[4].

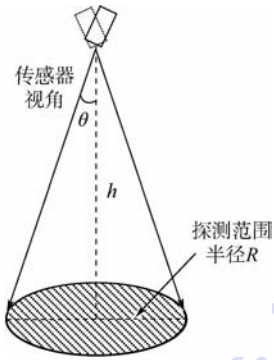


图1 传感器探测范围示意图^[4]

Fig.1 Detection range of sensor^[4]

覆盖搜索最常用的策略之一是平行搜索,因无人机的搜索轨迹呈平行线而得名^[15].与机器人覆盖搜索不同,无人机存在最小转弯半径约束,需要在待搜索区域外部进行转弯飞行.这一段飞行相对搜索区域是没用的,如能减少搜索转弯次数,就可减少飞行路程、搜索时间和油耗.如图2所示,若按左图搜索,总路程为27.7080单位长度,而按右图搜索,总路程只有21.2832单位长度.所以对某覆盖搜索区域,要确定一个搜索方向,使得沿此方向搜索的转弯次数尽量少.

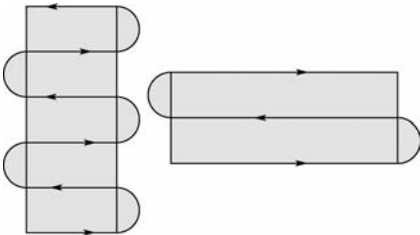


图2 搜索方向对总路程的影响

Fig.2 Effect of search direction on search distance

由于无人机的探测范围半径 R 在飞行高度和探测器角度恒定时为定值,若搜索区域的宽度是 L ,转弯次数的计算方法是

$$n_{\text{turn}} = \lfloor L/R + 1/2 \rfloor - 1 \quad (1)$$

由此可见,计算出搜索区域的最小宽度 L_{\min} ,即可保证搜索过程中拥有最少转弯次数.

这里引用文献[16]对最小宽度 L_{\min} 的定义:

在平面上做两条相距足够远的平行线,当平行线逐渐向其中中心靠拢与凸多边形相交时即刻停止,两平行线之间的距离就定义为凸多边形的宽度.所有跨度中的最小值称为凸多边形的最小宽度.

如图3所示, L_{\min} 即为多边形 $ABCDE$ 的最小宽度,其对应顶点为 A ,对应边为 CD .

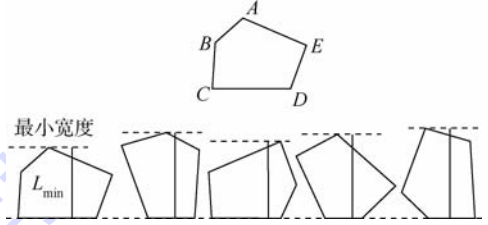


图3 多边形的最小宽度

Fig.3 The minimal width of polygon

2 平行搜索路径分析

2.1 搜索起始点的选取

为了简化问题,可先将搜索区域旋转至一个便于分析搜索路径的方向.设多边形顶点序列为 V_i ,可取最小宽度对应的边 $V_i V_{i+1}$ 为 x 轴,该边一端点 V_i 或 V_{i+1} 为原点.原点并不一定是搜索起始点.如图4所示,细实线表示搜索边界,粗实线表示平行航路以及在搜索区域外部的延长线,虚线表示无人机的传感器探测边界以及在搜索区域外部的延长线.若选择搜索区域顶点,即起始点1作为搜索起始点,则会出现遗漏区域,若选择图起始点2作为搜索起始点就可以避免遗漏.

所以搜索起始点的选取方法为:在第1条探测边界与搜索边界交点和搜索边界顶点中,选择横坐标较小的点.

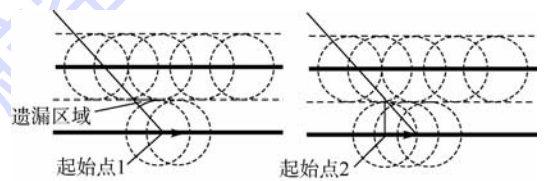


图4 起始点的选取

Fig.4 Selection of the beginning point

2.2 转弯关键点的确定

先假设最小转弯半径 r 与探测范围半径 R 相等.如图5所示,搜索边界左侧为搜索区域内部.称开始调头的点 A 为“调头点”,调头结束的点 B 为“结束点”.

观察图6所示的情况,当搜索边界斜率较大时,若所有的调头点和结束点都处在边界上,就可能出现遗漏的情况.为了防止遗漏区域的产生,调头点与结束点不能简单地在搜索边界上选取.

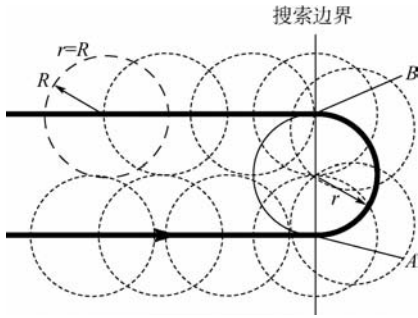


图 5 调头点与结束点

Fig. 5 Turn start point and turn end point

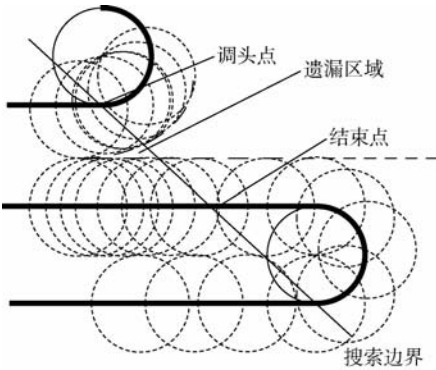


图 6 遗漏区域的产生

Fig. 6 Omission area

首先定义相对方向相同和相对方向相反:无人机在掉头点的行进方向(沿 x 轴正向取“+”, 负向取“-”)与其所处搜索边界的斜率符号相同,则称相对方向相同,否则称相对方向相反.

如图 7 所示,根据搜索方向的不同分为 4 种情况(I ~ IV)进行讨论.情况 II 和 III 中相对方向相同,调头点在搜索边界上,结束点的横坐标应等于后一条探测边界(虚线)与搜索边界交点的横坐标(竖直实线所示).情况 I 和 IV 中相对方向相反,结束点在搜索边界上,调头点的横坐标应等于前一条探测边界与搜索边界交点的横坐标.

所以转弯关键点的确定方法为:当飞行方向为 x 轴正(负)方向时,搜索边界与当前直线航路的交点、与当前探测上边界的交点、与当前下边界的交点,这 3 个点的横坐标最大(小)值应该被选取为调头点或结束点的横坐标.需要注意的是,沿 x 轴正向(负向)飞行的结束点的横坐标最大(最小)不能大于(小于)航路与搜索边界交点的横坐标,同理沿 x 轴正向(负向)飞行的调头点的横坐标最小(最大)不能小于(大于)航路与搜索边界交点的横坐标,否则就取该交点的横坐标.

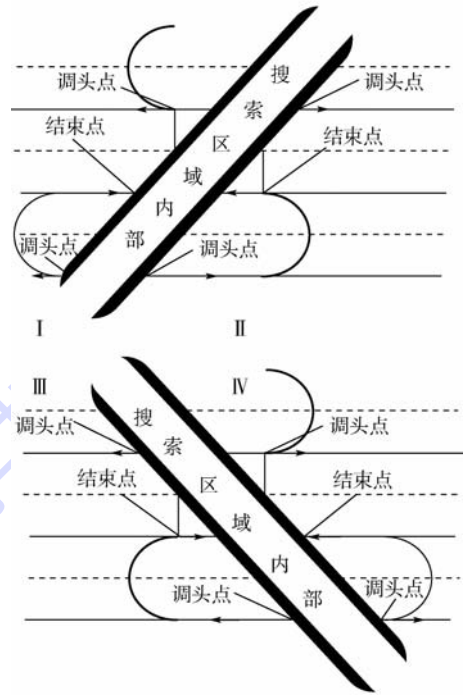


图 7 调头点与结束点的选取

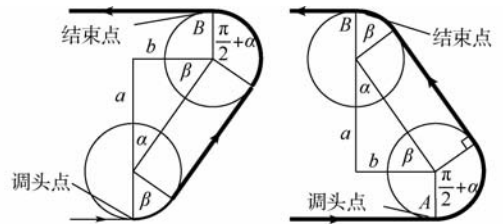
Fig. 7 Selection of turn start point and turn end point

2.3 最小转弯半径对路径的影响

无人机在搜索区域外的航路可认为是在最小转弯半径约束下,从调头点至结束点的最短路径问题.由最小转弯半径 r 和无人机探测区域半径 R 的关系,分为两种情况.

1) $r < R$ 时的情况.

给定调头点 A 和结束点 B ,实际转弯路径为图 8 中粗实线所示.无人机航迹是两段圆心角分别为 $\pi/2 + \alpha$ 和 β 的圆弧和一条直线段组成的.图 8 所示为飞行方向为 x 轴正向的两种情况,区别在于航迹经过两段圆弧的顺序.飞行方向为负时有类似的结果.



(a) 调头点横坐标大于结束点 (b) 调头点横坐标小于结束点

$$a = 2(R - r); b = |x_A - x_B|; \alpha = \arccos(a / \sqrt{a^2 + b^2});$$

$$\beta = \arccos(b / \sqrt{a^2 + b^2}).$$

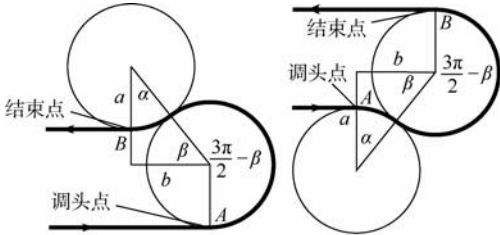
图 8 $r < R$ 时的转弯航路

Fig. 8 Turning route when $r < R$

2) $r \geq R$ 时的情况.

当 $r \geq R$ 时,无人机航迹是由两段圆心角分别为 $3\pi/2 - \beta$ 和 α 的圆弧组成的. 图 9 中粗实线所示为飞行方向为 x 轴正向的两种临界情况,即 A 与 B 的横坐标恰好满足:

$$|x_A - x_B| = \sqrt{4r^2 - a^2} \quad (2)$$



(a) 调头点横坐标大于结束点 (b) 调头点横坐标小于结束点

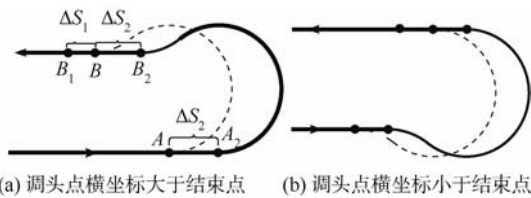
$$a = 2R; b = \sqrt{4r^2 - a^2}; \alpha = \arccos(a/2r); \beta = \arccos(b/2r).$$

图 9 $r \geq R$ 时临界情况的转弯航路

Fig. 9 Critical situation of turning route when $r \geq R$

在式(2)不成立时,需补充一段直线航路. 图 9(a) 情况对应图 10(a),若结束点横坐标小于临界结束点 B 横坐标(B_1),则先按临界情况(虚线)转弯,到达 B 点后,再直线行进一段长度为 ΔS_1 的线段;若结束点横坐标大于临界结束点 B 横坐标(B_2),则先行进一段长度为 ΔS_2 的线段到达 A_2 点,然后再进行转弯. 图 9(b) 的情况对应图 10(b),有着类似的结果. 结束点与临界结束点之间的距离 ΔS 由式(3)计算.

$$\Delta S = \left| \sqrt{4r^2 - a^2} - |x_A - x_B| \right| \quad (3)$$



(a) 调头点横坐标大于结束点 (b) 调头点横坐标小于结束点

图 10 $r \geq R$ 时非临界情况的转弯航路

Fig. 10 Non-critical situation of turning route when $r \geq R$

2.4 搜索终点的确定

搜索终点本质是调头点,只是不再进行转弯. 所以可得出与 2.2 节类似的结论,当飞行方向为 x 轴正(负)向时,搜索边界与当前直线航路的交点、与当前探测上边界的交点、与当前下边界的交点,这 3 个点的横坐标最大(小)值应该被选取为搜索终点的横坐标.

