

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



2020-08

Vol.46 No.8

目 次

超声能对铝合金搅拌摩擦焊焊缝成型的影响 杨坤玉, 彭彬, 袁朝桥, 宋佳寅, 贺地求 (1437)

锂离子电池 SOC 及容量的多尺度联合估计 杨世春, 华旻, 顾启蒙, 闫啸宇, 李琳 (1444)

新型排气余压利用系统无因次效率研究 虞启辉, 翟建伟, 谭心, 方桂花, 蒙建国 (1453)

基于修正 IMM 的风机变桨系统故障诊断方法 王进花, 朱恩昌, 曹洁, 余萍 (1460)

复材蒙皮的硬涂层阻尼减振设计与优化方法 张波成, 章健, 张泽峰, 扈静泽 (1469)

基于 CFD 的 10 cm 氩离子推力器阳极推进剂供给方式优化
..... 胡竞, 杨福全, 郭德洲, 高俊, 郑茂繁 (1476)

数据丢包和量化约束下的分布式滚动时域估计 刘帅, 赵国荣, 曾宾, 高超 (1485)

应用于智能芯片的可视化反馈系统研究 李欣致, 董胜波, 崔向阳, 刘志哲, 郭广浩 (1494)

动力增程型高超声速飞行器的再入轨迹规划 冯玥, 王容顺, 梅映雪, 孙洪飞, 吴了泥 (1503)

铜互连扩散阻挡层工艺优化 傅晓娟, 赵毅强, 刘峻, 宋凯悦 (1514)

考虑物料供应干扰的飞机移动生产线动态调度 卢斌, 陆志强 (1521)

复杂管网系统未知信息调节阀的一种瞬变建模方法
..... 王焯君, 陈阳, 蔡国飙, 黄玉龙, 王仙勇 (1535)

飞机电动滑行系统驱动特性及节能减排性能分析 唐建军, 郭卫东, 徐东光, 贾玉红 (1545)

基于高分辨率网络的单声道歌声分离 张阳, 牛之贤, 牛保宁, 常艳 (1555)

基于改进 MRNSD 算法的电阻抗层析成像 范文茹, 李靓瑶, 王勃 (1564)

基于 IFA-HFS 的雷达波形域 LPI 性能评估方法
..... 杨诚修, 王谦喆, 彭卫东, 李寰宇, 裴少婷 (1574)

计及弯折波的舰载飞机偏心拦阻动力学分析 谢朋朋, 彭一明, 魏小辉, 聂宏 (1582)

基于子集包含减少 ARAIM 子集数量的方法 刘金鑫, 滕继涛, 李锐, 王君君 (1592)

基于 EDT 的扫描测试压缩电路优化方法 李松, 赵毅强, 叶茂 (1601)

一种可变锚框候选区域网络的目标检测方法 李承昊, 茹乐, 何林远, 迟文升 (1610)

一种新型低功耗 SRAM 读写辅助电路设计 郭春成, 郝旭丹, 陈霏 (1618)

期刊基本参数: CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 188 * zh * P * ¥50.00 * 900 * 21 * 2020-08

(编辑 张 嵘 张欣蔚 孙 芳 王艳梅 贺 伟)

CONTENTS

Influence of ultrasonic energy on weld formation of friction stir welding of aluminum alloy	YANG Kunyu, PENG Bin, YUAN Zhaoqiao, SONG Jiayin, HE Diqu (1437)
Multi-scale joint estimation of SOC and capacity of lithium-ion battery	YANG Shichun, HUA Yang, GU Qimeng, YAN Xiaoyu, LI Lin (1444)
Dimensionless study on efficiency of new exhaust residual pressure utilization system	YU Qihui, ZHAI Jianwei, TAN Xin, FANG Guihua, MENG Jianguo (1453)
Fault diagnosis method for wind turbine pitch system based on modified IMM	WANG Jinhua, ZHU Enchang, CAO Jie, YU Ping (1460)
Damping anti-vibration design and optimization method of composite skin with hard coating	ZHANG Bocheng, ZHANG Jian, ZHANG Zefeng, HU Jingze (1469)
Optimization of anode propellant allocation manner of 10 cm xenon ion thruster based on CFD	HU Jing, YANG Fuquan, GUO Dezhou, GAO Jun, ZHENG Maofan (1476)
Distributed moving horizon estimation under constraints of quantized measurements and packet dropouts	LIU Shuai, ZHAO Guorong, ZENG Bin, GAO Chao (1485)
Visual feedback system applied to AI chips	LI Xinzhi, DONG Shengbo, CUI Xiangyang, LIU Zhizhe, GUO Guanghao (1494)
Reentry trajectory planning for range-extended hypersonic vehicles with boosters	FENG Yue, WANG Rongshun, MEI Yingxue, SUN Hongfei, WU Liaoni (1503)
Optimization of diffusion barrier process on copper interconnection	FU Xiaojuan, ZHAO Yiqiang, LIU Jun, SONG Kaiyue (1514)
Dynamic scheduling for aircraft mobile production line considering material supply interference	LU Bin, LU Zhiqiang (1521)
A transient modeling method for unknown information regulating valves in complex pipeline network system	WANG Yejun, CHEN Yang, CAI Guobiao, HUANG Yulong, WANG Xianyong (1535)
Driving characteristics and energy saving and emission reduction performance of aircraft electric taxiing system	TANG Jianjun, GUO Weidong, XU Dongguang, JIA Yuhong (1545)
Monaural singing voice separation based on high-resolution network	ZHANG Yang, NIU Zhixian, NIU Baoning, CHANG Yan (1555)
Electrical impedance tomography based on improved MRNSD algorithm	FAN Wenru, LI Jingyao, WANG Bo (1564)
Radar LPI performance evaluation method for waveform domain based on IFA-HFS	YANG Chengxiu, WANG Qianzhe, PENG Weidong, LI Huanyu, PEI Shaoting (1574)
Dynamic analysis of off-center arrest for carrier-based aircraft considering kink-wave	XIE Pengpeng, PENG Yiming, WEI Xiaohui, NIE Hong (1582)
Method for reducing number of ARAIM subsets based on subset inclusion	LIU Jinxin, TENG Jitao, LI Rui, WANG Junjun (1592)
Optimization method of scan test compression circuit based on EDT	LI Song, ZHAO Yiqiang, YE Mao (1601)
Target detection method for region proposal network with variable anchor box	LI Chenghao, RU Le, HE Linyuan, CHI Wensheng (1610)
Design of a novel read and write assisted circuit in low power SRAM	GUO Chuncheng, HAO Xudan, CHEN Fei (1618)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0485

超声能对铝合金搅拌摩擦焊焊缝成型的影响



杨坤玉^{1,2,*}, 彭彬¹, 袁朝桥¹, 宋佳寅¹, 贺地求³

航空职业技术学院 航空机械制造学院, 长沙 410124; 2. 湖南省飞机维修工程技术研究中心, 长沙 410124;

3. 中南大学 高性能复杂制造国家重点实验室, 长沙 410083

摘 要: 为了探究超声能对铝合金搅拌摩擦焊(FSW)焊缝成型及焊缝缺陷的影响机理,采用数值模拟和试验验证相结合的方法,设计了同等工艺条件下的超声辅助搅拌摩擦焊(UAFSW)与搅拌摩擦焊的流场仿真和试验对比。通过分析2种焊缝横截面上热塑性金属的流动矢量和金相组织,研究了超声能导入后焊缝热塑性金属的流动变化情况。分析结果表明:超声能导入,使铝合金搅拌摩擦焊焊缝内金属的水平绕流方式演变成倾斜绕流方式,并使上下2个独立流场实现交汇统一,而且使焊缝金属最低流速提升近一个数量级,焊缝成型完整度明显增强,焊缝缺陷率大幅降低。

关键词: 超声能; 铝合金; 搅拌摩擦焊; 倾斜绕流; 焊缝成型; 缺陷率

中图分类号: TG453.9

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1437-07

搅拌摩擦焊(Friction Stir Welding, FSW)是英国焊接研究所1991年公布的固态焊接方法,因其使焊件金属在固态下完成焊接,避免了熔焊缺陷,特别适合低熔点轻金属的焊接。在航空航天大型装备制造领域,FSW目前是优先考虑的焊接方法^[1-4]。随着FSW在装备制造中的应用深入,其上高下低“浅漏斗状”温度场、工艺窗口狭窄、长程焊缝缺陷率高等瓶颈问题不断凸显出来^[5-6]。超声辅助搅拌摩擦焊(Ultrasonic Assisted Friction Stir Welding, UAFSW)就是针对以上瓶颈问题提出的新方法,其原理是在FSW过程中通过搅拌头将功率超声沿焊缝纵深导入焊接区^[7]。在前期研究中发现,与FSW焊缝相比,相同工艺条件下UAFSW焊缝抗拉强度和延伸率均有不同程度的提高,焊缝缺陷率明显降低,但机理不明。进一步探明UAFSW焊缝成型机理对研发优化的UAFSW焊接工艺关键技术,控制和减少长程焊缝的缺陷率,确保长程焊缝质量,有非常重要的价值和

意义。对于超声辅助FSW,业界有4种类型超声加入方式:①超声能通过搅拌头沿焊深方向施加到焊接区,即UAFSW。②超声振动横向施加于搅拌头,其是2009年美国密歇根大学Park^[8]发明的一种超声辅助搅拌摩擦焊(Ultrasound assisted Friction Stir Welding, UaFSW),原理是在搅拌头上施加横向的超声波,作用于焊接区(UAFSW是沿焊深方向施加纵向超声振动,UaFSW是沿焊缝宽度方向施加横向超声振动)。③超声振动直接施加于搅拌头前方工件上(Ultrasonic Vibration enhanced Friction Stir Welding, UVeFSW),其是2012年山东大学武传松等^[9]发明的一种新型FSW工艺,原理是通过工具头将超声振动能传导入搅拌头前方的待焊区域。④超声能横向施加于焊件上(Ultrasound Supported Friction Stir Welding, USFSW),其是德国凯泽斯劳滕大学Benjamin等^[10]于2014年提出的,在焊件横向添加超声,对FSW过程进行辅助。这4种加载方法各有特点。本文聚

收稿日期: 2019-09-06; 录用日期: 2019-09-20; 网络出版时间: 2019-10-08 17:09

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191008.1630.005.html

基金项目: 湖南省自然科学基金委科教联合基金(2018JJ5062)

* 通信作者。E-mail: yangkunyumail@163.com

引用格式: 杨坤玉, 彭彬, 袁朝桥, 等. 超声能对铝合金搅拌摩擦焊焊缝成型的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1437-1443. YANG K Y, PENG B, YUAN Z Q, et al. Influence of ultrasonic energy on weld formation of friction stir welding of aluminum alloy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1437-1443 (in Chinese).

焦研究的是第1种,即超声能通过搅拌头沿焊缝纵深施加到焊接区,是2006年中南大学贺地求和梁建章^[11]提出的发明专利,中国具有完全自主知识产权,这种加载方法的优势是超声直达焊底,作用效应最明显。在前期研究中,文献[12-16]对铝合金UAFSW过程进行了数值模拟和试验研究,发现超声能的加入,对焊接区温度场、焊缝底部成形、长程焊缝缺陷率、焊缝微观组织、残余应力等有明显的影响。其中,马慧坤^[17]对铝合金UAFSW机理进行了数值模拟和试验验证,发现UAFSW过程中搅拌针壁面处金属随搅拌针做倾斜绕流,前进侧底部金属主要由返回侧金属的倾斜绕流运动而来。

为了进一步探明超声能对UAFSW焊缝成型的影响机理,本文采用数值模拟与试验验证相结合的方法,以1.8 mm厚2524-T3飞机蒙皮铝合金为母材,通过分析同等工艺条件下UAFSW与FSW焊缝成型对比,来揭示超声能对焊缝成型的影响,为研发大飞机蒙皮长程UAFSW焊接关键工艺技术指明方向。

1 UAFSW过程的流场数值模拟

1.1 UAFSW过程搅拌头与焊件接触几何模型

UAFSW的基本原理是:在FSW过程中,给搅拌头添加一个纵向超声频振动,使搅拌头在高速旋转和焊接进给的同时,做沿焊缝纵深方向的超声频振动,将超声能导入整个焊接区。其焊接过程主要包括搅拌头旋入、搅拌头原地旋转预热、稳定焊接进给、结束拔起4个阶段。其中,对焊缝成型及质量起决定性作用的是稳定焊接进给阶段。为了简化和聚焦研究问题,直接针对UAFSW稳定焊接过程来进行理论建模与数值模拟。

UAFSW稳定焊接过程建立的搅拌头与焊件接触几何模型如图1所示。搅拌头轴肩为内凹面,轴肩直径为6 mm,搅拌针长度约为1.7 mm,搅拌针轴线与竖直方向保持 2.5° 的工艺倾角。焊件厚度为1.8 mm,长度和宽度均为50 mm,搅拌针根径和端面直径分别为3 mm和2 mm。

1.2 材料属性与流场计算

焊件材料选择以2524-T3铝合金为代表的铝铜系合金,物性参数包括屈服强度、黏度系数、摩擦系数等。因在实际工况中焊接区金属的流转迁移行为与黏度极大的流体更为类似,为了与实际工况更接近,采用GAMBIT软件进行建模,计算流体力学软件FLUNT来模拟焊接过程,并设定以下基本假设:①将在FSW与UAFSW过程中焊接区

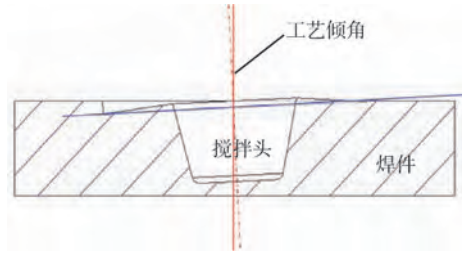


图1 搅拌头与焊件接触几何模型

Fig. 1 Geometric model of contact between mixing head and weldment

发生迁移流转形成焊缝的金属视为具有一定黏度系数的不可压缩均质金属流体,搅拌头视为刚体;②塑形流动金属遵循流体运动的3个基本守恒定律:能量守恒定律、质量守恒定理、动量守恒定律。所建模型的特点是:先建立温度场模型(同时考虑摩擦产热和塑性变形产热),以温度场的计算结果来作为加载流场模型计算的输入条件,进行流场模拟。超声能本质是一种周期性机械振动,因此,以质点振幅位移的方式将超声能引入有限元方程(同时考虑超声对摩擦系数的影响)来计算产热和温度。而黏度是影响流体流动的最重要参数之一。UAFSW过程中,焊接区金属视为黏塑性非牛顿流体,其黏度是温度和应变速率的函数。通过推导超声能导入对温度和应变速率的影响,推导出UAFSW时焊接区材料随超声振动的黏度方程,加载流场模型进行计算。具体推导过程参见文献[17-18]。

1.3 数值模拟结果

在笔者课题组前期的数值模拟研究中,马慧坤^[17]得出了FSW与UAFSW整体工艺过程金属流动迹线图,如图2所示。图中: a_1 、 b_1 和 a_2 、 b_2 分别代表仿真结果中FSW焊缝和UAFSW焊缝前进侧的不同区域。

观察图2可以发现,虽然在FSW过程中存在上下2个独立流场,但焊核金属整体呈现水平绕流方式,然而,UAFSW焊核金属则在超声能作用下形成了独特的倾斜绕流方式,倾斜起始点和终点均位于前进侧底部边界,在返回侧轴肩区域达到倾斜最大高度,使上下2个流场有产生交汇的可能,且焊缝横截面流变区域面积明显增大。说明超声能导入改变了焊核区金属的整体绕流方式,使水平绕流演变成倾斜绕流方式,且上下2个流场产生交汇,有形成统一流场的趋势。为了进一步分析UAFSW过程中材料的流动情况及运动轨迹,对一个超声振动周期(频率为20 kHz)的2个特征点(5×10^{-6} s和 2×10^{-4} s)时刻的材料瞬时流动矢量进行了分析,结果如图3和图4所示。

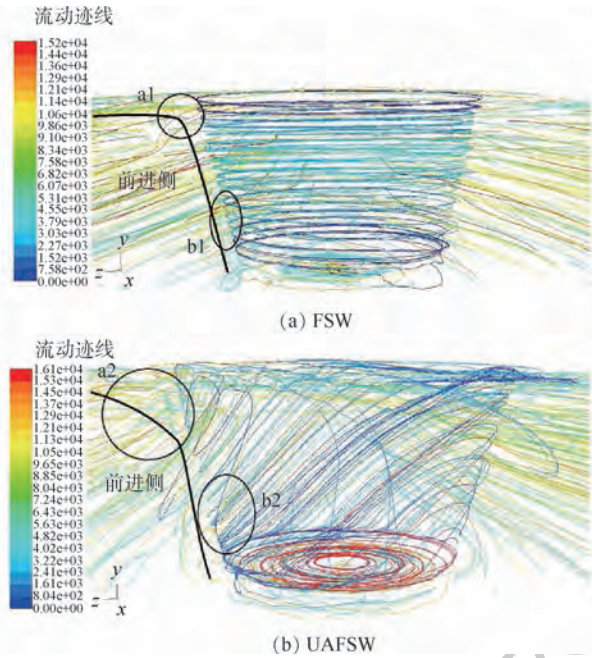


图 2 FSW 与 UAFSW 过程整体流动迹线图对比^[17]

Fig. 2 Comparison of overall flow trace between FSW and UAFSW processes^[17]

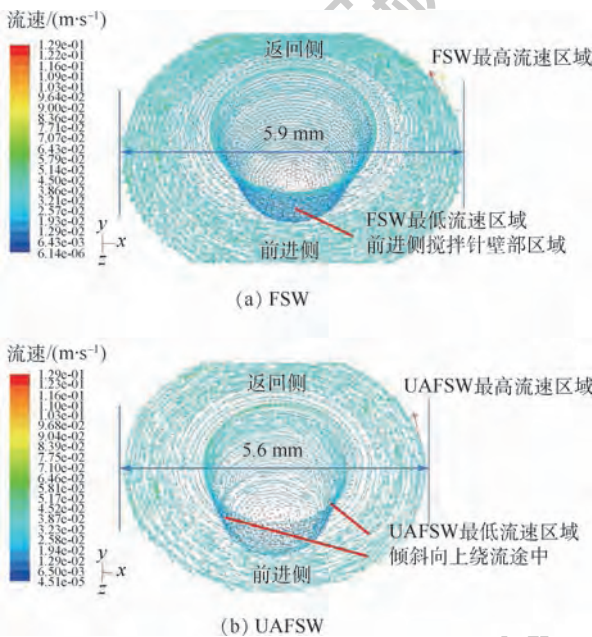


图 3 5×10^{-6} s 时刻搅拌头表面材料瞬时流动矢量对比

Fig. 3 Comparison of instantaneous flow vector of surface material of mixing head at 5×10^{-6} s

选择 5×10^{-6} s 时刻,取其代表稳定过程振动周期的初始阶段。观察图 3 发现,FSW 焊接区金属最高流速处于搅拌头轴肩外边缘区域,达到 1.29×10^{-1} m/s;最低流速则处于前进侧搅拌针沿焊深方向的壁部区域,流速仅为 6.14×10^{-6} m/s。UAFSW 焊接区金属最高流速也处于搅拌头轴肩外沿区域,达到 1.29×10^{-1} m/s,与 FSW 基本持平;但是,UAFSW 最低流速为 4.51×10^{-5} m/s,

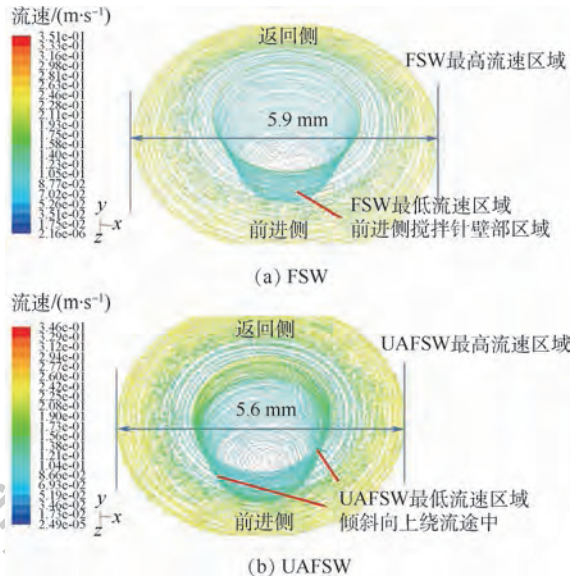


图 4 2×10^{-4} s 时刻搅拌头表面材料瞬时流动矢量对比

Fig. 4 Comparison of instantaneous flow vector of surface material of mixing head at 2×10^{-4} s

与 FSW 相比,提高近一个数量级,而且其最低流速并不是出现在前进侧搅拌针壁部区域,而是出现在倾斜向上绕流途中。

选择 2×10^{-4} s 时刻,取其代表稳定过程的充分流动阶段。观察图 4 发现,此时 FSW 最高流速出现在轴肩边缘区域,达到 3.51×10^{-1} m/s;其最低流速仍然出现在焊缝前进侧沿焊深方向的搅拌针壁部区域,为 2.16×10^{-6} m/s。导入超声能后,UAFSW 最高流速达到了 3.46×10^{-1} m/s,与 FSW 持平,也出现在轴肩边缘区域;但 UAFSW 最低流速为 0.49×10^{-5} m/s,比 FSW 最低流速高出近一个数量级,且也并非在前进侧搅拌针壁部区域,而是出现在底部金属倾斜向上绕流途中。此外,分析焊缝表面宽度尺寸发现,FSW 焊缝宽度略小于轴肩尺寸,分析认为是工艺倾角存在所致;导入超声能后,轴肩的上下超声频运动导致 UAFSW 焊缝表面宽度略小于 FSW 焊缝。

根据上述分析,发现导入超声后最明显的差异是:UAFSW 焊缝金属的最低流速提高了近一个数量级,且最低流速所在区域从前进侧搅拌针壁部区域转移到底部金属倾斜向上绕流途中。大量试验结果表明,焊缝缺陷主要出现在最低流速区域。这也正好解释了 FSW 焊缝缺陷多出现于前进侧搅拌针侧壁的上部和下部,而 UAFSW 在此区域缺陷极其少见。为了进一步分析 UAFSW 焊接区金属的流动状态,分析了在 3×10^{-4} s 时刻搅拌头前后材料的瞬时流动矢量,结果如图 5 所示。

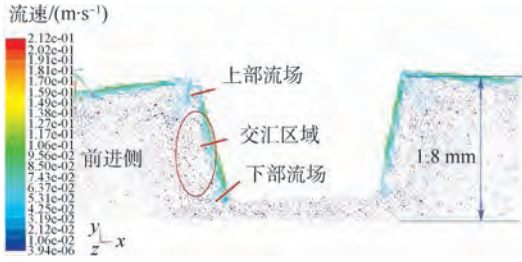


图5 3×10^{-4} s时刻 UAFSW 搅拌头前后材料瞬时流动矢量

Fig.5 Material instantaneous flow vector distribution before and behind UAFSW tool at 3×10^{-4} s

观察图5发现,在UAFSW稳定过程的流场中,焊缝前进侧存在上下部2个流场,在超声能作用下,下部流场沿搅拌针壁面,向上倾斜绕流,实现了上下流场的有序交汇与衔接,形成了一个统一的整体流场。

2 UAFSW 焊缝成型流场验证试验

为了验证流场仿真分析结果方向是否正确,设计了2种类型的验证试验。①第1类验证试验采用叠焊的方式,即采用厚度为0.1 mm的铜箔分别贴合在1.0 mm厚度的焊件表面,位置分别在焊缝前进侧、返回侧及焊缝中间,如图6所示。上部用厚度为1.0 mm的铝板压紧,在FSW成型良好的工艺窗口内焊接并在中部导入超声能,对所得FSW与UAFSW焊缝横截面进行对比。②第2类验证试验是采取工艺窗口边缘和外部的试验参数,即FSW成型有缺陷的情况下导入超声能,对FSW与UAFSW焊缝横截面成型进行对比。试验均采用2 mm厚度的2524-T3铝合金,搅拌头转速均为1200 r/min,焊速为100 mm/min(参考值),搅拌头压深为1.7 mm,工艺倾角为 2.5° 。图7和图8为第1类验证试验结果,图9为第2类验证试验结果。