图 11 所示是飞行方向沿 x 轴正向时的搜索终点情况. 当飞行方向沿 x 轴负方向时,得到的结论是一致的.

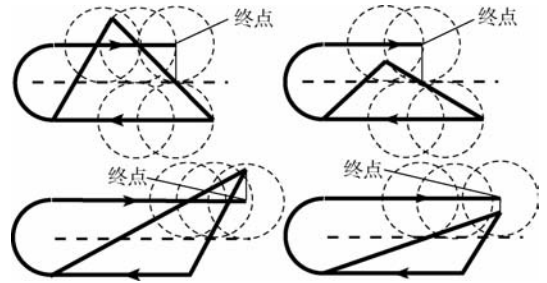


图 11 搜索终点的选取

Fig. 11 Selection of the ending point

3 搜索区域分割

3.1 凸多边形分割算法

设凸多边形搜索区域 P 顶点序列 $V(P)$ 按逆时针排列. 区域内有 N 架无人机执行搜索任务,每架无人机负责搜索的面积各不相同. 多边形 P 中无人机的数量用 $s(P)$ 表示,无人机位置、搜索面积等用 $S(P)$ 表示. 区域分割的目的是用 $N-1$ 条线段,将 P 分割成 N 个子多边形,每个子多边形中包含一架无人机,且该子多边形的面积等于其包含无人机需要搜索的面积^[14].

若在第 1 步分割后,分开的两部分各包含 n_1 和 n_2 架无人机,且 $n_1 \neq 1$ 或 $n_2 \neq 1$,下面分割哪个多边形,在文献[14]中并未提及. 解决这个问题可以借鉴广度搜索的思想,使用一个初值为 $V(P)$ 的队列,标志位为 1. 然后将每一次分割过后 $s(P) \neq 1$ 的多边形顶点序列放入队列尾部,标志位向后移动一位,最终可实现将 P 分割成 N 部分.

3.2 选择分割方案

对凸多边形区域应用上述算法分割,当顶点次序不同时(即改变初始顶点 V_1 ,其他顶点逆时针顺次排序),分割结果也不同. 即对凸 M 多边形,用一条线段将其分割成两部分会有 M 种结果. 如图 12 所示,要把 S_1 (30%) 和 S_2 (70%) 分割开,分别以 4 个顶点作为 V_1 ,有 4 种分割结果.

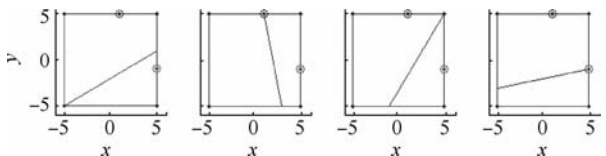


图 12 顶点序列顺序不同时的分割结果

Fig. 12 Decomposition results under different orders of vertices

对有 k 架无人机的搜索区域,每架无人机在各自搜索子区域内的转弯次数为 n_i ,则总转弯次数为

$$N = \sum_{i=1}^k n_i \quad (4)$$

结合第 1 节的论证,将全部无人机的总转弯次数作为分割结果的评判标准.在若干种分割结果中,选取 N 值最小的作为最终的分割结果.

3.3 从初始位置到搜索起始点的路径

将搜索区域分割后,无人机所在的初始位置很可能不在 2.1 节所讨论的搜索起始点上,所以在搜索开始前,要先将无人机从初始位置移动到搜索起始点.设无人机初始位置与搜索起始点的间距为 D ,这个过程受最小转弯半径 r 的限制,路径可能出现 $D > r$ 或 $D \leq r$ 两种情况.

1) $D > r$ 情况.

如图 13 所示,从初始位置 S 沿直线移动到切点 B ,然后按最小转弯半径飞至 A 点,即可开始平行搜索.切点 B 可由以下方程组求解:

$$\begin{cases} r^2 + (x_s - x_B)^2 + (y_s - y_B)^2 = \\ (x_s - x_o)^2 + (y_s - y_o)^2 \\ r^2 = (x_B - x_o)^2 + (y_B - y_o)^2 \end{cases} \quad (5)$$

然后通过 B 点坐标可求得圆心角 θ ,进而航路得以解算.

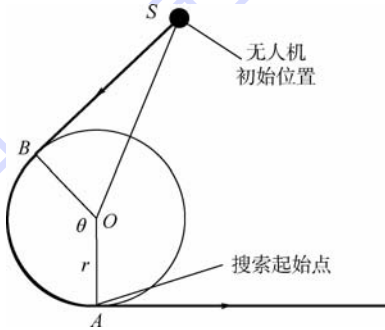


图 13 $D > r$ 时的起始路径

Fig. 13 Initial route when $D > r$

2) $D \leq r$ 情况

如图 14 所示,无人机先按最小转弯半径沿圆周运动,再经一段直线到达搜索起始点.当 $y_s > y_o$ 时,如 S_1 位置所示, B_1 坐标与 θ 值可用下式计算:

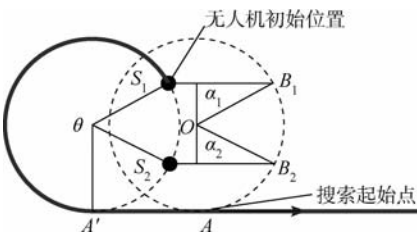


图 14 $D \leq r$ 时的起始路径

Fig. 14 Initial route when $D \leq r$

$$\begin{cases} x_{B_1} = x_o + \sqrt{|r^2 - (y_s - y_o)^2|} \\ y_{B_1} = y_s \end{cases} \quad (6)$$

$$\theta = \pi + \alpha_1 = \pi + \arctan\left(\frac{|x_{B_1} - x_o|}{y_s - y_o}\right) \quad (7)$$

当 $y_s < y_o$ 时,如 S_2 位置所示, B_2 坐标也由式 (6) 计算, θ 的计算公式为

$$\theta = 2\pi - \alpha_2 = 2\pi - \arctan\left(\frac{|x_{B_2} - x_o|}{y_o - y_s}\right) \quad (8)$$

4 仿真结果

仿真算例 1: 设 3 架无人机覆盖搜索某随机生成的五边形区域. 搜索区域顶点坐标序列为

$$V = \begin{bmatrix} 42.83 & 17.12 & 39.10 & 85.41 & 77.66 \\ 29.19 & 3.243 & -26.13 & -22.52 & 14.05 \end{bmatrix}$$

无人机坐标序列为

$$S = \begin{bmatrix} 32.22 & 32.95 & 81.14 \\ 16.44 & -17.90 & -2.41 \end{bmatrix}$$

设搜索面积百分比分别为 20%, 30%, 50%, 最小转弯半径 r 分别为 1, 2, 3, 探测范围半径 R 均为 2. 顺次变换顶点 V_1 的位置, 有 5 种分割方式, 选取总转弯次数最少的一种, 总转弯次数为 16 次, 如图 15 所示. 覆盖搜索结果如图 16 所示.

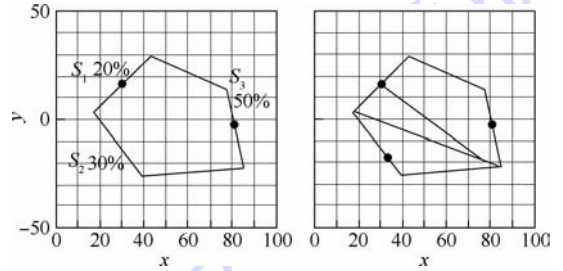


图 15 包含 3 架无人机的随机五边形搜索区域及分割结果

Fig. 15 A random pentagon search area including 3 UAVs and decomposition result

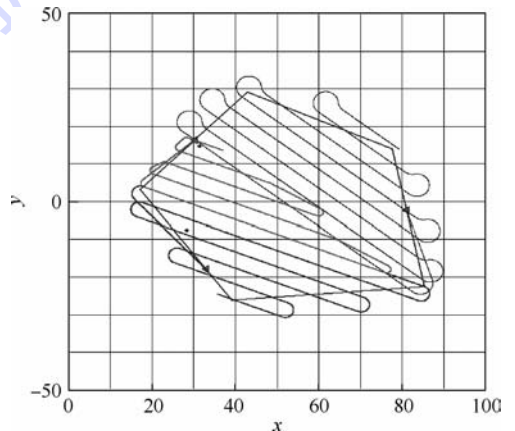


图 16 3 架无人机对随机五边形搜索区域的覆盖结果

Fig. 16 Coverage result of 3 UAVs in a random pentagon search area

仿真算例2: 设4架无人机覆盖搜索某正六边形区域. 搜索区域顶点坐标序列为

$$V = \begin{bmatrix} 10 & 51.57 & 93.14 & 93.14 & 51.57 & 10 \\ -24 & -48 & -24 & 24 & 48 & 24 \end{bmatrix}$$

无人机坐标序列为

$$S = \begin{bmatrix} 30.85 & 30.85 & 72.29 & 72.29 \\ 36.34 & -36.04 & 36.04 & -36.04 \end{bmatrix}$$

设搜索面积百分比分别为10%, 20%, 30%, 40%, 最小转弯半径 r 分别为1, 2, 2, 4, 探测范围半径 R 均为2. 顺次变换顶点 V_i 的位置, 有6种分割方式, 选取总转弯次数最少的一种, 总转弯次数为24次, 如图17所示. 无人机覆盖搜索结果如图18所示.

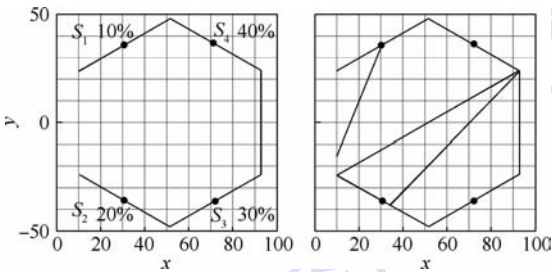


图17 包含4架无人机的正六边形搜索区域及其分割结果

Fig. 17 A regular hexagon search area including 4 UAVs and the decomposition result

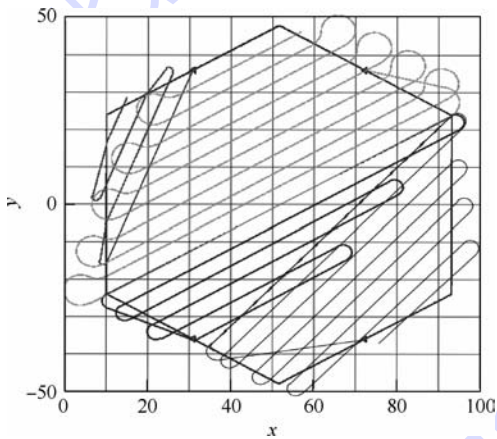


图18 4架无人机对正六边形搜索区域的覆盖结果

Fig. 18 Coverage result of 4 UAVs in a regular hexagon search area

5 结论

1) 本文对多无人机在凸多边形搜索区域内的覆盖协同搜索问题进行了研究. 通过一种凸多边形分割算法, 将待搜索区域分割成为若干子区域, 把多无人机协同搜索问题转化为子区域内的单机覆盖搜索问题. 这种分割方法基于无人机的初始位置和负责搜索的面积大小, 可以有针对性

地对不同无人机制定搜索方案. 这种分割方法可以给出多种分割结果, 以全部无人机的总转弯次数最少作为评估准则, 转弯次数最少即为飞行路程最短, 从而得到最优的分割结果.

2) 本文使用Z字形平行搜索策略, 可以实现搜索区域的无遗漏覆盖. 为了确保这一点, 对搜索路径中各关键点进行了分析, 详细讨论了搜索起始点、转弯关键点、搜索终点的选取. 并且针对飞行器最小转弯半径对飞行的影响, 具体讨论、计算了各种参数条件下的路径. 并将多机协同的强耦合任务转为弱耦合任务, 在无遗漏覆盖的基础上降低重复搜索, 提高了搜索效率. 通过仿真结果验证了方法的有效性.

3) 在今后的研究中还可以进一步验证螺旋状平行搜索、间隔平行搜索等策略对飞行路程的影响. 另外如果地形起伏较大, 还需要考虑地面高度对搜索的影响.

参考文献 (References)

- [1] George J, Sujit P B, Sousa J B. Search strategies for multiple UAV search and destroy missions [J]. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 2011, 61(1-4): 355-367.
- [2] Huang W H. Optimal line-sweep-based decompositions for coverage algorithms [C]//*Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Seoul: IEEE, 2001, 1: 27-32.
- [3] Araujo J F, Sujit P B, Sousa J B. Multiple UAV area decomposition and coverage [C]//*Computational Intelligence for Security and Defense Applications (CISDA)*. Singapore: IEEE, 2013: 30-37.
- [4] 李子文, 夏洁. 无人侦察机路径规划方法研究 [J]. *系统仿真学报*, 2008, 20(21): 490-494.
Li Z W, Xia J. Reconnaissance path planning for UAV [J]. *Journal of System Simulation*, 2008, 20(21): 490-494 (in Chinese).
- [5] 袁利平, 夏洁, 陈宗基. 多无人机协同路径规划研究综述 [J]. *飞行力学*, 2009, 27(5): 1-5.
Yuan L P, Xia J, Chen Z J. Survey on multiple UAV cooperative path planning research [J]. *Flight Dynamics*, 2009, 27(5): 1-5 (in Chinese).
- [6] Lin L, Goodrich M A. Hierarchical heuristic search using a Gaussian mixture model for UAV coverage planning [J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2014, 44(12): 2532-2544.
- [7] 沈东, 魏瑞轩, 茹常剑. 基于数字信息素的无人机集群搜索控制方法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2013, 35(3): 591-596.
Shen D, Wei R X, Ru C J. Digital-pheromone-based control method for UAV swarm search [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(3): 591-596 (in Chinese).
- [8] Dille M, Singh S. Efficient aerial coverage search in road networks [C]//*AIAA Guidance, Navigation, and Control (GNC) Conference*. Reston, VA: AIAA, 2013: 1-20.
- [9] 彭辉, 沈林成, 霍霄华. 多UAV协同区域覆盖搜索研究 [J].

- 系统仿真学报,2007,19(11):2472-2476.
- Peng H, Shen L C, Huo X H. Research on multiple UAV cooperative area coverage searching[J]. Journal of System Simulation, 2007, 19(11):2472-2476 (in Chinese).
- [10] 轩永波, 黄长强, 吴文超, 等. 运动目标的多无人机编队覆盖搜索决策[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(3): 539-544.
- Xuan Y B, Huang C Q, Wu W C, et al. Coverage search strategies for moving targets using multiple unmanned aerial vehicle teams[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(3): 539-544 (in Chinese).
- [11] Mirzaei M, Gordon B W, Rabbath C A, et al. Cooperative multi-UAV search problem with communication delay [C]//AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Toronto, Ontario Canada: AIAA, 2010, 8420:1-11.
- [12] Pehlivanoglu Y V. A new vibrational genetic algorithm enhanced with a Voronoi diagram for path planning of autonomous UAV [J]. Aerospace Science and Technology, 2012, 16(1): 47-55.
- [13] Guruprasad K R, Ghose D. Automated multi-agent search using centroidal voronoi configuration[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2011, 8(2):420-423.
- [14] Hert S, Lumelsky V. Polygon area decomposition for multiple-robot workspace division[J]. International Journal of Computational Geometry & Applications, 1998, 8(4):437-466.
- [15] Bolonkin A, Cloutier J R. Search and attack strategies [C]//2005 AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Rhode Island: AIAA, 2005:1-12.
- [16] 陈海, 王新民, 焦裕松, 等. 一种凸多边形区域的无人机覆盖航迹规划算法[J]. 航空学报, 2010, 31(9):1802-1807.
- Chen H, Wang X M, Jiao Y S, et al. An algorithm of coverage flight path planning for UAVs in convex polygon areas[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2010, 31(9):1802-1807 (in Chinese).

Decomposition and coverage of multi-UAV cooperative search area

YU Sinan¹, ZHOU Rui^{*1}, XIA Jie¹, CHE Jun²

(1. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Automatic Flight Control Research Institute, AVIC, Xi'an 710065, China)

Abstract: Coverage search of multi aircraft is a major task for unmanned aerial vehicle (UAV). After dividing the searching area, the problem turns into single UAV coverage search problem in each sub-area. This method will make the whole search problem simpler. The parallel searching strategy was analyzed in detail. Using the parallel searching strategy, the bases of determining the beginning point, turning key points and the ending point was given. This strategy enabled 100% coverage in the search area. The minimal turning radius impacts search path and different situations were discussed. The convex polygon search area was decomposed using a method based on the initial position and the percent of search area of each UAV. Based on the characteristic of UAV searching, the decomposition result was mainly assessed by the quantity of turning. The path from initial position to the search beginning point was discussed. Finally, the simulation result proves this method is feasible.

Key words: multi-UAV (unmanned aerial vehicle); cooperative search; convex polygon decomposition; parallel search strategy; coverage path

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0044

iGPS 测量不确定度空间分布分析方法



孙涪龙¹, 赵罡^{*1}, 王伟¹, 陈磊²

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100191; 2. 上海飞机制造有限公司, 上海 200436)

摘 要: 针对 iGPS 实际测量现场的快速评估与布局优化问题, 研究了 iGPS 测量不确定度空间分布规律. 给出了 iGPS 测量模型, 据此建立了 iGPS 测量不确定度通用两站分析模型, 进一步提出了基于两站模型变换的测量不确定度空间分布分析方法, 并根据发射器覆盖范围进行了修正. 该方法适用于发射器为任意数目与空间布局的 iGPS 测量环境, 可用于计算 iGPS 测量环境中任一空间点的测量不确定度. 构建了 iGPS 两站与四站实际测量环境, 并进行了数值仿真计算与实际测量偏差对比. 结果表明, 两者数据吻合良好, 该 iGPS 测量不确定度空间分布分析方法能有效描述 iGPS 测量不确定度空间分布规律.

关键词: iGPS; 测量模型; 测量不确定度; 两站模型; 空间分布

中图分类号: TH741

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2015)01-0174-07

iGPS 是一种新型数字化大尺寸空间测量设备, 相较于其他数字化测量设备, 它凭借其大尺寸测量精度高、测量实时性好、可同时多点测量、无光路遮挡失效问题、扩展方便等优势^[1-2], 已逐渐在航空航天制造领域得以应用, 如美国波音公司将 iGPS 应用于 747, 777 与 787 等型号飞机的总装对接中^[2-3], 加拿大庞巴迪公司将其用于 C 系列飞机的装配对接过程等, 目前我国的航空航天企业也开始引进 iGPS, 并对其应用进行了初步探索.

使用 iGPS 进行实际测量时, 为满足测量精度要求, 需根据其测量不确定度对测量现场进行快速评估与布局优化, 因此对 iGPS 测量不确定度, 尤其是其空间分布规律进行研究具有重要意义. 该分布规律与发射器数目与空间布局形式密切相关, 不同的发射器的数目与布局方案下测量不确定度空间分布规律差异显著. 目前的研究中, 文献

[4-5] 对 iGPS 角度测量不确定度进行了研究并给出了其变化规律; 文献[6]研究了 iGPS 测量的动态跟踪性能, 说明了其在动态测量方面的不足; 文献[7]提出了 iGPS 测量单元与测量网络的概念, 对基于单元测量场的 iGPS 测量网络测量精度进行了分析与仿真, 但未涉及发射器不同布局的精度分析; 文献[8]研究分析了几种典型发射器布局的 iGPS 测量精度, 但难以推广到任意布局的情况; 文献[9]提出了一种基于多不确定度融合的 iGPS 测量网评价方法, 但其建立的两站测量网使用传统的计算方法, 且未考虑发射器分布的任意性及其覆盖范围的影响.

本文依据 iGPS 测量原理, 给出了 iGPS 测量模型, 建立了测量不确定度通用两站分析模型, 并结合发射器覆盖范围, 提出了基于两站模型变换的 iGPS 测量不确定度空间分布分析方法; 通过实验, 对比数值仿真结果与实际测量数据, 对该方法

收稿日期: 2014-01-23; 录用日期: 2014-03-26; 网络出版时间: 2014-04-15 08:55

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0044.html

基金项目: 国家商用飞机制造工程技术研究中心创新基金资助项目(SAMC13-JS-15-027); 北京市重点实验室2013年度创新基地培育与发展工程专项资助项目(Z131104002813099)

作者简介: 孙涪龙(1989—), 男, 四川江油人, 硕士生, eric794466659@126.com

* 通讯作者: 赵罡(1972—), 男, 河北文安人, 教授, zhaog@buaa.edu.cn, 主要研究方向为飞机数字化装配.

引用格式: 孙涪龙, 赵罡, 王伟, 等. iGPS 测量不确定度空间分布分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 174-180.

Sun F L, Zhao G, Wang W, et al. Analysis method of iGPS measurement uncertainty spatial distribution [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 174-180 (in Chinese).

进行了分析验证.

1 iGPS 测量原理

iGPS 测量的基本原理为前方交会原理. 接收器接收到空间中任意两台发射器的信号, 即可解算出测点的空间位置. 考虑到发射器空间布局的任意性, 建立通用两站测量模型如下.

设两发射器 A 和 B 的水平间距为 $2d$, 竖直间距为 $2h$. 建立如图 1 所示的坐标系 $Oxyz$, 其中, A 和 B 位于平面 xOz 上, A 站的 x 坐标值与 z 坐标值小于 B 站, α 为测点 M 相对于某发射器的方位角, β 为测点 M 相对于某发射器的俯仰角.

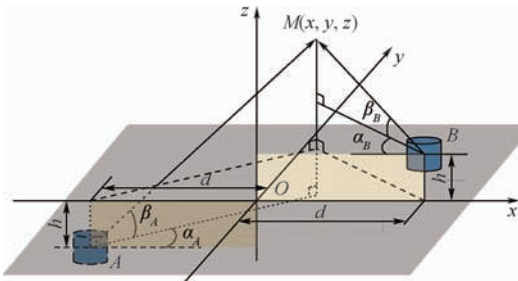


图 1 通用两站测量模型

Fig. 1 Universal two-station measurement model

计算测点 M 的坐标 (x, y, z) . 由于 x, y 与 z 均可从 A 与 B 两方面出发进行计算, 而传统的前方交会计算方法^[10]未完全考虑两方面情况. 本文对每个坐标分量分别引入两个变量, x 包括 x_1 与 x_2 两个变量, y 与 z 同理. 于是有

$$\begin{cases} x_1 = 2d \frac{\sin \alpha_B \cos \alpha_A}{\sin(\alpha_A + \alpha_B)} - d \\ x_2 = d - 2d \frac{\sin \alpha_A \cos \alpha_B}{\sin(\alpha_A + \alpha_B)} \\ y_1 = y_2 = 2d \frac{\sin \alpha_B \sin \alpha_A}{\sin(\alpha_A + \alpha_B)} \\ z_1 = 2d \frac{\sin \alpha_B \tan \beta_A}{\sin(\alpha_A + \alpha_B)} - h \\ z_2 = 2d \frac{\sin \alpha_A \tan \beta_B}{\sin(\alpha_A + \alpha_B)} + h \end{cases} \quad (1)$$

当接收器位于多台发射器的覆盖范围内时, 系统会对每两台发射器与接收器组成的两站系统进行解算, 再经过数据融合得到测点的空间位置坐标.