观察图7中FSW焊缝横截面整体金相可知,在前进侧下部区域有明显的独立流动区域,铜箔

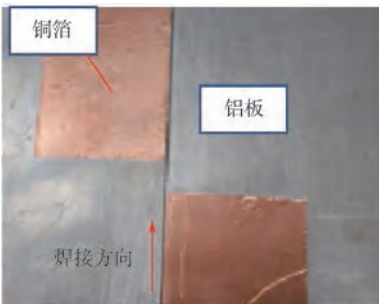


图6 表面贴铜箔的焊件

Fig.6 Weldment with copper foil on the surface

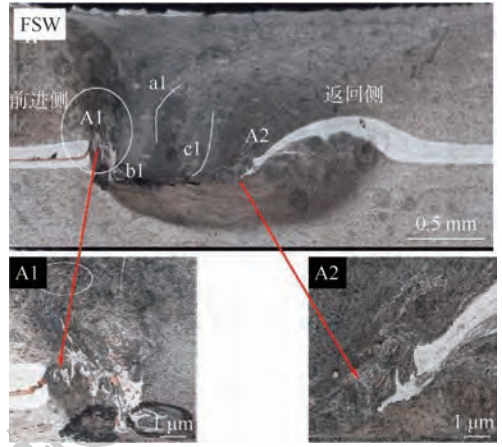


图7 FSW 焊缝横截面金相图

Fig.7 FSW weld cross-section metallographic

分布比较散乱,说明在此处流动金属形成了一个独立的流场;在焊缝中部几乎看不到大块铜箔,且a1和c1表明金属向下垂直的流动非常明显。

观察图8中UAFSW焊缝横截面整体金相可知,在前进侧下部的金属基本是随搅拌针的旋转做有序的倾斜运动,流动较为充分,几乎看不到明显的迹线。对比FSW与UAFSW焊缝前进侧局部放大金相A1和B1区域,可见在FSW前进侧A1处有大块铜箔分布,而UAFSW前进侧B1仅有少量大块铜箔,其余铜箔均随搅拌头搅动了到焊核区内。在焊缝中部,FSW焊缝中心区域金属流动迹线c1几乎垂直向上,而UAFSW此处则跨越了焊核中部,至返回侧形成了c2流动迹线,形成了基本完整的流动循环。这与1.3节仿真分析结果基本吻合。

观察图9可知,在工艺窗口外,由于压深不够,焊速加快,在FSW焊缝前进侧搅拌针壁部上方出现孔洞。而在同等工艺条件下得到的UAFSW焊缝,孔洞已经消失,但是自下而上的流动金属痕迹依然可见。说明导入超声能后,下部金属向上流动填补了孔洞,因此缺陷消失。此结果印证了仿真分析结果。

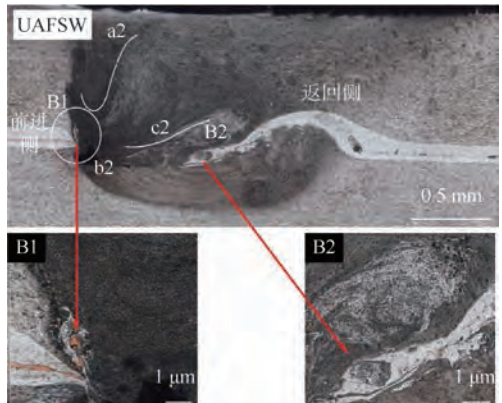


图8 UAFSW 焊缝横截面金相图

Fig.8 UAFSW weld cross-section metallographic

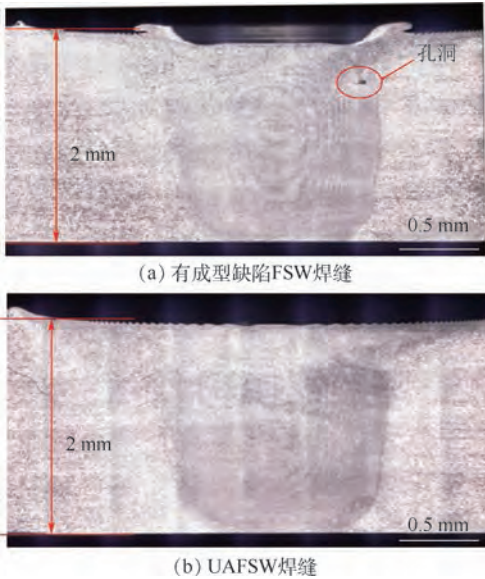


图 9 工艺窗口外 FSW 焊缝与 UAFSW 焊缝成型对比
Fig. 9 Comparison of weld formation outside process window between FSW and UAFSW

3 讨论与分析

根据第 2 节理论分析、数值模拟、验证试验结果,对于 FSW,其焊缝成型过程为:当高速旋转的搅拌头旋入焊件,完成预热后,进入稳定焊接阶段,开始焊接进给运动,由于工艺倾角的存在,焊缝区存在 2 个独立的流场,即轴肩下部的上部流场和搅拌针底端的下部流场。由于工艺倾角一般在 3° 以内,因此焊缝整体呈现水平绕流方式,焊接区金属随着搅拌头的不断进给而实现迁移,不断补充前位,最终形成焊缝。导入超声能后,UAFSW 焊缝成型的过程则在超声能作用下发生了明显的演变:原本水平绕流的金属在超声振动下下行,遇到垫板后向上倾斜绕流,使整体绕流方式由水平绕流演变成了倾斜绕流方式,并且使最低流速提高一个数量级,使上下 2 个独立流场发生了交汇,形成一个整体流场。因此,FSW 焊缝中最容易出现缺陷的前进侧搅拌针壁部区域,在 UAFSW 焊缝中发生了转移和分散。这正是导入超声能后,焊缝缺陷率大幅降低的原因。为了进一步证实上述分析,在进行 2024 铝合金系列工艺试验时,特别对比了在 FSW 焊缝出现上部流场不畅和下部流场孔洞时导入超声能后的表现,结果如图 10 所示。表明,在同等工艺条件下,导入超声能,焊缝缺陷得到明显改善。

观察图 10(a)发现,当工艺参数处于 FSW 工艺窗口边缘时,FSW 焊缝前进侧搅拌针壁上部流场不畅,出现“掐颈”现象。导入 50% 超声能后,

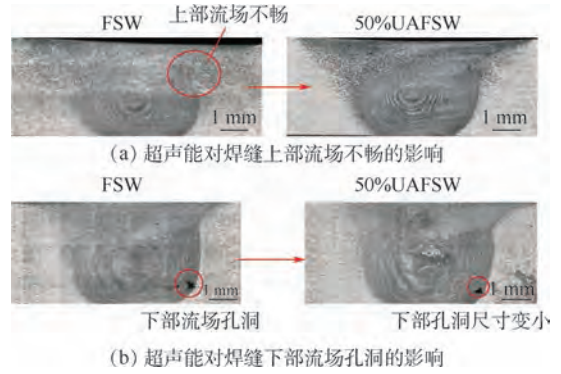


图 10 同等条件下 FSW 与 UAFSW 焊缝横截面金相对比
Fig. 10 Comparison of metallographic weld cross-section between FSW and UAFSW under the same process conditions

UAFSW 焊缝前进侧上部流场的“掐颈”现象消失,且补充的金属是自下而上流动而来的痕迹明显。因此,与 FSW 焊缝下部“略鼓”相比,UAFSW 焊缝下部成型更加“圆润”。说明超声能导入,焊缝整体形成了倾斜绕流的判断是正确的,对前进侧上部流场的改善明显。观察图 10(b)发现,当工艺参数处于 FSW 工艺窗口外时,FSW 焊缝前进侧搅拌针壁下部出现“孔洞”现象。其原因是下部金属流速过低,当前部金属随搅拌针转动迁移后,后部金属无法及时流动到位导致孔洞。导入超声能后,UAFSW 焊缝前进侧下部孔洞的尺寸明显减少。说明超声能导入后,下部流场的最低流速大幅提高,到达更前一点的位置,使焊缝成型完整度明显增强,因此孔洞尺寸减少。

4 结论

通过理论分析、数值模拟和设计验证对比焊接试验,研究超声能对 UAFSW 焊缝成型的影响机理,得到以下结论:

1) 相比于 FSW 焊核金属整体呈现水平绕流方式,在超声能作用下,UAFSW 焊核金属形成了独特的倾斜绕流方式,倾斜起始点位于前进侧底部边界,在返回侧轴肩区域达到倾斜最大高度,使上下 2 个独立流场产生交汇,形成一个整体流场。

2) 超声能导入后,使焊缝区金属最低流速提高了近一个数量级,且使最易出现缺陷的前进侧搅拌针壁部区域,在 UAFSW 焊缝中发生了分散和转移,因此焊缝缺陷率大幅降低。

3) 当参数处于 FSW 工艺窗口边缘和外部,上下 2 个流场是出现焊缝缺陷率最高的部位。导入超声能后,不仅能使上部流场和下部流场的最低流速大幅提高,使焊缝成型完整度明显增强,缺

陷率明显降低。

综上所述,对于1.8 mm厚度的2524-T3铝合金飞机蒙皮的长程焊接,在大幅降低缺陷率,提高焊缝综合质量,UAFSW具有更深广的潜力。

参考文献 (References)

- [1] 党晓民,庞丽萍,林贵平.基于地面实验的蒙皮换热器高空换热性能分析[J].北京航空航天大学学报,2013,39(4):474-477.
- DANG X M, PANG L P, LIN G P. High-altitude heat transfer performance analysis for skin heat exchanger based on ground experiment[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(4):474-477 (in Chinese).
- [2] 刘兵,彭超群,王日初,等.大飞机用铝合金的研究现状及展望[J].中国有色金属学报,2010,20(9):1705-1713.
- LIU B, PENG C Q, WANG R C, et al. Recent development and prospects for giant plane aluminum alloys [J]. The Chinese Journal of Nonferrous Metals, 2010, 20(9):1705-1713 (in Chinese).
- [3] HE D Q, YANG K Y, LI N, et al. Comparison of single and double pass friction stir welding of skin-stringer aviation aluminium alloy[J]. Science and Technology of Welding and Joining, 2013, 8(7):610-615.
- [4] 张丹丹,曲文卿,杨模聪,等. Al-Li 合金搅拌摩擦焊搭接接头的疲劳性能[J].北京航空航天大学学报,2013,39(5):674-678.
- ZNANG D D, QU W Q, YANG M C, et al. Fatigue property of Al-Li alloy friction stir welded lap joints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(5):674-678 (in Chinese).
- [5] LIU H J, ZHANG H J. Repair welding process of friction stir welding groove defect[J]. Transactions Nonferrous Metal Society of China, 2009, 19(3):563-567.
- [6] WU C S, ZHANG W B, SHI L, et al. Visualization and simulation of plastic material flow in friction stir welding of 2024 aluminium alloy plates[J]. Transactions of Nonferrous Metals Society of China, 2012, 22(6):1445-1451.
- [7] 贺地求,彭建红,杨坤玉,等.铝合金超声搅拌复合焊工艺及机理研究[J].中国有色金属学报,2012,22(10):2743-2748.
- HE D Q, PENG J H, YANG K Y, et al. Technology and mechanism of ultrasonic stir compound welding of aeronautical aluminium alloy[J]. The Chinese Journal of Nonferrous Metals, 2012, 22(10):2743-2748 (in Chinese).
- [8] PARK K. Development and analysis of ultrasonic assisted friction stir welding process [D]. Ann Arbor: The University of Michigan, 2009:15-20.
- [9] LIU X C, WU C S, MICHAEL R, et al. Mechanical properties of 2024-T4 aluminum alloy joints in ultrasonic vibration enhanced friction stir welding[J]. China Welding, 2013, 22(4):8-13.
- [10] BENJAMIN S, GUNTRAM W, DIETMR E. Ultrasound supported friction stir welding of Al/Mg-hybrid-joints [C]//The 10th International Symposium on Friction Stir Welding, 2014.
- [11] 贺地求,梁建章.超声搅拌焊接方法及其装置:CN1836820 [P]. 2006-09-27.
- HE D Q, LIANG J Z. The method and apparatus of ultrasonic-assisted friction-stir welding: CN1836820 [P]. 2006-09-27 (in Chinese).
- [12] 贺地求,李剑,李东辉,等.铝合金超声搅拌复合焊接[J].焊接学报,2011,32(12):70-72.
- HE D Q, LI J, LI D H, et al. Study on ultrasonic stir hybrid welding of aluminum alloy [J]. Transactions of the China Welding Institution, 2011, 32(12):70-72 (in Chinese).
- [13] 马慧坤,贺地求,刘金书,等.超声对不同铝合金搅拌摩擦焊接头性能的影响[J].焊接学报,2012,33(1):6-8.
- MA H K, HE D Q, LIU J S, et al. Effects of ultrasonic on properties of joints welded by friction stir welding process [J]. Transactions of the China Welding Institution, 2012, 33(1):6-8 (in Chinese).
- [14] 叶绍勇,贺地求,杨坤玉,等.超声辅助搅拌摩擦焊对焊缝残余应力的影响[J].中国有色金属学报,2013,23(7):1843-1847.
- YE S Y, HE D Q, YANG K Y, et al. Effect of ultrasonic assisted friction stir welding on residual stress of welded joint [J]. The Chinese Journal of Nonferrous Metals, 2013, 23(7):1843-1847 (in Chinese).
- [15] YANG K Y, HE D Q, GAN H. Comparison of 2A12 aluminium alloy joint in ultrasonic assisted friction stir welding and friction stir welding [J]. China Welding, 2014, 23(3):53-57.
- [16] 杨坤玉,贺地求.蒙皮铝合金超声辅助搅拌摩擦焊接试验分析[J].北京航空航天大学学报,2017,43(10):1987-1993.
- YANG K Y, HE D Q. Experiment analysis for ultrasonic assisted friction stir welding of aircraft skin aluminium [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10):1987-1993 (in Chinese).
- [17] 马慧坤.铝合金超声辅助搅拌摩擦焊机理研究及数值模拟 [D].长沙:中南大学,2017.
- MA H K. Mechanism and numerical simulation of ultrasonic assisted friction stir welding of aluminum alloy [D]. Changsha: Central South University, 2017 (in Chinese).
- [18] 杨坤玉.超声能对铝铜系合金搅拌摩擦焊组织演变与力学性能的影响研究 [D].长沙:中南大学,2018.
- YANG K Y. Research on effect of ultrasonic energy on microstructure evolution and mechanical properties of aluminum-copper alloy friction stir welding [D]. Changsha: Central South University, 2018 (in Chinese).