2 iGPS 测量不确定度分析方法

2.1 iGPS 测量不确定度

在由 n 台发射器组成的 iGPS 测量环境中, 空间内一点 $M(x, y, z)$ 的测量不确定度定义为

$$u = \sqrt{u^2(x) + u^2(y) + u^2(z)} \quad (2)$$

设测点相对于发射器 i 的方位角为 α_i 、俯仰角为 β_i , 其不确定度分别为 $u(\alpha_i)$ 与 $u(\beta_i)$, 则

$$\begin{cases} u^2(x) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial x}{\partial \alpha_i} \right)^2 u^2(\alpha_i) + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial x}{\partial \beta_i} \right)^2 u^2(\beta_i) \\ u^2(y) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial \alpha_i} \right)^2 u^2(\alpha_i) + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial \beta_i} \right)^2 u^2(\beta_i) \\ u^2(z) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial z}{\partial \alpha_i} \right)^2 u^2(\alpha_i) + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial z}{\partial \beta_i} \right)^2 u^2(\beta_i) \end{cases} \quad (3)$$

据此, 本文首先在通用两站测量模型的基础上, 建立 iGPS 测量不确定度通用两站分析模型.

2.2 不确定度通用两站分析模型

根据式(3)计算测量不确定度. 对式(1)求导, 可得

$$\begin{cases} \frac{\partial x_1}{\partial \alpha_A} = \frac{\partial x_2}{\partial \alpha_A} = -d \frac{\sin 2\alpha_B}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial x_1}{\partial \alpha_B} = \frac{\partial x_2}{\partial \alpha_B} = d \frac{\sin 2\alpha_A}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial y_1}{\partial \alpha_A} = \frac{\partial y_2}{\partial \alpha_A} = 2d \frac{\sin^2 \alpha_B}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial y_1}{\partial \alpha_B} = \frac{\partial y_2}{\partial \alpha_B} = 2d \frac{\sin^2 \alpha_A}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial z_1}{\partial \alpha_A} = 2d \sin \alpha_B \tan \beta_A \frac{-\cos(\alpha_A + \alpha_B)}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial z_1}{\partial \alpha_B} = 2d \tan \beta_A \frac{\sin \alpha_A}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial z_1}{\partial \beta_A} = 2d \frac{\sin \alpha_B}{\sin(\alpha_A + \alpha_B) \cos^2 \beta_A} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial z_2}{\partial \alpha_A} = 2d \sin \alpha_A \tan \beta_B \frac{-\cos(\alpha_A + \alpha_B)}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial z_2}{\partial \alpha_B} = 2d \tan \beta_B \frac{\sin \alpha_B}{\sin^2(\alpha_A + \alpha_B)} \\ \frac{\partial z_2}{\partial \beta_B} = 2d \frac{\sin \alpha_A}{\sin(\alpha_A + \alpha_B) \cos^2 \beta_B} \end{cases} \quad (7)$$

由式(3)可计算得到 $u(x_1)$ 与 $u(x_2)$, $u(y_1)$ 与 $u(y_2)$ 以及 $u(z_1)$ 与 $u(z_2)$.

式(1)中, 由于每个坐标分量均包括两个信息, 为了将各坐标分量包含的两个信息进行统一, 需要进行数据融合.

数据融合的方法包括加权平均法、卡尔曼滤波法、贝叶斯估计法等^[11]. 其中, 加权平均法简单、直观, 尤其适用于对原始数据进行直接处理的情形^[12], 因此本文采用加权平均法对各坐标信息进行融合.

使用加权平均法进行数据融合应保证融合后数据的标准差最小,并据此确定各原始数据的权因子^[13-14].据此, n 个数据的融合结果 q 的标准差

$$\sigma_q = \sqrt{\sum_{i=1}^n \omega_i^2 \sigma_i^2}$$

其中, σ_i 为各原始数据的标准差, ω_i 为对应的权因子.由多元函数求极限理论,可解得 σ_q 有最小值 $\sigma_{q_{min}} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i^2}}}$,此时 $\omega_i =$

$$\frac{1}{\sigma_i^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i^2}}$$

采用该方法进行数据融合后,结果的标准差小于任源源数据的标准差^[14].

据此对 x, y 与 z 坐标进行数据融合.由于 $u(x_1) = u(x_2), u(y_1) = u(y_2)$,故有

$$\begin{cases} u(x) = \frac{1}{\sqrt{2}}u(x_1) \\ u(y) = \frac{1}{\sqrt{2}}u(y_1) \end{cases} \quad (8)$$

由于 $u(z_1) \neq u(z_2)$,令 $\sigma_1 = u(z_1), \sigma_2 = u(z_2)$,则可求出 ω_1 与 ω_2 ,并有

$$u(z) = \sigma(z) = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{u^2(z_1)} + \frac{1}{u^2(z_2)}}} \quad (9)$$

进一步,根据式(2)可计算合成不确定度 u .可以看出,由于两发射器位于 xOz 平面上,因此 u 关于 xOz 平面对称分布.

关于 $u(\alpha_A), u(\alpha_B), u(\beta_A)$ 与 $u(\beta_B)$ 的取值,英国巴斯大学与英国国家物理实验室的研究表明^[4],iGPS发射器与接收器引起的测角标准不确定度平均值约为:方位角 $0.80''$,俯仰角 $0.25''$,即

$$\begin{cases} u(\alpha_A) = u(\alpha_B) = 0.80'' \\ u(\beta_A) = u(\beta_B) = 0.25'' \end{cases}$$

至此,建立了测量不确定度通用两站分析模型.该模型考虑了分别由两站出发的计算结果,并通过数据融合进行统一,提高了完备性;考虑了两发射器在水平方向与竖直方向的分布,可对任意布局的两站系统进行分析.

2.3 基于两站模型变换的测量不确定度空间分布分析方法

在一个由多台发射器组成的iGPS测量系统中,任取两台发射器 A 和 B 可组成一个两站系统并确定测点 T 的坐标.为计算 T 在该两站系统中的测量不确定度,需要对上述两站模型进行变换.

如图2所示,设两发射器 A 和 B 在全局坐标系 $Oxyz$ 下的坐标值为 (x_A, y_A, z_A) 和 (x_B, y_B, z_B) ,其中

将 z 坐标值较小的发射器设定为 A 站,即满足 $z_A < z_B$,测点 T 的坐标值为 (x_T, y_T, z_T) .由 A 和 B 两发射器的全局坐标,计算其水平间距和竖直间距,建立通用两站模型坐标系 $O'x'y'z'$;利用几何关系计算测点 T 在两站模型中的坐标 $T'(x'_T, y'_T, z'_T)$,有

$$\begin{cases} |x'_T| = \frac{|(x_B - x_A)x_T + (y_B - y_A)y_T - \frac{1}{2}(y_B^2 - y_A^2 + x_B^2 - x_A^2)|}{\sqrt{(x_B - x_A)^2 + (y_B - y_A)^2}} \\ |y'_T| = \frac{|(y_B - y_A)x_T + (x_B - x_A)y_T + y_Ax_B - y_Bx_A|}{\sqrt{(x_B - x_A)^2 + (y_B - y_A)^2}} \\ z'_T = z_T - \frac{1}{2}(z_A + z_B) \end{cases} \quad (10)$$

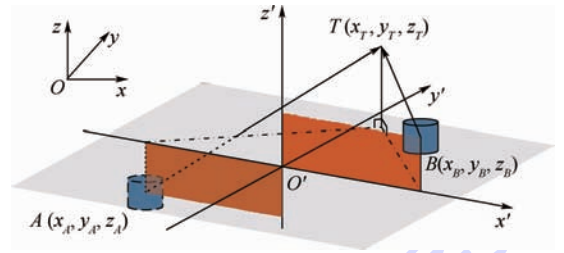


图2 两站模型变换示意图

Fig. 2 Two-station model transformation

对 y'_T 的符号进行判断,根据上述两站模型的对称性可知,由于不确定度 u 关于 xOz 平面对称分布,于是可取 $y'_T = |y'_T|$.对 x'_T 的符号进行判断,由于在两站模型中,两发射器的 x 坐标值互为相反数,因此根据 TA 与 TB 在 xOy 平面上的投影即可判断 x'_T 的符号,即:若 $|TA|_{xOy} < |TB|_{xOy}$,则 $x'_T = -|x'_T|$;反之 $x'_T = |x'_T|$.

将两发射器水平与竖直间距以及 T' 坐标值 (x'_T, y'_T, z'_T) 代入两站模型,计算得到测点 T 在该两站系统中的测量不确定度.

对于一个由 n 台发射器组成的iGPS测量系统,可计算得到 C_n^2 个基本测量信息与不确定度信息^[15].使用加权平均法对这些基本坐标信息进行数据融合,根据各基本坐标信息的不确定度计算权因子与总不确定度,并进一步计算得到测点的融合坐标.

上述即为iGPS测量不确定度空间分布分析方法.由于考虑了发射器数目与空间布局因素,该方法可对任意iGPS测量环境的测量不确定度空间分布规律进行计算分析.

2.4 考虑发射器覆盖范围的影响

由于每个iGPS发射器发出的激光扇面在方

位方向的覆盖角度范围为 360° ,而在俯仰方向的覆盖角度范围为 $\pm 30^\circ$,因此需考虑发射器覆盖范围的影响.在一个两站系统中,只要接收器在某一个发射器的激光覆盖范围之外,则不能解算出测点的坐标信息.

据此对建立的测量不确定度空间分布分析方法进行修正,在进行测量不确定度计算之前,首先判断接收器是否在各个发射器的覆盖范围之内,剔除不能照射到接收器的发射器,仅保留有效的发射器参与解算.

3 数值仿真与实验分析

3.1 方案设计

3.1.1 实验环境

实验场地长15 m,宽6 m,高3 m,地基稳定,震动较小,密闭与遮光条件良好,可保证环境温度与湿度基本恒定,墙壁与地面反射系数小,实验区域无阳光或人工光源直射.

3.1.2 实验设备

Nikon iGPS 4Tx 全空间跟踪定位测量系统, Leica AT901-B 激光跟踪仪.其不确定度变如表1所示.

表1 实验设备测量不确定度比较

Table 1 Measurement uncertainty comparison of experimental equipment

实验设备	测量不确定度
Nikon iGPS 4Tx	0.25 mm/(30 m × 30 m)
Leica AT901-B	(7.5 μm + 3 μm)/m

在设定的实验空间范围内,该激光跟踪仪的测量不确定度小于0.05 mm,而iGPS测量不确定度为0.25 mm,激光跟踪仪的测量精度为iGPS的5倍以上.因此,可以使用激光跟踪仪作为测量基准设备.

3.1.3 实验方案

针对设定的实验环境,进行测量不确定度的数值仿真计算与实际测量偏差的对比分析.将上述不确定度空间分布分析方法编程实现,计算测量不确定度空间分布数值仿真结果;使用激光跟踪仪与iGPS对空间内选定的测量点进行测量,并对两者的测量结果进行偏差计算.对比数值仿真结果与实测偏差结果,对该方法进行验证.

为验证建立的测量不确定度通用两站分析模型,本文构建两站系统作为研究对象;在使用iGPS进行实际测量时,考虑到测量精度、覆盖范围、光线遮挡等方面的因素,一般均以配置4台发射器的四站系统作为实际测量的最小系统,因此为验证提出的iGPS测量不确定度空间分布分析方法,本文构建四站系统作为研究对象,进行数值

仿真计算与实际测量偏差的对比分析.

3.2 两站系统

3.2.1 实验方法与过程

在实验场地内建立iGPS两站系统并标定,得到发射器的位置坐标,如表2所示.

表2 两站系统发射器布局位置坐标

Table 2 Transmitter coordinates of two stations measurement

发射器	位置坐标/mm
A	(-2042.73, 0, -64.75)
B	(2042.73, 0, 64.75)

选定 z 坐标为0 mm的平面为分析平面,在 $5\text{ m} \times 6\text{ m}$ 的范围进行数值仿真计算与实际偏差测量.将两发射器的水平与竖直距离输入仿真计算程序,算得该两站系统在选定采点平面上的测量不确定度分布规律;实际选取50个点,每个点分别使用iGPS与激光跟踪仪测量5次,计算每个测量点的两测量仪器测量值偏差,得到实测偏差分布.

3.2.2 结果与分析

该两站系统在选定的采点平面上的测量不确定度分布数值仿真结果如图3所示.

根据实测结果,计算得到各个测量点的偏差分布如图4所示,其中箭头指向为偏差方向.

由数值仿真结果可以看出,在两站系统中,两发射器连线及附近区域的测量不确定度明显大于周围区域,可达到0.2 mm以上.这是因为在此区域内,测量点与两发射器形成的夹角很大,根据前方交会原理,随着该夹角向 180° 靠近,测点空间不确定度显著增大.根据实际测量结果,在此区域内的3个测量点的测量偏差值均大于0.5 mm,显著大于其他测量点的测量偏差.

排除两发射器的连线区域,在靠近两发射器的近似椭圆区域内测量不确定度较小,可达到0.05 mm,并随测量点与两发射器距离的增大而增大.若两站水平距离为 d ,则在水平方向上 $d \times d$ 的范围内,测量不确定度可达0.2 mm以内.从实测结果来看,在此范围内的30个测量点中,有25个点的测量偏差小于0.2 mm,偏差均值为0.13 mm.

分别计算方位方向(x 和 y 方向)上与俯仰方向(z 方向)上的测量不确定度,其分布规律如图5所示.

根据数值仿真结果,方位方向的测量不确定度空间分布和数值均与总不确定度相近,而俯仰方向均在0.03 mm以内;实测偏差结果表明,各点的测量偏差多集中在方位方向,均值为0.15 mm,俯仰方向的分量均值为0.04 mm.

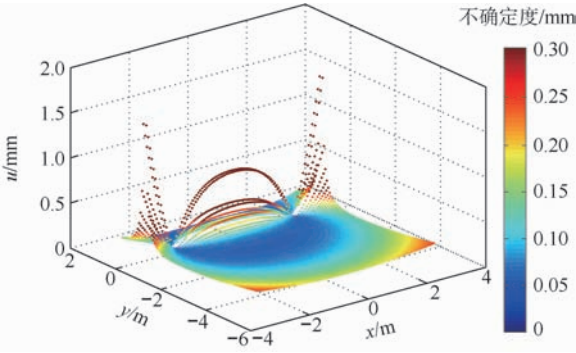


图3 两站系统测量不确定度分布数值仿真
Fig. 3 Numerical simulation of two stations measurement uncertainty distribution

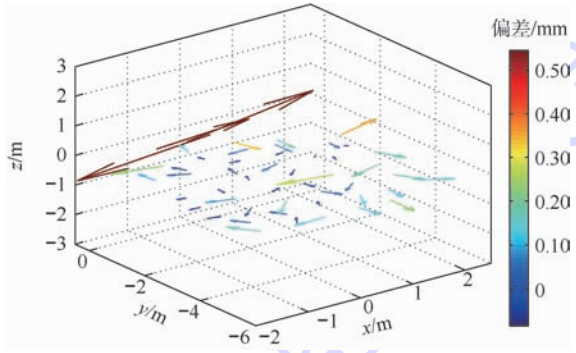


图4 两站系统实际测量偏差分布
Fig. 4 Actual deviations distribution of two stations measurement

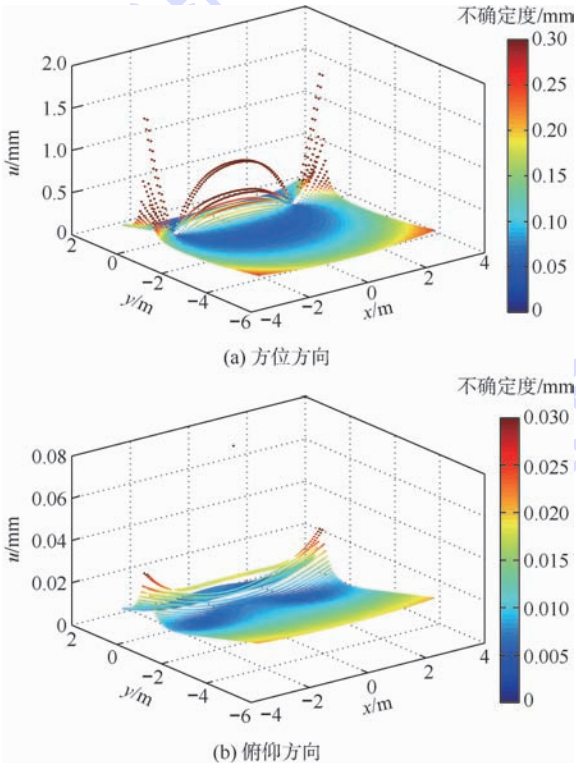


图5 两站系统方位方向与俯仰方向测量不确定度分布数值仿真
Fig. 5 Numerical simulation of two stations measurement uncertainty distribution in azimuth and elevation direction

3.3 四站系统

3.3.1 实验方法与过程

在实验场地中建立 iGPS 四站系统. 为反映 iGPS 发射器空间布局的任意性, 4 台发射器的布局形式为: 在水平方向上为略狭长近似梯形的四边形, 在竖直方向上错开. 对系统标定得到发射器的位置坐标, 如表 3 所示.

表 3 四站系统发射器布局位置坐标

Table 3 Transmitter coordinates of four stations measurement

发射器	位置坐标/mm
A	(- 11 393. 95, - 1 668. 69, - 29. 37)
B	(- 10 906. 01, 3 111. 19, 147. 70)
C	(- 1 809. 09, 6 957. 79, 23. 94)
D	(- 87. 68, 3 708. 70, 43. 96)

根据现场环境, 选定 z 坐标为 -713 mm 的平面为分析平面, 在 $12\text{ m} \times 6\text{ m}$ 的范围进行数值仿真计算与实际偏差测量. 将标定所得 4 台发射器位置坐标输入仿真计算程序, 算得该四站系统在选定采点平面上的测量不确定度分布规律; 实际选取 90 个点, 每个点分别使用 iGPS 与激光跟踪仪测量 5 次, 计算每个测量点的两测量仪器测量值偏差, 得到实测偏差分布.

3.3.2 结果与分析

该四站系统在选定的采点平面上的测量不确定度分布数值仿真结果如图 6、图 7 所示.

根据实测结果, 计算得到各个测量点的偏差分布如图 8 所示.

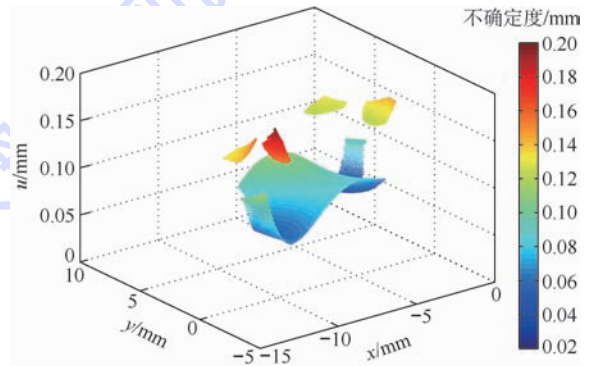


图6 四站系统测量不确定度分布数值仿真
Fig. 6 Numerical simulation of four stations measurement uncertainty distribution

由数值仿真结果可以看出, 测量不确定度在靠近各个发射器的区域有明显的跳变增大, 其数值介于 $0.12 \sim 0.20$ mm 之间, 且该区域呈圆形/扇形分布. 这是由于 iGPS 发射器发出的激光扇面在俯仰方向的覆盖角度范围为 $\pm 30^\circ$, 而在该区域

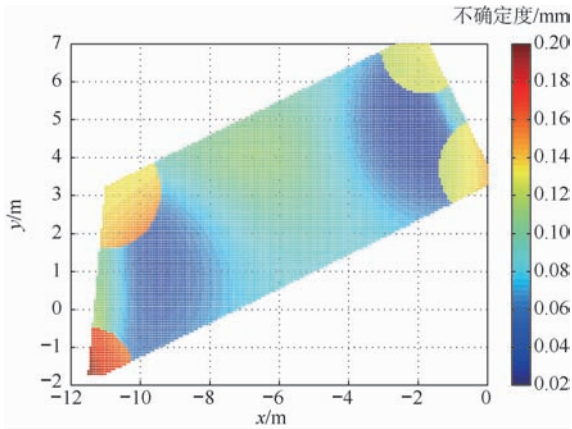


图7 四站系统测量不确定度分布数值仿真(俯视图)
Fig.7 Numerical simulation of four stations measurement uncertainty distribution (top view)

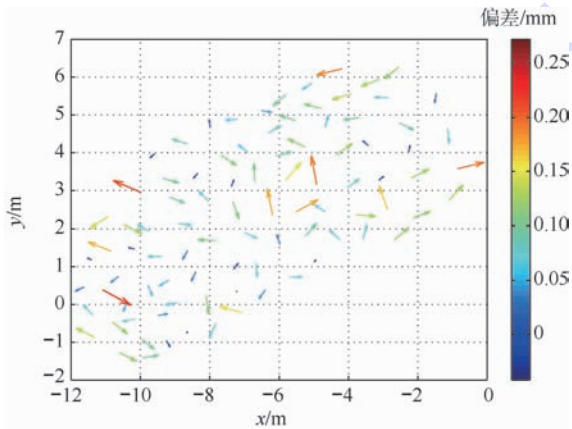


图8 四站系统实际测量偏差分布(俯视图)
Fig.8 Actual deviations distribution of four stations measurement (top view)

内,接收器超出了该发射器的覆盖范围,故不能获得测点相对于该发射器的角度信息.因此在临近发射器位置的测量不确定度增大,实际上是由于有效发射器数目减少引起的.由实测偏差数据,这一区域内测量点的测量偏差均大于 0.15 mm ,均值为 0.18 mm .

本实验中,4台发射器的布局相对狭长,根据数值仿真结果,测量空间中间区域的测量不确定度相对较大,约为 0.10 mm ,两侧区域的测量不确定度较小,均小于 0.08 mm .实测结果中,排除临近各发射器的区域,中间区域的30个测量点的偏差均值为 0.13 mm ,两侧区域的49个测量点的偏差均值为 0.10 mm .