作者简介:

杨坤玉 女,博士,教授。主要研究方向:轻金属的搅拌摩擦焊与超声辅助搅拌摩擦焊、航空金属件焊缝裂纹研究与修复。

Influence of ultrasonic energy on weld formation of friction stir welding of aluminum alloy

YANG Kunyu^{1,2,*}, PENG Bin¹, YUAN Zhaoqiao¹, SONG Jiayin¹, HE Diqui³

(1. Department of Aeronautical Machinery Manufacturing, Changsha Aeronautical Vocational and Technical College, Changsha 410124, China;

2. Hunan Aircraft Maintenance Engineering Technology Research Center, Changsha 410124, China;

3. State Key Laboratory of High Performance Complex Manufacturing, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: In order to find out the influence mechanism of ultrasonic energy on the weld formation and weld defects of aluminum alloy Friction Stir Welding (FSW), the combined method of numerical simulation and experimental verification was used to design the comparison of the flow field simulation and test between Ultrasonic Assisted Friction Stir Welding (UAFSW) and friction stir welding under the same process conditions. The flow vector and metallographic structure of the thermoplastic metal on the cross section of the two types of weld are analyzed to find out the flow changes of the weld metal after ultrasonic introduction. The analysis results show that the introduction of ultrasonic energy makes the horizontal flow pattern of the metal in the friction stir welding of aluminum alloy evolve into a sloping flow mode, the two upper and lower independent flow fields are unified, and the lowest flow rate of the weld metal has up to one order of magnitude improvement. The integrity of weld formation is significantly enhanced, and the weld defect rate is greatly reduced.

Keywords: ultrasonic energy; aluminum alloy; friction stir welding; sloping flow; weld formation; defect rate

Received: 2019-09-06; **Accepted:** 2019-09-20; **Published online:** 2019-10-08 17:09

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191008.1630.005.html

Foundation item: Hunan Provincial Natural Science Foundation Committee Science and Education Joint Fund Project of China (2018JJ5062)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0488

锂离子电池 SOC 及容量的多尺度联合估计

杨世春^{1,*}, 华旸¹, 顾启蒙¹, 闫啸宇¹, 李琳²

(1. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083; 2. 北京林业大学 工学院, 北京 100083)

摘 要: 锂离子电池的荷电状态(SOC)和电池容量估计是电池管理系统的核心。由于SOC和容量在估计过程中参数相互影响,提出一种适用于三元锂离子电池SOC及容量的多尺度联合估计方法。采用戴维宁等效电路模型,建立数学模型及状态空间方程。针对不同温度下电池特性不同的问题,在不同温度下开展了模型参数辨识,建立了参数随SOC及温度的变化关系。基于双扩展卡尔曼滤波(DEKF)算法建立了电池状态多尺度联合估计模型,对电池的SOC、极化电压在微观时间尺度上进行估计,对电池的容量在宏观时间尺度上进行估计,并对SOC估计中的容量进行更新,保证了电池长期估计的精度。在宽温度范围内进行验证,所建立的三元锂离子电池多尺度联合估计方法具有较高的精度。

关键词: 锂离子电池; 荷电状态(SOC); 容量; 联合估计; 多时间尺度

中图分类号: U469.72^{*.2}

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1444-09

在大力提倡环境保护和能源可持续发展的今天,用电动汽车取代依赖燃油为动力的汽车具有重要意义。锂离子电池具有大容量、长寿命等优势,所以用其取代铅酸电池,成为电动汽车的首选,其中三元锂离子电池所占比例越来越高。目前在各类型的电动汽车上,电池系统都是由成百上千节电池单体组成,庞大的电池串并联数量给电池系统带来了安全性、不一致、状态估算难等一系列问题。所以,锂离子电池需要安全可靠的电池管理以避免电池性能恶化,防止出现损坏或严重爆炸的情况^[1]。

锂离子电池的荷电状态(State of Charge, SOC)表示当前电池的剩余电量,准确的SOC估计是预防电池过充过放及均衡处理的基础,是电池管理系统的核心。传统方法包括安时积分法、开路电压法等^[2]。安时积分法是一种开环估计方法,将电池工作时的电流对时间积分,以得到电池容量的变化,这种方法简单,随着时间的延长,

累积误差增大,精度下降^[3]。开路电压法是通过获取电池的开路电压OCV与SOC特定曲线,通过查表实现,这种方法需要电池静置足够长时间后才能保证其精度,不适合在线估计电池SOC^[4-6]。基于数据驱动的人工智能算法,如神经网络、支持向量机等需要大量的实验数据进行训练,且对计算的要求高^[7-8]。基于模型的方法主要分为电化学模型法和等效电路模型法。电化学模型包含的方程及参数较多,对电池在复杂工况下的模拟精度低。等效电路模型是通过电子元器件的搭配来模拟电池的外部工作特性,广泛应用在电池SOC估计中。2004年,Plett^[9]最早开始基于扩展卡尔曼滤波(EKF)进行电池SOC估计的研究。之后,又有多位学者在无迹卡尔曼滤波(UKF)、中心差分卡尔曼滤波(CDEF)等开展相应研究^[10-12]。除了卡尔曼滤波方法,粒子滤波等^[13]也应用在了SOC估计上。粒子滤波等算法会稍许提高算法精度,但是计算量很大,不适合在线应用。

收稿日期: 2019-09-09; 录用日期: 2019-09-20; 网络出版时间: 2019-12-02 09:27

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191129.1729.004.html

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB0102100)

* 通信作者. E-mail: yangshichun@buaa.edu.cn

引用格式: 杨世春, 华旸, 顾启蒙, 等. 锂离子电池SOC及容量的多尺度联合估计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1444-1452. YANG S C, HUA Y, GU Q M, et al. Multi-scale joint estimation of SOC and capacity of lithium-ion battery [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1444-1452 (in Chinese).

随着电池的老化,电池容量等参数的变化也会对电池状态估计造成影响。所以,在估计电池 SOC 的同时对容量进行估计也至关重要。开路电压法是通过测量电池充放电起始开路电压,利用 OCV-SOC 插值得到 SOC 变化,结合累积容量估计电池的容量。基于模型的方法是基于等效电路模型及卡尔曼滤波算法等估计的 SOC,结合累积充放电电量实现容量估计。文献[14]采用一阶 RC 模型,通过测量端电压估计开路电压,利用不同老化阶段同一 SOC 下的开路电压差来表征老化状态。Plett^[15]通过双扩展卡尔曼滤波(DEKF),一个模型估计电池 SOC,另一个模型估计电池容量等参数,实现了 SOC 和容量的联合估计,但是这种方法需要 SOC 的精确估计,容量估计精度对 SOC 估计精度比较敏感。

针对上述研究现状,本文提出一种适用于三元锂离子电池 SOC 及容量的多尺度联合估计方法。在一阶等效电路模型建立了状态空间方程,在不同温度下进行了参数辨识,应用 DEKF 算法建立了电池状态多尺度联合估计模型,在微观时间尺度上对电池的 SOC 及极化电压进行估计,在宏观时间尺度上实现了电池的容量估计。在动态工况下进行了实验验证,证实了本文方法的准确性及 SOC 和容量的估计精度。

1 等效电路模型及参数辨识

戴维宁模型包含一个欧姆内阻和一对 RC 环节,如图 1 所示。其中,欧姆内阻 R_o 对应电池端电压的突变,极化电阻 R_p 和电容 C_p 反映了电池的极化特性。戴维宁模型弥补了线性模型无法描述电池内部极化现象的缺陷,也避免了高阶 RC 模型参数标定复杂的问题,因此被广泛应用于电池状态估计中^[16-17]。在等效电路模型中,可以得到电池端电压 U_t 和模型参数之间的表达式:

$$\begin{cases} \dot{U}_p = -\frac{U_p}{C_p R_p} + \frac{I_t}{C_p} \\ U_t = U_{oc} - U_p - I_t R_o \end{cases} \quad (1)$$

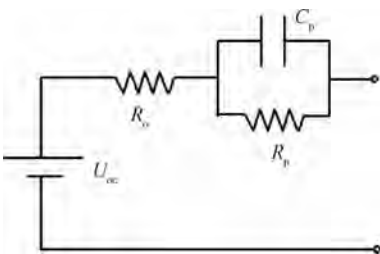


图 1 戴维宁模型
Fig. 1 Thevenin model

式中: U_p 为 RC 环节两端的电压; I_t 为电池输出电流,放电为正,充电为负。

对于等效电路模型中的参数,需要采用合适的参数辨识方法。本文采用基于实验数据的最小二乘函数拟合方法。其中电池的开路电压 U_{oc} 直接采用电池静置的方式获取。为了获取 R_o 、 R_p 、 C_p 三个参数,对电池进行额定倍率放电,在不同 SOC 时进行静置,通过获取电池静置时间段的电压响应来拟合模型参数。本文采用国轩提供的镍钴锰三元锂离子软包电池为测试对象,具体参数如表 1 所示。

表 1 国轩三元锂离子电池主要技术指标
Table 1 Main technical indicators of Guoxuan ternary lithium-ion battery

参数	数值
1C 设计容量/Ah	57
放电截止电压/V	3.0
充电截止电压/V	4.2
放电温度范围/°C	-30 ~ 50
充电温度范围/°C	0 ~ 50
最大持续充电倍率	2 C
最大持续放电倍率	5 C
额定电压/V	3.6
10 s 最大充电倍率	7.5 C
10 s 最大放电倍率	10 C

对于欧姆内阻,可以通过电池静置初期电压的突变来表示。在戴维宁模型中,式(2)为电池在静置期间电池端电压的表达式。其中, U_{oc} 可以根据 OCV-SOC 曲线查表获得, T_0 为电池在上一个放电工况下的放电时间, τ 为 RC 环节的时间常数。拟合统一采用电池静置前 500 s 的数据,在 SOC 为 0.7 时,端电压静置恢复曲线拟合值及实验值如图 2 所示。

$$U_t = U_{oc} - I_t R_p (1 - e^{-\frac{T_0}{\tau}}) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2)$$

在不同温度下,电池的外在特性表现也不相同,电池模型的参数受到温度的影响,所以为了使电池适应不同环境温度下的工作环境,在不同温度下对电池模型参数进行辨识也至关重要^[18]。多