由于环境因素的影响,实测偏差略大于数值仿真结果.从仿真结果来看,除发射器附近区域,测量空间的不确定度均在 0.12 mm 以内;根据实测偏差结果,排除发射器附近区域的测量偏差均小于 0.2 mm ,均值为 0.11 mm .

4 结论

本文提出了一种 iGPS 测量不确定度空间分布分析方法.给出了 iGPS 测量模型,建立了测量不确定度通用两站分析模型.在此基础上,进一步提出了测量不确定度空间分布分析方法,并根据发射器覆盖范围对其进行了修正.

数值仿真结果与实测偏差对比结果表明,两站系统与四站系统的仿真数据结果与实测偏差结果吻合良好,提出的 iGPS 测量不确定度空间分布分析方法能较好地对测量不确定度空间分布规律进行描述.使用该方法,可对发射器为任意数目与空间布局的 iGPS 测量环境的测量不确定度空间分布规律进行计算分析.

该测量不确定度空间分布分析方法可用于 iGPS 测量环境的测量精度快速计算与分析评估,并可为测量现场的发射器布局方案优化提供依据.

参考文献 (References)

- [1] 邹方,尚可.未来工厂的数字化测量世界[J].航空制造技术,2008(19):26-29.
Zou F, Shang K. Digital measurement world for future factory [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2008 (19) :26-29 (in Chinese).
- [2] 郭洪杰,王碧玲,赵建国,等. iGPS 测量系统实现关键技术及应用[J].航空制造技术,2012(11):46-49.
Guo H J, Wang B L, Zhao J G, et al. Key technology and application of iGPS measuring system [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2012 (11) :46-49 (in Chinese).
- [3] 于勇,陶剑,范玉青,等.波音 787 飞机装配技术及其装配过程[J].航空制造技术,2009(14):42-47.
Yu Y, Tao J, Fan Y Q, et al. Assembly technology and process of Boeing 787 jet [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2009(14):42-47 (in Chinese).
- [4] Muelaner J E, Wang Z, Jamshidi J, et al. Study of the uncertainty of angle measurement for a rotary-laser automatic theodolite (R-LAT) [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture, 2009, 223(3):217-229.
- [5] Muelaner J E, Wang Z, Martin O, et al. Verification of the indoor GPS system, by comparison with calibrated coordinates and by angular reference [J]. Journal of Intelligent Manufacturing, 2012, 23(6):2323-2331.
- [6] Wang Z, Mastrogiacomo L, Franceschini F, et al. Experimental comparison of dynamic tracking performance of iGPS and laser tracker [J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2011, 56(1-4):205-213.
- [7] 杜福洲,陈哲涵,唐晓青. iGPS 测量场精度分析及其应用研究[J].航空学报,2012,33(9):1737-1745.

- Du F Z, Chen Z H, Tang X Q. Precision analysis of iGPS measurement field and its application[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2012, 33(9): 1737-1745 (in Chinese).
- [8] Schmitt R, Nisch S, Schonberg A, et al. Performance evaluation of iGPS for industrial applications[C]// *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2010 International Conference on. Zurich: IEEE, 2010: 1-8.
- [9] 李洋, 周自力, 马骊群, 等. 基于多不确定度融合的室内 GPS 测量网评价方法[J]. *计量学报*, 2012, 33(z1): 24-27.
Li Y, Zhou Z L, Ma L Q, et al. The evaluation method for the indoor GPS measurement network based on multi-uncertainty fusion algorithm[J]. *Acta Metrologica Sinica*, 2012, 33(z1): 24-27 (in Chinese).
- [10] 龙华伟, 翟超. 空间前方交会法及其在测试技术中的应用[J]. *计测技术*, 2005, 25(6): 51-54.
Long H W, Zhai C. The principle of spatial forward intersection and discussion about its applications[J]. *Metrology & Measurement Technology*, 2005, 25(6): 51-54 (in Chinese).
- [11] 吴秋轩, 曹广益. 多传感器信息融合方法综述[J]. *机器人*, 2003, 25(z1): 741-745.
Wu Q X, Cao G Y. A survey of multisensor information fusion algorithm[J]. *Robot*, 2003, 25(z1): 741-745 (in Chinese).
- [12] 王会清, 韩艳玲. 基于多传感器与数据融合技术的研究[J]. *计算机与现代化*, 2002(9): 64-67.
Wang H Q, Han Y L. The study of the technology based on multisensor and data fusion[J]. *Computer and Modernization*, 2002(9): 64-67 (in Chinese).
- [13] 凌林本, 李滋刚, 陈超英, 等. 多传感器数据融合时权的最优分配原则[J]. *中国惯性技术学报*, 2000, 8(2): 36-39.
Ling L B, Li Z G, Chen C Y, et al. Optimal weight distribution principle used in the fusion of multi-sensor data[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2000, 8(2): 36-39 (in Chinese).
- [14] 王炯琦, 周海银, 吴翔. 基于最优估计的数据融合理论[J]. *应用数学*, 2007, 20(2): 392-399.
Wang J Q, Zhou H Y, Wu Y. The theory of data fusion based on state optimal estimation [J]. *Mathematica Applicata*, 2007, 20(2): 392-399 (in Chinese).
- [15] 朱永国, 黄翔, 秦龙刚. 基于局域 GPS 的飞机惯性导航部件安装校准[J]. *南京航空航天大学学报*, 2009, 41(5): 615-619.
Zhu Y G, Huang X, Qin L G. Installation and calibration of airplane inertial navigation based on indoor GPS [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2009, 41(5): 615-619 (in Chinese).

Analysis method of iGPS measurement uncertainty spatial distribution

SUN Fulong¹, ZHAO Gang^{*1}, WANG Wei¹, CHEN Lei²

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. Shanghai Aircraft Manufacturing Co. Ltd, Shanghai 200436, China)

Abstract: The spatial distribution of iGPS measurement uncertainty was studied to help rapid assessment and layout optimization of iGPS measurement. According to the measurement model of iGPS, a typical two-station model of measurement uncertainty was established. Furthermore, a universal analysis method of iGPS measurement uncertainty distribution was proposed and modified in accordance with transmitter coverage. This method is applicable to diverse iGPS measurement environment with an arbitrary number of the transmitters in different layouts, and can be used to calculate the measurement uncertainty at any spatial point. Real measurement environment with two stations and four stations were established respectively. The distribution of actual measured deviations corresponded to the numerical simulation results. This analysis method was proved effective to describe the measurement uncertainty distribution pattern of iGPS.

Key words: iGPS; measurement model; measurement uncertainty; two-station model; spatial distribution

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0047

X型尾翼临近空间飞艇隐身特性仿真



肖厚地, 刘龙斌, 吕明云*

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191)

摘 要: 为了降低临近空间飞艇的雷达散射截面(RCS)特性,研究了X型尾翼变形角的不同对临近空间飞艇RCS特性的影响.采用物理光学法仿真出X型尾翼不同变形角对临近空间飞艇头向、侧向和尾向RCS特性的影响,并分别采用物理光学法和多层快速多极子法(MLFMM)计算对比球的RCS.对比说明了物理光学法是准确合适的.仿真结果表明,X型尾翼变形角的不同对飞艇头向RCS影响较小,对侧向的RCS影响较大.变形角从 0° 增加到 20° 时,侧向RCS减小到 0° 时的13.7%.X型尾翼的变形可以显著改善临近空间飞艇侧向隐身性能,同时增大了其他方向的RCS.

关键词: 临近空间飞艇; X型尾翼; 隐身; 物理光学法; 多层快速多极子法

中图分类号: V214.8

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2015)01-0181-06

临近空间飞艇,也称为平流层飞艇,是指能够在临近空间平流层长时间稳定停留并具有一定机动能力的无人飞艇,在信息获取和传输资源勘测、防灾减灾等领域具有极高的应用价值^[1-5].近年来,包括美国、日本、英国和俄罗斯在内的很多国家对平流层飞艇进行了深入研究,并实施了一系列研究计划,取得了很大进展^[6].例如美国的“高空飞艇”(HAA)项目、“高空哨兵”项目、“传感器与结构集成”(ISIS)项目,日本的“平流层平台”(SPF)项目等.

目前国内学者对临近空间飞艇的研究主要集中在蒙皮材料性能^[6-10]、空气动力估算^[11]、飞艇平台的建模与仿真分析^[12]、飞艇的操控等技术方面,但对临近空间飞艇隐身特性的研究较少.传统的低空飞艇的飞行环境相对较温和,对于材料的要求不是很高故飞艇气囊材料一般采用透波性能良好(达95%)的复合材料纤维织物,不会产生大

面积的雷达波散射,囊体本身就具有良好的隐身性能^[13].但临近空间的环境条件非常苛刻,受太阳光照射的蒙皮,热量通过蒙皮与飞艇内部气体进行热交换,造成内部气体的温度变化.另外临近空间昼夜24h温度变化大,约 50°C 的温差.临近空间的温度还受到季节变化的影响,从冬季到夏季的转变中几天之内升温可达 $40\sim 50^\circ\text{C}$ ^[7],这种大温差的结果将影响飞艇内部气体压力的升高和降低,进而影响浮力的变化.因此要对蒙皮材料进行改性,以提高蒙皮材料的隔热性能,最常用的手段是进行隔热涂层设计.目前普遍采用的技术是在飞艇表面镀一层金属以增大其对太阳光的热反射率进而起到隔热的作用.例如日本的Maekawa等人^[9]开发的临近空间飞艇蒙皮材料即是在Tedlar膜表面镀金属铝,起到隔热效果.这样一来临近空间飞艇电磁散射特性就相当于一个金属导体,其隐身特性的研究将变得十分迫切.

收稿日期: 2014-01-23; 录用日期: 2014-04-22; 网络出版时间: 2014-05-22 09:34

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2014.0047.html

基金项目: 航空科学基金资助项目(2012ZA51009)

作者简介: 肖厚地(1991—),男,重庆垫江人,硕士生, xhd_buaa@126.com

* 通讯作者: 吕明云(1969—),男,湖北公安人,教授, lv503@buaa.edu.cn, 主要研究方向为飞行器总体设计.

引用格式: 肖厚地, 刘龙斌, 吕明云. X型尾翼临近空间飞艇隐身特性仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 181-186. Xiao H D, Liu L B, Lü M Y. Simulation on stealth characteristics of X-tail near space airship[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 181-186 (in Chinese).

鉴于临近空间飞艇囊体外形的变化不是很大,而其尾翼常采用X型尾翼及其变形形式^[14].本文针对这一特点对X型尾翼临近空间飞艇的雷达散射特性进行仿真,并对仿真结果进行分析总结,得到针对X型尾翼变形角度对临近空间飞艇的头向、侧向和尾向的雷达散射截面(RCS)特性分析报告,希望对今后X型尾翼及其变形形式的临近空间飞艇的隐身设计提供技术参考.