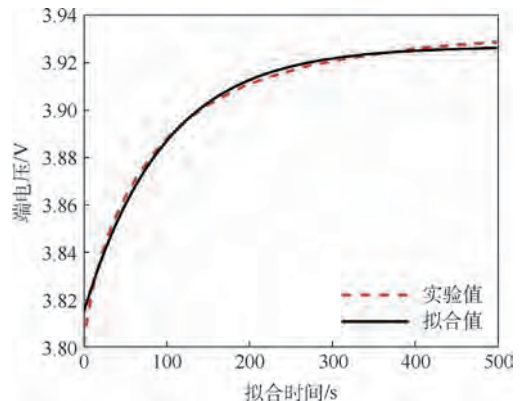


图 2 戴维宁模型端电压拟合
Fig. 2 Terminal voltage fitting of Thevenin model

次重复上述参数辨识过程,得到电池在0、15、25、45℃下的模型参数与SOC的变化曲线,如图3所示。

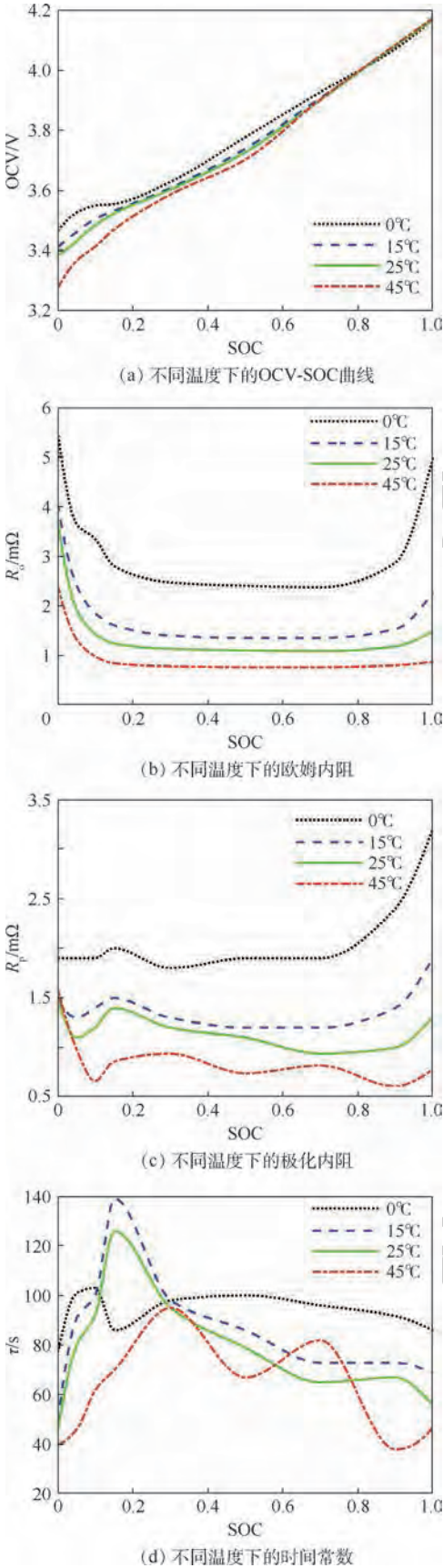


图3 不同温度下的电池特性曲线

Fig. 3 Battery characteristics at different temperatures

2 EKF 算法原理

EKF 算法是在卡尔曼滤波的基础上,将非线性模型进行线性化处理,再进行递推计算的一种方法^[19-20]。某一非线性离散系统可由以下方程表示。

状态方程:

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \boldsymbol{\omega}_{k-1} \quad (3a)$$

观测方程:

$$\mathbf{y}_k = g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{v}_k \quad (3b)$$

式中: \mathbf{x}_k 为系统的状态向量; \mathbf{y}_k 为系统的观测向量;随机信号 $\boldsymbol{\omega}_k$ 和 \mathbf{v}_k 分别为系统噪声和观测噪声,2 个噪声为互不影响的高斯白噪声; \mathbf{u}_k 为系统输入; $f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ 和 $g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ 分别为非线性状态转换函数和量测函数。

在每一时刻,对 $f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ 和 $g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)$ 通过一阶泰勒展开进行线性化,有

$$\begin{cases} f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) \approx f(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) + \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k) \\ g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) \approx g(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) + \left. \frac{\partial g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k} (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_k$ 为 \mathbf{x}_k 的估计值。

$$\text{定义 } \hat{\mathbf{A}}_k = \left. \frac{\partial f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k}, \hat{\mathbf{D}}_k = \left. \frac{\partial g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \right|_{\mathbf{x}_k = \hat{\mathbf{x}}_k},$$

将式(4)代入式(3a)和式(3b),得到系统线性化后状态方程和观测方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k \approx \hat{\mathbf{A}}_{k-1} \mathbf{x}_{k-1} + f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) - \hat{\mathbf{A}}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \boldsymbol{\omega}_{k-1} \\ \mathbf{y}_k \approx \hat{\mathbf{D}}_k \mathbf{x}_k + g(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k) - \hat{\mathbf{D}}_k \hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (5)$$

非线性系统的 EKF 算法递推公式如式(6)~式(11)所示,其中, $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ 为被估计状态的预测值, $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ 为被估计状态的滤波值, \mathbf{K}_k 为卡尔曼滤波器增益矩阵, $\mathbf{P}_{k|k}$ 为滤波误差协方差阵, $\mathbf{P}_{k|k-1}$ 为预测误差协方差阵, \mathbf{Q}_{k-1} 为系统噪声方差, \mathbf{R}_k 为观测噪声方差。

滤波方程初始条件:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{0|0} = E(\mathbf{x}_0) \\ \mathbf{P}_{0|0} = \text{var}(\mathbf{x}_0) \end{cases} \quad (6)$$

预测更新:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) \quad (7)$$

协方差预估:

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \hat{\mathbf{A}}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1|k-1} \hat{\mathbf{A}}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (8)$$

卡尔曼增益矩阵:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \hat{\mathbf{D}}_k^T (\hat{\mathbf{D}}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \hat{\mathbf{D}}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (9)$$

状态更新:

$$\hat{\mathbf{x}}_k|_k = \hat{\mathbf{x}}_k|_{k-1} + \mathbf{K}_k [\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{g}}(\mathbf{x}_k|_{k-1}, \mathbf{u}_k)] \quad (10)$$

误差协方差更新:

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{D}_k) \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (11)$$

3 多尺度联合估计

3.1 基于 DEKF 的联合估计方案

在联合估计中,采用 DEKF 算法,一个卡尔曼滤波器用来估计电池的 SOC,另一个卡尔曼滤波器用来估计电池的容量。假设电流在一个采样周期内保持恒定,根据图 1 所示的戴维宁模型及式(1),可以将系统离散化,得到极化电压的表达式为

$$U_{p,k} = e^{-\Delta t/\tau} U_{p,k-1} + R_p I_{t,k-1} (1 - e^{-\Delta t/\tau}) \quad (12)$$

式中: Δt 为系统采样时间。

SOC 的离散化方程由安时积分法获取,公式如下:

$$z_k = z_{k-1} - I_{t,k} \Delta t / C_n \quad (13)$$

式中: z_k 为 k 时刻的 SOC 值; C_n 为电池当前温度下的额定容量。

在估计 SOC 的卡尔曼滤波器中,将电池的极化电压 U_p 和 SOC 值作为系统状态值,观测方程采用式(1)中的端电压表达式,所以系统的状态方程和观测方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{p,k} \\ z_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\Delta t/\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p,k-1} \\ z_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1 - e^{-\Delta t/\tau}) R_p \\ -\Delta t / C_n \end{bmatrix} I_{t,k} + \omega_{1,k-1} \\ U_{t,k} = \begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p,k} \\ z_k \end{bmatrix} - I_{t,k} R_o + v_{1,k} \end{cases} \quad (14)$$

由于容量具有短时不变的特性,所以估计容量系统的状态方程和观测方程为

$$\begin{cases} C_k = C_{k-1} + \omega_{2,k-1} \\ d_k = z_k - z_{k-1} + \frac{\eta I_t \Delta t}{C_k} + v_{2,k} \end{cases} \quad (15)$$

式中: C_k 为 EKF 算法中的系统状态值,表示 k 时刻的电池容量; z_k 为估计出的 SOC 值,由估计 SOC 的 EKF 算法求得; d_k 为系统的观测值,在该系统中,观测值期望为 0; η 为电池的充放电效率。

基于 DEKF 算法的 SOC 和容量的联合估计中, \mathbf{x} 为估计 SOC 的系统状态值,即 $\mathbf{x} = [U_p \ z]^T$, \mathbf{C} 为估计容量的系统状态值。首先设定系统状态和协方差的初始值,初值的选择不会影响后续计算结果,一般将状态初值设为状态的期望值,协方差的初值设为 0。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{0|0} = E(\mathbf{x}_0) \\ \mathbf{P}_{0|0}^x = 0 \\ \hat{\mathbf{C}}_{0|0} = E(\mathbf{C}_0) \\ \mathbf{P}_{0|0}^C = 0 \end{cases} \quad (16)$$

在电池 SOC 和容量的预测更新中,分别采用各自的状态方程,计算如下:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k|_{k-1} = \begin{bmatrix} e^{-\Delta t/\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}|_{k-1} + \begin{bmatrix} (1 - e^{-\Delta t/\tau}) R_p \\ -\Delta t / C_n \end{bmatrix} I_{t,k} \\ \hat{\mathbf{C}}_k|_{k-1} = \hat{\mathbf{C}}_{k-1}|_{k-1} \end{cases} \quad (17)$$

SOC 和容量系统的协方差预测计算分别为

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{k|k-1}^x = \begin{bmatrix} e^{-\Delta t/\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{P}_{k-1}|_{k-1} \begin{bmatrix} e^{-\Delta t/\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^T + \mathbf{Q}_{k-1}^x \\ \mathbf{P}_{k|k-1}^C = \mathbf{P}_{k-1}|_{k-1}^C + \mathbf{Q}_{k-1}^C \end{cases} \quad (18)$$

SOC 和容量估计的卡尔曼滤波增益计算分别为

$$\begin{cases} \mathbf{K}_k^x = \mathbf{P}_{k|k-1}^x \mathbf{D}_k^{xT} (\mathbf{D}_k^x \mathbf{P}_{k|k-1}^x \mathbf{D}_k^{xT} + \mathbf{R}_k^x)^{-1} = \mathbf{P}_{k|k-1}^x \begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix}^T + \mathbf{R}_k^x \right)^{-1} \\ \mathbf{K}_k^C = \mathbf{P}_{k|k-1}^C \mathbf{D}_k^{CT} (\mathbf{D}_k^C \mathbf{P}_{k|k-1}^C \mathbf{D}_k^{CT} + \mathbf{R}_k^C)^{-1} = \mathbf{P}_{k|k-1}^C \begin{bmatrix} -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \\ -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \\ -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \\ -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \end{bmatrix}^T + \mathbf{R}_k^C \right)^{-1} \end{cases} \quad (19)$$

SOC 和容量的状态更新计算分别为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_k|_k = \hat{\mathbf{x}}_k|_{k-1} + \mathbf{K}_k^x \left[U_{t,k} - \left(\begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{p,k} \\ z_k \end{bmatrix} - I_{t,k} R_o \right) \right] \\ \hat{\mathbf{C}}_k|_k = \hat{\mathbf{C}}_k|_{k-1} + \mathbf{K}_k^C \left[0 - \left(\hat{z}_k|_k - \hat{z}_{k-1}|_{k-1} + \frac{\eta I_{t,k} \Delta t}{\hat{C}_k|_{k-1}} \right) \right] \end{cases} \quad (20)$$

SOC 和容量的误差协方差更新计算分别为

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{k|k}^x = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^x \mathbf{D}_k^x) \mathbf{P}_{k|k-1}^x = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^x \begin{bmatrix} -1 & \frac{dU_{oc}}{dz} \end{bmatrix} \right) \mathbf{P}_{k|k-1}^x \\ \mathbf{P}_{k|k}^C = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^C \mathbf{D}_k^C) \mathbf{P}_{k|k-1}^C = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^C \begin{bmatrix} -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \\ -\frac{\eta I_t \Delta t}{C_{k|k-1}^2} \end{bmatrix} \right) \mathbf{P}_{k|k-1}^C \end{cases} \quad (21)$$

循环计算式(17)~式(21),即可实现基于

DEKF 的电池 SOC 及容量联合估计。在该方法中,估计的 SOC 值用于计算容量更新,而估计出的容量值用于计算预估的 SOC 值。

3.2 多时间尺度的 SOC 及容量联合估计

在电池的 SOC 估计中,SOC 需要以一个较高的频率进行更新,因为在大电流脉冲充放电时,很短的时间都会对 SOC 造成影响。例如,在 BMS 系统中,SOC 计算更新的步长一般在 100 ms 左右。但对于容量而言,其变化速率远远小于 SOC