1 X型尾翼临近空间飞艇隐身特性仿真

1.1 仿真原理^[15]

RCS的计算方法,常用的有物理光学法、几何光学法、几何绕射理论、物理绕射理论、等效电磁流法、射线追踪法、时域有限差分法、快速多级子法和矩量法等.本文采用物理光学法分析X型尾翼临近空间飞艇的RCS高频特性.物理光学法一般是将模型表面用诸多三角面元来近似.将全部三角面元的RCS进行叠加,得到模型的RCS.一个面元的RCS计算公式如下:

$$\sqrt{\sigma_i} = \begin{cases} \mathbf{n} \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{h}_i) e^{jk\mathbf{r}_0 \cdot (\mathbf{s}-\mathbf{i})} \frac{1}{\sqrt{\pi} |\mathbf{p}|^2} \cdot \\ \sum_{m=1}^N \left[\mathbf{p} \cdot \mathbf{L}_m e^{jk\mathbf{r}_m \cdot (\mathbf{s}-\mathbf{i})} \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} k \mathbf{L}_m \cdot (\mathbf{s}-\mathbf{i}) \right) \right] \\ \mathbf{p} \neq 0 \\ \frac{jk}{\sqrt{\pi}} \mathbf{n} \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{h}_i) e^{jk\mathbf{r}_0 \cdot (\mathbf{s}-\mathbf{i})} A \\ \mathbf{p} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\sqrt{\sigma_i}$ 为一个面元的RCS; \mathbf{n} 为面元外法线方向; \mathbf{e}_r 为接收天线电场方向; \mathbf{h}_i 为入射波磁场方向; 对于单站同极化情形, $\mathbf{e}_r \times \mathbf{h}_i$ 项为 \mathbf{i} , 即入射方向; k 为自由空间波束, 即 $\frac{2\pi}{\lambda}$; \mathbf{r}_0 为参考点, 其必须在面元上; \mathbf{s} 为散射方向; $\mathbf{p} = \mathbf{n} \times (\mathbf{s} - \mathbf{i})$; N 为边的数量, 对于三角形, $N = 3$; \mathbf{L}_m 为第 m 条边的大小和方向; \mathbf{r}_m 为参考点 \mathbf{r}_0 到第 m 条边中点的矢量; A 为面元面积; sinc 函数, 定义为 $\sin(x)/x$; 以上参数量纲均为国际标准单位.

模型的RCS叠加公式为

$$\sigma = \left| \sum_{i=1}^n \sqrt{\sigma_i} \right|^2 \quad (2)$$

其中, σ 为模型的RCS, 单位 m^2 .

1.2 初始模型RCS仿真

目前包括HAA和高空长航时飞艇(HALE)

在内的各种浮空器方案主要都采用与常规飞艇相类似的布局形式^[16].为了更具有典型性, 本文的研究也是针对目前这种主流的飞艇方案形式而进行, 飞艇模型为常规的流线型艇囊、控制用的固定X型尾翼、装设备用的吊舱, 设计主要参数如表1所示. 用CATIA软件绘制出X型尾翼临近空间飞艇的三维模型, X型尾翼退化为十字型尾翼.

X型尾翼临近空间飞艇的RCS仿真过程为: 用CATIA软件建立其模型(如图1所示); 生成三角形网格并导出网格文件, 本文中初始模型共计生成74978个三角形网格(如图2所示); 用基于物理光学法编写的VC程序仿真出X型尾翼临近空间飞艇的RCS仿真值(如图3所示). 仿真初始条件为: 雷达俯仰角为 0° ; 入射波长 $\lambda = 0.03 \text{ m}$, 即X波段, 模型的俯仰角和滚转角均为 0° .

表1 X型尾翼临近空间飞艇模型设计参数
Table 1 Design parameters of the X-tail near space airship

参数	尺寸
飞艇长度	100
飞艇高度	30
吊舱底距飞艇轴线距离	15
吊舱底宽度	10
尾翼半翼展	15
尾翼翼根弦长	25
尾翼翼尖弦长	9

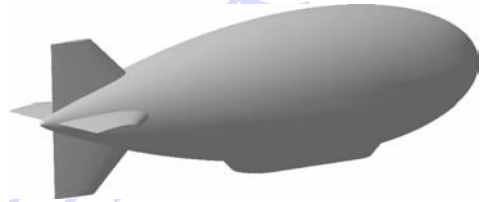


图1 X型尾翼临近空间飞艇三维模型
Fig. 1 3D model of X-tail near space airship

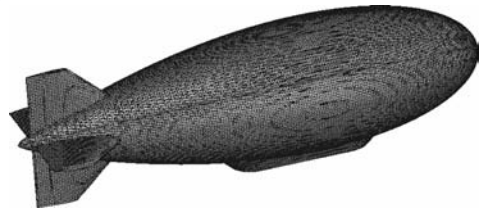


图2 X型尾翼临近空间飞艇三维模型网格
Fig. 2 3D grid of X-tail near space airship

分析图3仿真结果可知当尾翼退化为十字型尾翼时, X型尾翼临近空间飞艇的RCS值为: 头向 $\pm 30^\circ$ RCS 算数平均值为 $19.90 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$; 侧向 $\pm 30^\circ$ RCS 算数平均值为 $46.00 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$; 尾 $\pm 30^\circ$ RCS 算数平均值为 $23.65 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$; 可以看到临近空间飞艇侧向 90° 和 270° 时 RCS 出现峰值, 这是

由于艇囊曲面镜面反射和尾翼形成二面角强散射源造成的.

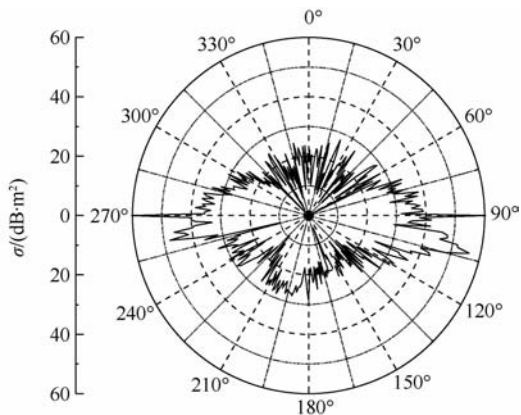


图 3 X型尾翼临近空间飞艇 RCS 仿真结果
Fig. 3 RCS numerical simulation results of X-tail near space airship

1.3 变形 X 型尾翼临近空间飞艇的 RCS 仿真

用 CATIA 软件建立 X 型尾翼临近空间飞艇的三维模型,并对飞艇的尾翼采用不同变形角设计(如图 4 所示),变形角 β 范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$,步长为 5° .分别对所得模型的 RCS 进行仿真.仿真过程同 2.2 节中的仿真过程.

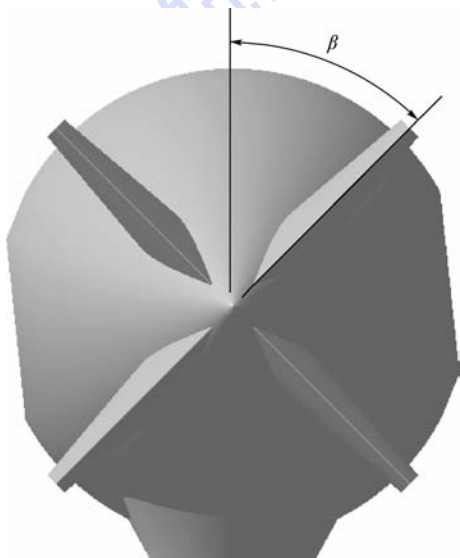


图 4 X型尾翼变形示意图
Fig. 4 X-tail deformation schematic

对仿真结果进行数理统计,得到临近空间飞艇头向 $\pm 30^\circ$ 、侧向 $\pm 30^\circ$ 、尾向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值随变形角 β 的变化关系曲线(如图 5 所示).

分析图 5 的仿真结果可知临近空间飞艇头向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值随变形角的增大保持在 $19.82 \sim 19.33 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$ 小范围内变化,基本趋于稳定,故临近空间飞艇头向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值随变形角的变化不明显.

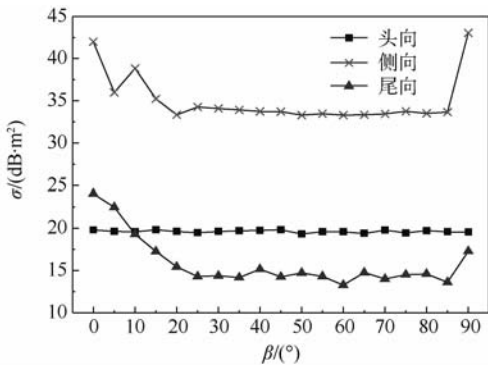


图 5 临近空间飞艇头向、侧向、尾向 RCS 曲线
Fig. 5 Near space airship RCS curves from head, side and tail direction

临近空间飞艇侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值随变形角的增大先迅速减小,在变形角为 0° 时侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值为 $42.00 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$,主要是由于电磁波垂直照射尾翼,产生较强的镜面反射;当变形角增大到 5° 时侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值为 $36.00 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$,仅为变形角为 0° 时的 25%;随后振荡减小,在 20° 时减小到 $33.37 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$,为 0° 时的 13.7%;之后当变形角在 $20^\circ \sim 85^\circ$ 之间时 RCS 基本趋于稳定;在变形角为 90° 时侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值又达到 $43.06 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$,这是由于此时尾翼翼尖的平面被电磁波垂直照射,增大了散射强度,这一点说明在设计时要尽量避免翼尖平面的出现,可以用楔形翼尖.

临近空间飞艇尾向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值,当变形角在 $0^\circ \sim 35^\circ$ 之间时,随变形角的增大而减小,当变形角为 35° 时达到最小值 $14.17 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$,仅为 0° 时的 10.3%;当变形角在 $35^\circ \sim 90^\circ$ 之间变化时,临近空间飞艇尾向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算数平均值随变形角的增大而在 $13.27 \sim 17.28 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$ 之间小幅振荡变化.说明尾翼变形角的变化对临近空间飞艇尾向 RCS 也是有较大影响的.

1.4 雷达俯仰角变化对 X 型尾翼临近空间飞艇侧向 RCS 特性的影响

当 X 型尾翼产生变形时,该临近空间飞艇头向的 RCS 均值变化幅度较小,而侧向的 RCS 均值变化幅度相对较大.故本节专门对临近空间飞艇侧向 RCS 特性进行深入研究,研究探测雷达的俯仰角变化对变形角为 45° 的 X 型尾翼临近空间飞艇的 RCS 特性的影响,探索变形角的变化是否增大了其他方向上的 RCS.按照 2.2 节的仿真过程,使用 CATIA 软件建立变形角为 45° 时的临近空间飞艇模型,并生成相应的网格(如图 6 所示),使

用 VC 程序对其 RCS 数值模拟,其中探测雷达的俯仰角在 $-55^\circ \sim +55^\circ$ 之间变化,变化步长为 1° ,雷达入射波长 $\lambda = 0.03 \text{ m}$,模型的俯仰角和滚转角均为 0° . 基于物理光学法,经过数值模拟,得出探测雷达的俯仰角 $\alpha = 0^\circ$ 时 X 型尾翼变形角为 45° 时的临近空间飞艇 RCS 特性(如图 7 所示). 经过数理统计分析,得出探测雷达的俯仰角在 $-55^\circ \sim +55^\circ$ 之间变化对 X 型尾翼临近空间飞艇侧向 $\pm 30^\circ$ RCS 算数平均值的影响(如图 8 所示).