的变化速率,在固定工况下,电池前 100 次循环的容量衰减小于 5%,可见容量变化速率很小。如果在计算容量时也采用和计算 SOC 相同的更新频率,会增加 BMS 系统的计算量。根据以上分析,设计一种多时间尺度的 SOC 及容量联合估计,其中 SOC 采用微观时间尺度,容量采用宏观时间尺度,通过设置时间尺度变换量 L ,当微观时间尺度达到设定的尺度变化量 L 时,进行一次宏观时间尺度计算,即容量更新。具体实现流程如图 4 所示。

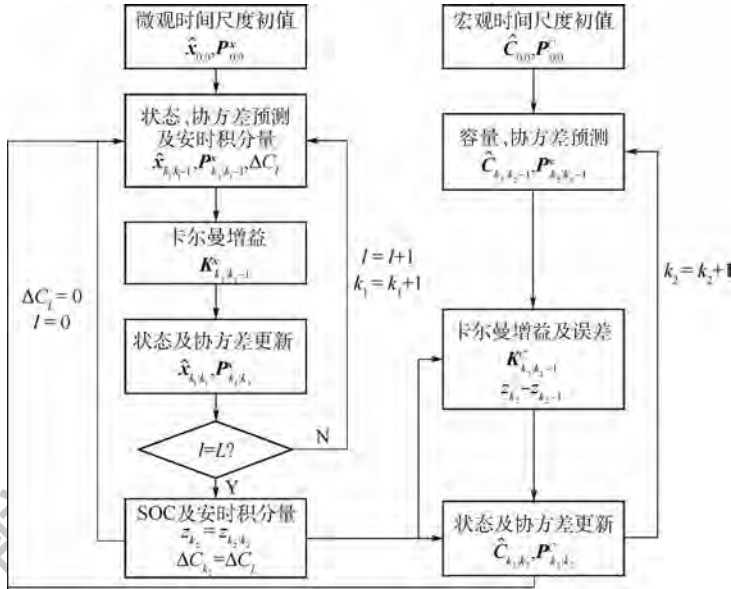


图 4 多时间尺度的 SOC 及容量联合估计方法

Fig. 4 Multi-time scale SOC and capacity joint estimation method

在多时间尺度的 SOC 及容量联合估计中,仍采用 DEKF 算法,微观尺度下进行 SOC 估计更新,期间采用安时积分法计算容量的累积变化量,并用 l 进行计数,直到 $l=L$,进行时间尺度转换,将 SOC 值 $z_{k_1|k_1}$ 及 L 时间内的安时积分量 ΔC_L 传入到宏观尺度下,进行宏观尺度的容量估计。时间尺度转换如下:

$$\begin{cases} z_{k_2} = z_{k_1|k_1} \\ \Delta C_{k_2} = \Delta C_L \end{cases} \quad (22)$$

多尺度 EKF 算法中的微观尺度 SOC 估计和 DEKF 算法中的 SOC 估计相对应,具有相同的功能和效果,多尺度 EKF 算法中的宏观尺度容量估计和 DEKF 算法中的容量估计相对应,不同之处在于宏观尺度的容量估计是每隔 Lk_1 更新一次,而 DEKF 算法中是每隔 k_1 更新一次,大大减小了计算量。多尺度 EKF 算法中,微观尺度估计出的 SOC 值和安时积分量用于宏观尺度容量估计的测量更新;宏观尺度估计出的容量值用于微观尺度 SOC 的时间更新。

4 实验验证及分析

4.1 模型验证

为了验证模型对 SOC 和容量估计的准确性,本文在动态工况下进行验证。电池动态工况采用 DST 工况,由美国先进电池联盟提出,为了模拟电动汽车需求的功率范围而设定多个放电倍率,一个 DST 循环为 360 s,如图 5 所示。将其扩展至电池的整个放电循环,测试环境温度为 25℃,实验端电压及模型仿真值如图 6 所示。

从图 6 可以看出,电压仿真值和测量值基本重合,在放电末端,由于电池内阻较大,电压变化较快,导致模型估计误差增大。本文所搭建的模型可以较好地动力端电压动态变化实现模拟,该结果也进一步验证了模型的可靠性及参数辨识的准确性。

4.2 SOC 验证

采用 DST 测试工况,环境温度设置为 25℃,基于 DEKF 算法,对电池的 SOC 进行验证,估计结果如图 7 所示。其中参考值采用安时积分法获得,估

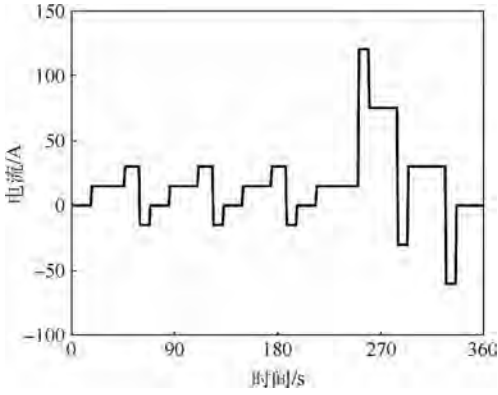


图 5 DST 循环电流

Fig. 5 Circulating current of DST

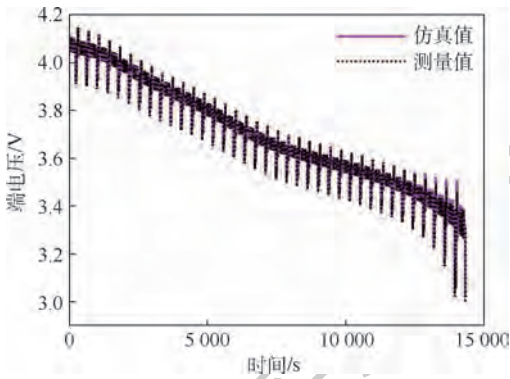


图 6 端电压测量值与仿真值对比

Fig. 6 Comparison of voltage measurement value and simulation value

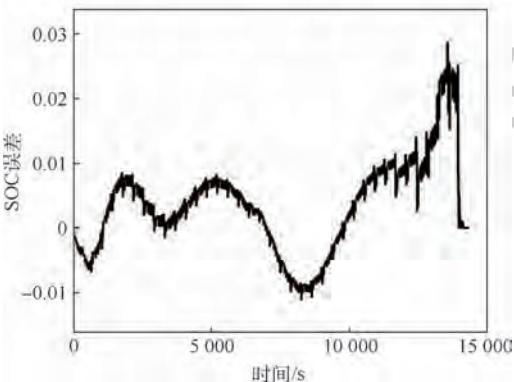
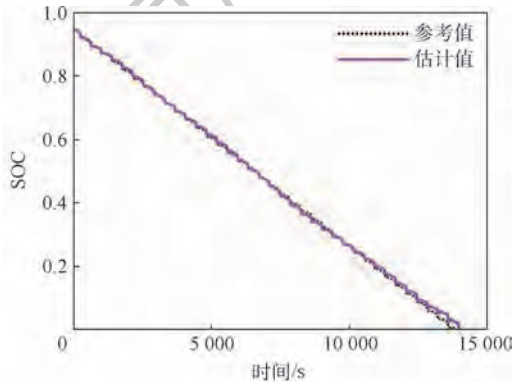
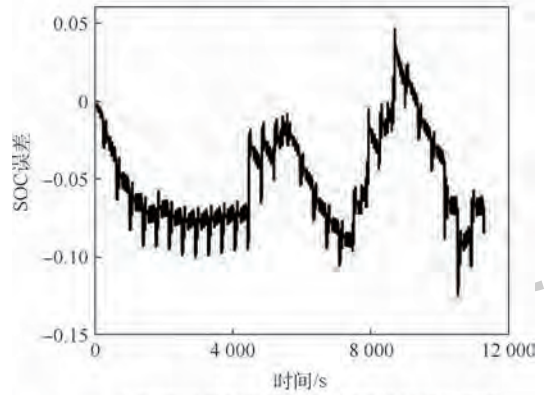
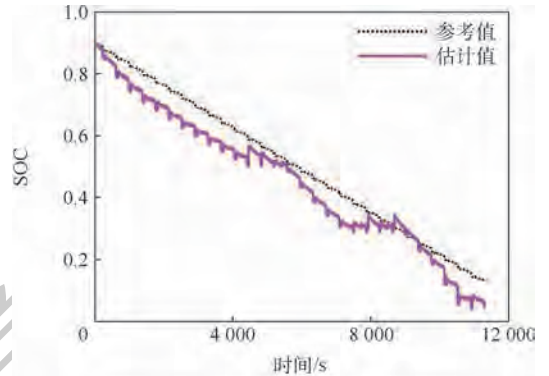


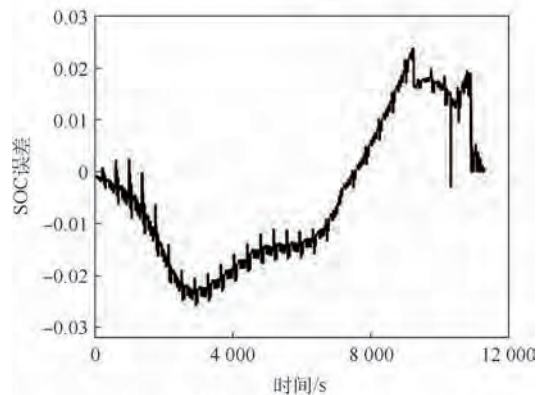
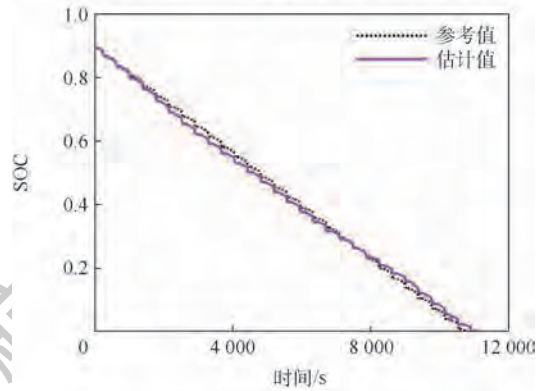
图 7 SOC 估计结果及误差 (25°C)

Fig. 7 SOC estimation results and errors (25°C)

为了验证温度对 SOC 估计的影响,在 0°C 环境下开展 DST 工况测试验证。图 8 (a) 为采用 25°C 下的模型参数得到的 SOC 估计结果及误差,图 8 (b) 为采用实际测量温度得到的 SOC 估计结



(a) 0°C 下采用 25°C 参数的 SOC 估计结果及误差



(b) 0°C 下采用温度修正参数的 SOC 估计结果及误差

图 8 温度对 SOC 估计的影响

Fig. 8 Effect of temperature on SOC estimation

计值为 DEKF 算法考虑温度的 SOC 估计值,在 DST 动态工况下 SOC 的估计误差保持在 0.03 以内。

果及误差。在0℃环境下,若仍采用25℃下的模型参数进行SOC估计,会出现比较大的误差,从图8可以看到,SOC的最大误差已经超过0.1。由于模型已提前对0~45℃下的模型参数进行了标定,且参数在不同温度下相差较大,采用实际测量的电池温度数据才能更好模拟电池当前特性,得到的SOC估计结果如图8(b)所示。考虑到电池实际温度后,电池SOC估计误差保持在0.03以内,估计精度得到很大提升,所以考虑电池温度能够提高SOC的估计精度。

4.3 容量验证

为了验证容量估计的准确性,在0℃和25℃下采用DST测试工况进行验证。在容量估计模型中,设定尺度变换量 $L=400$,容量估计初始值为58 Ah,容量估计结果及参考值如图9所示,其中参考值为该温度下电池放电实验获取的容量值。在容量估计中,设定的初始值允许有初始误差,从图中可以看到,容量估计的结果逐渐靠近参考值,达到收敛,且误差保持在1 Ah以内。

型参数进行辨识,并将开路电压、欧姆内阻、极化电阻、时间常数等参数设定为和温度SOC相关的变量,建立二维脉谱图,提高了电池模型在宽温度范围内的准确度。

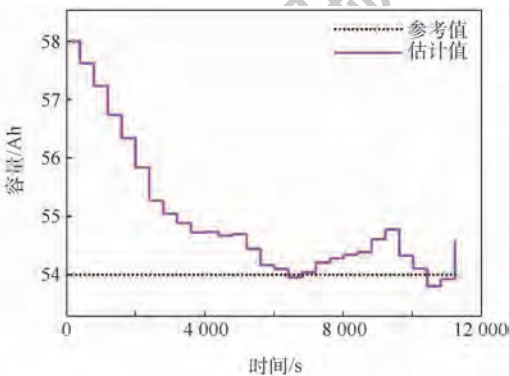
2) 基于EKF算法原理,建立DEKF状态空间方程,实现三元锂离子电池SOC和容量的联合估计。提出了多时间尺度估计方法,SOC估计采用微观时间尺度,容量估计采用宏观时间尺度,减小了BMS系统的变化量,也降低了SOC短时估计误差对容量的影响。

3) 采用DST动态工况对搭建的电池模型及估计方法进行验证,结果表明,三元锂离子电池在宽温度范围内,建立的电池模型具有较高的精度,所提出的多时间尺度估计方法SOC的估计误差小于0.03,容量的估计误差小于1 Ah。

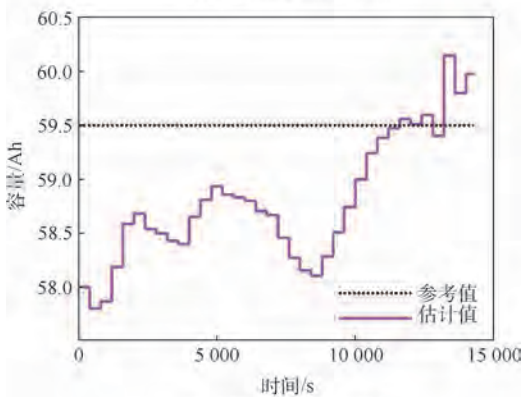
综上所述,本文提供的联合估计方法可为三元锂离子电池SOC及容量提供准确估计。此外,后续会进一步探索该方法在其他类型电池(如磷酸铁锂电池)的估计效果。

参考文献 (References)

- [1] RIVERA-BARRERA J P, MUÑOZ-GALEANO N, SARMIENTO-MALDONADO H O. SoC estimation for lithium-ion batteries: Review and future challenges [J]. *Electronics*, 2017, 6 (4):102.
- [2] ANDWARI A M, PESIRIDIS A, RAJOO S, et al. A review of battery electric vehicle technology and readiness levels [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, 78:414-430.
- [3] 杨世春, 麻翠娟. 基于PNGV改进模型的SOC估计算法 [J]. *汽车工程*, 2015, 37(5):582-586.
YANG S C, MA C J. SOC estimation algorithm based on improved PNGV model [J]. *Automotive Engineering*, 2015, 37 (5):582-586 (in Chinese).
- [4] LI Z, HUANG J, LIAW B Y, et al. On state-of-charge determination for lithium-ion batteries [J]. *Journal of Power Sources*, 2017, 348:281-301.
- [5] 徐颖, 沈英. 基于改进卡尔曼滤波的电池SOC估算 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2014, 40(6):855-860.
XU Y, SHEN Y. Improved battery state-of-charge estimation based on Kalman filter [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2014, 40(6):855-860 (in Chinese).
- [6] HANNAN M A, LIPU M S H, HUSSAIN A, et al. A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications: Challenges and recommendations [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, 78:834-854.
- [7] 印学浩, 宋宇晨, 刘旺, 等. 基于多时间尺度的锂离子电池状态联合估计 [J]. *仪器仪表学报*, 2018, 39(8):118-126.
YIN X H, SONG Y C, LIU W, et al. Multi-scale state joint estimation for lithium-ion battery [J]. *Chinese Journal of Scientific*



(a) 0℃的容量估计结果



(b) 25℃的容量估计结果

图9 容量估计结果

Fig. 9 Capacity estimation results

5 结论

1) 建立了三元锂离子电池戴维宁等效电路模型,采用端电压静置恢复曲线拟合的方法对模

- Instrument,2018,39(8):118-126(in Chinese).
- [8] HU C, YOUN B D, CHUNG J. A multiscale framework with extended Kalman filter for lithium-ion battery SOC and capacity estimation[J]. Applied Energy,2012,92:694-704.
- [9] PLETT G L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs-Part 1. Background [J]. Journal of Power Sources,2004,134(2):252-261.
- [10] HE H W, ZHANG Y Z, XIONG R, et al. A novel Gaussian model based battery state estimation approach: State-of-energy [J]. Applied Energy,2015,151:41-48.
- [11] SUN F, XIONG R, HE H. Estimation of state-of-charge and state-of-power capability of lithium-ion battery considering varying health conditions [J]. Journal of Power Sources,2014,259:166-176.
- [12] LIU C, LIU W, WANG L, et al. A new method of modeling and state of charge estimation of the battery [J]. Journal of Power Sources,2016,320:1-12.
- [13] SCHWUNK S, ARMBRUSTER N, STRAUB S, et al. Particle filter for state of charge and state of health estimation for lithium-iron phosphate batteries [J]. Journal of Power Sources,2013,239:705-710.
- [14] ROSCHER M A, ASSFALG J, BOHLEN O S. Detection of utilizable capacity deterioration in battery systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2011,60(1):98-103.
- [15] PLETT G L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs-Part 3. State and parameter estimation [J]. Journal of Power Sources,2004,134(2):277-292.
- [16] YANG S C, DENG C, ZHANG Y L, et al. State of charge estimation for lithium-ion battery with a temperature-compensated model [J]. Energies,2017,10(10):1560.
- [17] SHEN P, OUYANG M G, LU L G, et al. The co-estimation of state of charge, state of health and state of function for lithium-ion batteries in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2017,67(1):92-103.
- [18] 刘新天,孙张驰,何耀,等. 基于环境变量建模的锂电池 SOC 估计方法 [J]. 东南大学学报(自然科学版),2017,47(2):306-312.
- LIU X T, SUN Z C, HE Y, et al. SOC estimation method based on lithium-ion cell model considering environmental factors [J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition),2017,47(2):306-312(in Chinese).
- [19] YANG J F, XIA B, SHANG Y L, et al. Adaptive state-of-charge estimation based on a split battery model for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2017,66(12):10889-10898.
- [20] XIONG R, CAO J Y, YU Q Q, et al. Critical review on the battery state of charge estimation methods for electric vehicles [J]. IEEE Access,2018,6:1832-1843.

作者简介:

杨世春 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:新能源汽车能源动力系统高效安全控制等。

华旻 男,博士研究生。主要研究方向:新能源汽车控制系统。

顾启蒙 男,硕士研究生。主要研究方向:新能源汽车电池管理及状态估计。

闫啸宇 男,博士研究生。主要研究方向:新能源汽车工程。

李琳 女,硕士研究生。主要研究方向:新能源汽车电池状态估计。

Multi-scale joint estimation of SOC and capacity of lithium-ion battery

YANG Shichun^{1,*}, HUA Yang¹, GU Qimeng¹, YAN Xiaoyu¹, LI Lin²

(1. School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China)

Abstract: The State of Charge (SOC) and battery capacity estimation of lithium-ion battery are the core of battery management system. Because the parameters of SOC and capacity affect each other in the estimation process, a multi-scale joint estimation method for SOC and capacity of ternary lithium-ion battery is proposed. In this paper, we use the equivalent circuit model of Thevenin to establish the mathematical model and state space equation. In order to solve the problem of different characteristics of battery at different temperatures, model parameters identification was carried out at different temperatures, and the two-dimensional pulse spectrograms of parameters related to SOC and temperature were established. Based on the Dual Extended Kalman Filter (DEKF), a multi-scale joint estimation model of battery state is established. The SOC and polarization voltage of the battery are estimated on the micro-time scale, the capacity of the battery is estimated on the macro-time scale, and the capacity of the SOC estimation is updated to ensure the accuracy of battery long-term estimation. Finally, the proposed multi-scale joint estimation algorithm for ternary lithium-ion battery is validated in a wide temperature range, and the result shows that it has high accuracy.

Keywords: lithium-ion battery; State of Charge (SOC); capacity; joint estimation; multi-time scale

Received: 2019-09-09; **Accepted:** 2019-09-20; **Published online:** 2019-12-02 09:27

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191129.1729.004.html

Foundation item: National Key R & D Program of China (2017YFB0102100)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0499

新型排气余压利用系统无因次效率研究

虞启辉^{1,2,*}, 翟建伟¹, 谭心¹, 方桂花¹, 蒙建国¹

1. 内蒙古科技大学 机械工程学院, 包头 014010; 2. 流体动力与机电系统国家重点实验室, 杭州 310027)



摘 要: 利用能量方程、状态方程、运动方程和质量流量方程, 建立新型排气余压利用系统气缸回程过程的基本数学模型。选取合适的基准值将数学模型无因次化, 运用 MATLAB/Simulink 对无因次模型进行仿真, 得到各无因次参数对排气回收效率的影响。仿真结果表明, 排气回收效率主要由无因次固有周期、无因次进气口有效面积、切换判据及气缸无因次供气压力决定。当切换判据或气缸无因次供气压力增加而排气回收效率下降时, 可以通过改变无因次进气口有效面积、无因次固有周期使其增加。对确定的气缸驱动系统, 可以通过改变气罐体积来提高排气回收效率。

关键词: 气动系统; 无因次模型; 排气回收效率; 节能; 无因次研究

中图分类号: TH138

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1453-07

压缩空气在许多工业中得到广泛应用, 据报道, 压缩空气系统约占工业能源消耗量的 10%^[1]。与电气系统、液压系统相比, 气动系统具有成本低、维修方便、结构简单、环保等优点^[2-3]。然而由于空气的可压缩性, 气动系统具有高度的非线性^[4]和低能效^[5], 有研究表明, 气动系统的效率甚至低于 20%^[6]。在压缩空气系统中, 气缸是最重要的执行器之一^[7-8], 广泛用于某些点对点的传动场合, 如自动化生产线。气缸完成一个循环消耗的能量中, 约 60% 用于对外做功和节流速度控制, 其余 40% 主要是排气损失^[9]。然而传统回路中气缸完成一次循环动作后排气腔的气体被直接排入环境中, 造成压缩空气的浪费, 导致压缩空气的利用率低下。因此, 对气动系统实行节能、提高压缩空气的利用率具有重要的意义。

压缩空气既具有传送能又具有膨胀能, 在大多数情况下, 传统气动回路仅利用进气行程中的

传送能, 压缩空气的膨胀能没有被使用, 而且传统回路执行元件的排气腔一直排气, 排气能量也未使用。因此, 充分利用膨胀能和排气能量成为提高气动系统能效的 2 个关键研究方向。

为充分利用膨胀能和排气能量, 众多学者进行了大量研究。对排气进行回收的方式包括利用气罐回收、将排气能量转换为电能或真空能等其他形式的能量回收等。石运序^[10]提出并研究了通过附加排气回收控制装置将排气回收到气罐中的方法, 结果表明该方法可以实现较高的回收效率; 田威^[11]研究了一种小型排气能量转换装置, 该装置作为一个气动节能附件可以将排气能量转换为电能再利用, 这种方法与使用气罐回收的节能效果很接近, 并且具备工业应用的经济价值; 迟英姿^[12]在排气回路中附加真空发生器, 构建了排气真空发生系统, 将排气能量转化为真空能存储在真空罐内再利用, 研究表明系统的排气回收效

收稿日期: 2019-09-11; 录用日期: 2019-10-12; 网络出版时间: 2019-10-21 08:21

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191018.1728.001.html

基金项目: 流体动力与机电系统国家重点实验室开放基金 (GZKF-201804); 国家自然科学基金 (61765012); 内蒙古自治区自然科学基金 (2018BS05003); 内蒙古自治区高等学校科学技术研究项目 (NJZZ18139); 内蒙古自治区科技创新引导奖励资金 (KCBJ2018031)

* 通信作者. E-mail: 2016988@imust.edu.cn

引用格式: 虞启辉, 翟建伟, 谭心, 等. 新型排气余压利用系统无因次效率研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1453-1459. YU Q H, ZHAI J W, TAN X, et al. Dimensionless study on efficiency of new exhaust residual pressure utilization system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1453-1459 (in Chinese).