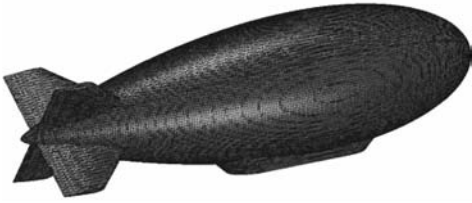


图 6 45°变形角临近空间飞艇网格

Fig. 6 Near space airship grid when deformation angle is 45°

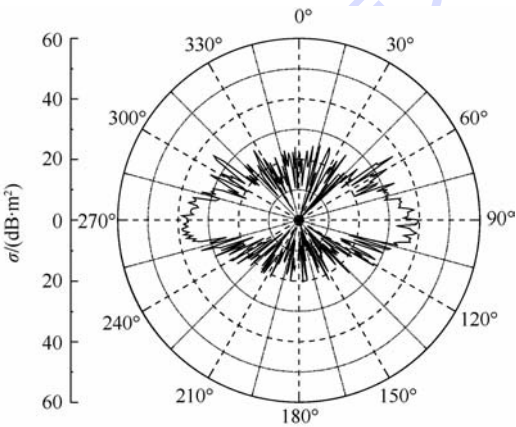


图 7 X 型尾翼变形角为 45° 时的临近空间飞艇 RCS 特性($\beta = 0^\circ$)

Fig. 7 RCS of near space airship when deformation angle of X-tail is 45° ($\beta = 0^\circ$)

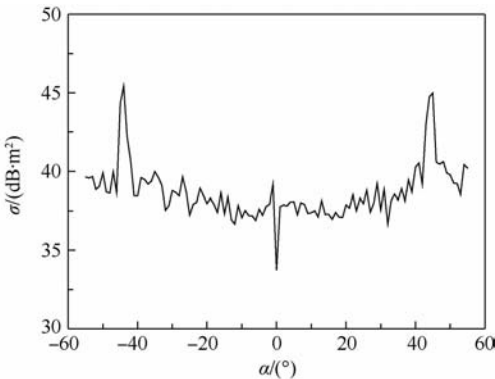


图 8 探测雷达的俯仰角变化对 X 型尾翼临近空间飞艇侧向 RCS 的影响($\beta = 45^\circ$)

Fig. 8 Impact of changes in pitch angle detection of radar on X-tail near space airship lateral RCS ($\beta = 45^\circ$)

对照图 3 和图 7 知 X 型尾翼的变形可以显著改善临近空间飞艇侧向隐身性能.

由图 8 分析知,临近空间飞艇的侧向 RCS 算数平均值有 2 个峰值,分别在探测雷达俯仰角为 -45° 和 $+45^\circ$ 附近出现,这是由于在这个角度上电磁波可以垂直照射 X 型尾翼产生较强的散射,其峰值分别为 $45.42 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$ 和 $44.98 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$. 故 X 型尾翼的变形增加了其他方向上的 RCS 特性. 从图 8 中可以看到出现的峰值范围大约在 $-42^\circ \sim -46^\circ$ 和 $42^\circ \sim 46^\circ$ 范围,假设飞艇的飞行高度是 20 km ,当雷达在仰角 $-42^\circ \sim -46^\circ$ 和 $42^\circ \sim 46^\circ$ 范围发现飞艇时距飞艇的距离分别为 29.9 km 和 17.8 km ,此范围水平距离只有 2.1 km .

2 与 FEKO 软件仿真结果对比分析

为了验证该程序所采用的物理光学法是准确合适的,用该程序计算一个直径为 400 mm 的对比金属球体的 RCS 与成熟的商业软件 FEKO 计算结果做对照如图 9、图 10 所示.

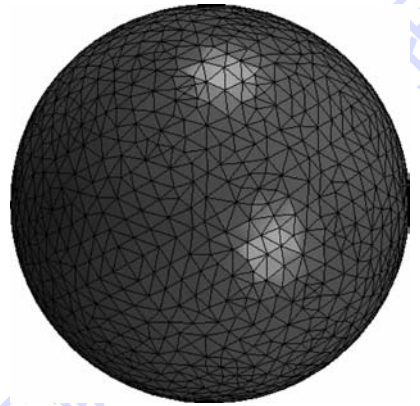


图 9 对比球 VC 程序计算模型网格

Fig. 9 Grid of contrast ball when calculated using VC program

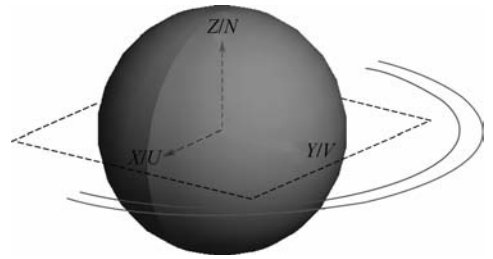


图 10 对比球 FEKO 计算模型

Fig. 10 Model of contrast ball when calculated using FEKO

FEKO 采用的是多层快速多极子法. 其中,对比球探测雷达方位角在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 变化,步长为 5° . 模型的俯仰角和滚转角均为 0° . 分别对 VC 和 FEKO 计算的对比球侧向 $\pm 30^\circ$ RCS 取算数平均

值. FEKO 计算结果为 $-8.995 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$, VC 计算结果为 $-9.120 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$. 统计分析知两者之间差别只有 2.83%. 说明本文采用的物理光学法是准确合适的.

3 结 论

本文研究了 X 型临近空间飞艇的隐身特性. 基于物理光学法, 运用 CATIA 软件、VC 软件、FEKO 软件和 Origin 软件, 分析了 X 型尾翼变形角不同时对该临近空间飞艇 RCS 的影响, 并进行仿真, 通过数理统计对其隐身特性的缩减进行了分析; 同时通过与采用多层快速多极子法计算的对比球的 RCS 进行对比知本文采用的物理光学法是准确合适的. 通过对 X 型尾翼临近空间飞艇的隐身特性的仿真, 得到以下结论:

1) 为了提高临近空间飞艇蒙皮材料的隔热性能, 在飞艇表面镀一层金属以增大其对太阳光的热反射率进而起到隔热的作用, 这样一来临近空间飞艇的电磁散射特性就相当于一个金属导体, 为了提高其生存能力其隐身特性的研究将变得有必要.

2) X 型尾翼变形角的不同对临近空间飞艇头向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算术平均值影响较小.

3) X 型尾翼变形角的不同对临近空间飞艇侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算术平均值影响较大. 变形角从 0° 增加到 20° 时侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算术平均值从 $42.00 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$ 减小到 $33.37 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$, 仅为 0° 时的 13.7%; 之后当变形角在 $20^\circ \sim 85^\circ$ 之间时 RCS 基本趋于稳定; 在变形角为 90° 时侧向 $\pm 30^\circ$ 的 RCS 算术平均值又回达到 $43.06 \text{ dB} \cdot \text{m}^2$, 这是由于此时尾翼翼尖的平面被电磁波垂直照射, 增大了散射强度, 这一点说明在设计时要尽量避免翼尖平面的出现, 可以用楔形翼尖.

4) X 型尾翼的变形可以显著改善临近空间飞艇侧向隐身性能, 同时也导致其他方向的 RCS 的增大.

参考文献 (References)

[1] Lee Y, Kim D, Yeom C. Development of Korean high altitude platform systems[J]. International Journal of Wireless Information Networks, 2006, 13(1): 31-42.

[2] Yu D, Lv X. Configurations analysis for high-altitude/long-endurance airships[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2010, 82(1): 48-59.

[3] Pankine A, Nock K, Li Z, et al. Stratospheric satellites for earth observations[J]. Bulletin of the American Meteorological Society, 2009, 90(8): 1109-1119.

[4] Miura R, Suzuki M. Preliminary flight test program on telecom and broadcasting using high altitude platform stations[J]. Wireless Personal Communications, 2003, 24(2): 341-361.

[5] Rango F D, Trpea M, Marano S. Integrated services on high altitude platform: receiver driven smart selection of HAP-Geo satellite wireless access segment and performance evaluation[J]. International Journal of Wireless Information Networks, 2006, 13(1): 77-94.

[6] 曹旭, 高诚贤. PBO 基质平流层飞艇蒙皮材料的制备研究[J]. 高科技纤维与应用, 2009, 34(4): 37-42.

Cao X, Gao C X. Fabrication and investigation of envelope materials for strato-spheric aircraft with PBO fabric as load-carriers[J]. Hi-Tech Fiber & Application, 2009, 34(4): 37-42 (in Chinese).

[7] 白向红. 飞艇蒙皮材料力学性能演化规律研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009.

Bai X H. Law of the mechanical properties of the evolution of the airship skin material[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009 (in Chinese).

[8] 曹旭, 顾正铭, 王伟志. 可用于平流层飞艇蒙皮的 PBO 织物编织和性能研究[J]. 航天返回与遥感, 2008, 29(3): 57-62.

Cao X, Gu Z M, Wang W Z. Weave and performance investigation of PBO fabric for stratosphere airship envelope[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2008, 29(3): 57-62 (in Chinese).

[9] 谭惠丰, 刘羽熙, 刘宇艳, 等. 临近空间飞艇蒙皮材料研究进展和需求分析[J]. 复合材料学报, 2012, 29(6): 1-8.

Tan H F, Liu Y X, Liu Y Y, et al. Research progress and requirement analysis of envelope materials for near space airship[J]. Acta Materiae Compositae Sinica, 2012, 29(6): 1-8 (in Chinese).

[10] 顾正铭. 平流层飞艇蒙皮材料的研究[J]. 航天返回与遥感, 2007, 28(1): 62-66.

Gu Z M. Research of stratospheric airship' skin material[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2007, 28(1): 62-66 (in Chinese).

[11] 王晓亮, 单雪雄. 平流层飞艇空气动力估算[J]. 力学季刊, 2006, 27(2): 295-304.

Wang X L, Shan X X. Aerodynamic estimation for stratosphere airship[J]. Chinese Quarterly of Mechanics, 2006, 27(2): 295-304 (in Chinese).

[12] 王明建, 黄新生. 平流层飞艇平台建模与仿真分析[J]. 计算机仿真, 2008, 25(5): 47-50.

Wang M J, Huang X S. Modeling and simulation analysis of stratospheric airship platform[J]. Computer Simulation, 2008, 25(5): 47-50 (in Chinese).

[13] 缪敏昌, 黄德赞, 彭敏. 飞艇吊舱隐身特性研究[J]. 航空工程进展, 2011, 2(4): 415-418.

Miao M C, Huang D Z, Peng M. Research on characteristic of airship gondola stealth[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2011, 2(4): 415-418 (in Chinese).

[14] Lin L, Igor P. A review of airship structural research and development[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2009, 45(1): 83-96.

[15] 岳奎志, 孙聪, 姬金祖. 双立尾对战斗机隐身特性的数值模

拟[J].北京航空航天大学报,2014,40(2):160-165.

Yue K Z, Sun C, Ji J Z. Numerical simulation on the stealth characteristics of twin-vertical-tails for fighter [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(2):160-165 (in Chinese).

[16] 王钢林,罗明强,武哲. 临近空间浮空器总体参数的优化设计研究[J]. 航天控制,2008,26(2):9-13.

Wang G L, Luo M Q, Wu Z. Optimization on sizing of high-altitude/long-endurance airship [J]. Aerospace Control, 2008, 26(2):9-13 (in Chinese).

Simulation on stealth characteristics of X-tail near space airship

XIAO Houdi, LIU Longbin, LÜ Mingyun*

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: In order to reduce the radar cross section (RCS) of near space airship, the effect on the RCS of near space airship was studied, when its X-tail has different deformation angles. The RCS character effect of head, side and tail in the near space airship was simulated, when X-tail has different deformation angles based on physical optics method. Physical optics and multilevel fast multipole method (MLFMM) were applied to simulate the RCS of contrast ball, and the results show that the physical optics method is accurate and appropriate. The simulation results show that the X-tail angle on different deformation has less influence on head RCS of airship, but has great influence on side RCS of airship. The side RCS reduced to 13.7% when deformation angle changed from 0° to 20°. The deformation of X-tail can significantly improve the performance of near space airship lateral stealth, while increasing the other direction RCS.

Key words: near space airship; X-tail; stealth; physical optics; multilevel fast multipole method (MLFMM)

《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人,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码,中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5~8 个),中图分类号,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词,引言,正文,参考文献。首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:100191 北京市海淀区学院路 37 号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电 话:(010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail: jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