率较高,具有良好的应用前景。

为充分利用压缩空气的膨胀能,提出了通过控制阀的开闭来控制执行元件的进排气时间的方法,使进入执行元件驱动腔的气体具有的膨胀能做功,推动活塞到达行程终点,实现节能、提高效率的目的。姜忠爱等^[13]提出了使用4个开关阀控制的桥式气动回路,利用压缩空气的膨胀能做功,实验结果表明可以节约57.77%左右的压缩空气;李秋^[14]针对传统回路压缩空气消耗量大的问题提出了一种新型桥式回路,利用膨胀能做功达到节能的目的;王露^[15]在李秋设计的桥式回路的基础上增加一个开关阀,用5个开关阀控制气缸的运动,达到节能的目的。

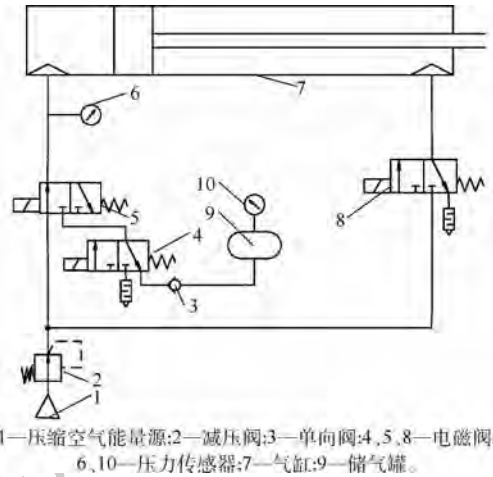
利用膨胀能做功不能完全满足精度要求,同时会对输出力产生影响,在某些情况下,输出力在行程中很重要。因此,充分利用排气能量是提高效率和节能的一种有效方法。目前,有关排气能量回收的研究文献有限。本文提出一种新型排气余压利用系统,通过气缸和电磁阀组合使用将排气腔的高压气体回收并储存在储气罐内,这部分气体无需处理就能再次利用。首先,介绍新型排气余压利用系统的组成及工作原理;然后,建立气缸回程的基本数学模型,并将基本数学模型无因次化得到无因次模型;最后,运用MATLAB/Simulink对无因次模型仿真。通过分析各无因次参数对排气回收效率的影响,得到对其影响较大的参数,为实验和优化提供理论依据。

1 新型排气余压利用系统组成及工作原理

新型排气余压利用系统如图1所示,其由气缸、电磁阀、压力传感器、储气罐、单向阀等组成。气缸的无杆腔和有杆腔分别被定义为a腔和b腔,a腔、b腔和储气罐内的压力为 P_{ca} 、 P_{cb} 和 P_c 。V1、V2、V3分别代表电磁阀4、5、8。为讨论储气罐内气体压力对系统的影响,定义 $\lambda = P_{ca}/P_c$ 为切换判据。新型排气余压利用系统原理如下:

活塞杆伸出过程,压缩空气由压缩空气能量源1流出,经减压阀2减压后流入气缸a腔驱动活塞右行,b腔内的气体排入环境;活塞缩回时,由压缩空气能量源1流出的压缩空气减压后流入气缸b腔驱动活塞向左运行。若 $\lambda > 1$,a腔内气体通过V1、V2及单向阀3流入储气罐9;若 $\lambda \leq 1$,a腔内气体通过V1、V2排入大气。实现排气余压回收的目的。

本文仅研究气缸回程过程,得出影响排气回



1—压缩空气能量源;2—减压阀;3—单向阀;4、5—电磁阀;6、10—压力传感器;7—气缸;9—储气罐。

图1 新型排气余压利用系统

Fig. 1 New exhaust residual pressure utilization system

收效率的主要参数,为实验和优化提供理论基础。

2 基本数学模型

为便于研究,提出以下假设:①系统所用气体遵循理想气体状态方程;②气源为恒压源,忽略系统内外泄漏和管道损失,进、排气口有效面积相同;③压缩空气流动为稳定的一维状态,相当于空气通过喷嘴收缩的流动,供气温度和大气温度相同。

2.1 能量方程

由于忽略泄漏且两腔不会同时进排气,因此进气侧和排气侧的能量方程可以写为

$$C_v m \frac{d\theta}{dt} = (Sh + C_v G)(\theta_0 - \theta) + RG\theta - PAu \quad (1)$$

$$C_v m \frac{d\theta}{dt} = Sh(\theta_0 - \theta) + RG\theta - PAu \quad (2)$$

式中: C_v 为等容比热, $J/(kg \cdot K)$; m 为压缩空气质量, kg ; θ 为温度, K ; θ_0 为大气温度, K ; S 为换热面积, m^2 ; h 为热交换系数, $W/(m^2 \cdot K)$; R 为气体常数, $J/(mol \cdot K)$; G 为压缩空气质量流量, kg/s ; P 为压力, MPa ; A 为面积, m^2 ; u 为活塞的速度, m/s 。

2.2 质量流量方程

根据 P_d/P_u 的值,通过两腔的质量流量为

$$G = \begin{cases} \frac{A_c P_u D}{\sqrt{\theta_u}} & \frac{P_d}{P_u} \leq b \\ \frac{A_c P_u B}{\sqrt{\theta_u}} \varphi(P_d, P_u) & \frac{P_d}{P_u} > b \end{cases} \quad (3)$$

式中:

$$\varphi(P_d, P_u) = \left(\frac{P_d}{P_u}\right)^{\frac{2}{k}} - \left(\frac{P_d}{P_u}\right)^{\frac{k+1}{k}} \quad (4)$$

$$B = \sqrt{\frac{2k}{R(k-1)}} \quad (5)$$

$$D = \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{1}{k-1}} \sqrt{\frac{2k}{R(k+1)}} \quad (6)$$

其中: P_d 和 P_u 分别为下游和上游压力, MPa; A_e 为进排气口的有效面积, m^2 ; θ_u 为上游侧温度, K; k 为比热比; b 为临界压力比。

2.3 运动方程

活塞的速度由牛顿第二定律得出。本文中认为摩擦力是库仑摩擦力和黏性摩擦力之和^[16-17], 黏性摩擦力是活塞速度的线性函数。活塞受力分析如图 2 所示, 图中, A_{ka} 、 A_{kb} 、 A_r 分别为 a 腔活塞面积、b 腔活塞面积、活塞杆的面积。

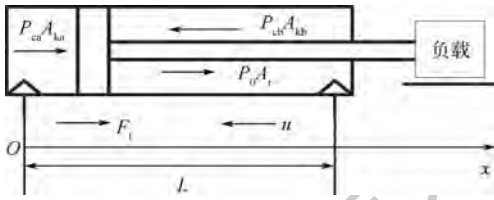


图 2 活塞受力分析

Fig. 2 Analysis of force acted on piston

右侧是向量的正方向。活塞的运动方程由式(7)给出:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \begin{cases} \frac{1}{M}(P_{cb}A_{kb} - P_{ca}A_{ka} - P_0A_r - F_f) & x \neq 0, L \\ 0 & x = 0, L \end{cases} \quad (7)$$

$$F_f = \begin{cases} F_s & u = 0 \\ F_c + Cu & u \neq 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中: M 为活塞质量, kg; L 为行程, m; F_f 为摩擦力, N; F_s 为最大静摩擦力, N; F_c 为库仑摩擦力, N; C 为黏性摩擦系数, N · s/m; P_0 为标准大气压力, 其值为 101.325 kPa。

2.4 状态方程

通过推理想气体状态方程得出每个腔内的压力变化。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{1}{V} \left(R\theta G - PAu + \frac{PV}{\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (9)$$

式中: V 为容积, m^3 。

3 无因次模型

采用无因次分析可以把众多物理量变为无因次量, 减少物理参数, 更为方便地研究问题, 所以通过选取合适的基准值将基本数学模型写成如下所述的无因次模型, 基准量和无因次变量见表 1。

表 1 基准量和无因次变量

Table 1 Reference and dimensionless variables

变量	基准量	无因次变量
P	P_s	$P^* = P/P_s$
t	$T_p = V_a / (A_e DR \sqrt{\theta_0})$	$t^* = t/T_p$
G	$G_{max} = P_s A_e D / \sqrt{\theta_0}$	$G^* = G/G_{max}$
θ	θ_0	$\theta^* = \theta/\theta_0$
x	L	$x^* = x/L$
A	A_{ka}	$A^* = A/A_{ka}$
V	$V_a = A_{ka} L$	$V^* = V/V_a$
m	$m_{max} = P_s V_a / (R\theta_0)$	$m^* = m/m_{max}$

3.1 无因次能量方程

进排气侧无因次能量方程为

$$m^* \frac{d\theta^*}{dt^*} = \left(\frac{S^* K_{a2}}{S_{max}^*} + G^* \right) (1 - \theta^*) + (k-1)(G^* - P^* A^* u^*) \quad (10)$$

$$m^* \frac{d\theta^*}{dt^*} = \frac{S^* K_{a1}}{S_{max}^*} (1 - \theta^*) + (k-1)(P^* u^* - G^* \theta^*) \quad (11)$$

式中: K_a 为香川系数^[18], 代表传热程度的大小, 是基准时间常数 T_p 与热平衡时间常数 T_h 之比。

$$K_{a1} = \frac{T_p}{T_{ha}} \quad (12)$$

$$K_{a2} = \frac{T_p}{T_{hb}} \quad (13)$$

$$T_{hb} = \frac{C_v m}{S_{max} h_b} \quad (14)$$

$$T_{ha} = \frac{C_v m}{S_{max} h_a} \quad (15)$$

$$S_{max} = 2A_{ka} + 2L \sqrt{\pi A_{ka}} \quad (16)$$

式中: h_a 、 h_b 分别为 a 腔、b 腔的热交换系数。

无因次最大换热面积为

$$S_{max}^* = \frac{S_{max}}{A_{ka}} = 2 + 2L \sqrt{\frac{\pi}{A_{ka}}} \quad (17)$$

3.2 无因次质量流量方程

两腔的无因次质量流量方程为

$$G^* = \begin{cases} \frac{P_u^* A_e^*}{\sqrt{\theta_u^*}} & \frac{P_d^*}{P_u^*} \leq b \\ \frac{P_u^* B A_e^*}{D \sqrt{\theta_u^*}} \sqrt{\left(\frac{P_d^*}{P_u^*}\right)^{\frac{2}{k}} - \left(\frac{P_d^*}{P_u^*}\right)^{\frac{k+1}{k}}} & \frac{P_d^*}{P_u^*} > b \end{cases} \quad (18)$$

3.3 无因次运动方程

无因次运动方程可以写为

$$\frac{d^2 x^*}{d(t^*)^2} = \begin{cases} \left(\frac{1}{T_f^*}\right)^2 (A_{kb}^* P_{cb}^* - P_{ca}^* - P_0^* A_r^* - F_f^*) & x \neq 0, L \\ 0 & x = 0, L \end{cases} \quad (19)$$

式中: F_f^* 是无因次摩擦力, 可写为

$$F_f^* = \begin{cases} F_s^* & u^* = 0 \\ F_c^* + C^* u^* & u^* \neq 0 \end{cases} \quad (20)$$

其中: F_s^* 为无因次最大静摩擦力; F_c^* 为无因次库仑摩擦力; C^* 为无因次黏性摩擦系数。

所有的无因次参数如下:

$$F_s^* = \frac{F_s}{P_s A_{ka}} \quad (21)$$

$$F_c^* = \frac{F_c}{P_s A_{ka}} \quad (22)$$

$$C^* = \frac{C u_0}{P_s A_{ka}} \quad (23)$$

式中: u_0 为基准速度, m/s。

无因次参数 T_f^* 由式(24)定义, T_f^* 对应于选择气缸时使用的 J 参数^[19-20]。

$$T_f^* = \frac{T_f}{T_p} \quad (24)$$

$$T_f = \sqrt{\frac{ML}{P_s A_{ka}}} \quad (25)$$

J 参数和 T_f^* 的关系由式(26)定义。

$$J = \left(\frac{1}{T_f^*}\right)^2 \quad (26)$$

因为 J 参数以加速度的形式出现, 认为该参数与气缸的惯性有关, 又称为惯性系数^[21], T_f^* 表示气缸的无因次固有周期。

3.4 无因次状态方程

将状态方程无因次化得到无因次状态方程:

$$\frac{dP^*}{dt^*} = \frac{G^* \theta^* - P^* A^* u^*}{V^*} + \frac{P^*}{\theta^*} \cdot \frac{d\theta^*}{dt^*} \quad (27)$$

4 排气回收效率分析

排气回收初始时刻, 气缸排气腔所含的初始能量为

$$E = P_{cai} V_g \quad (28)$$

$$V_g = V_a + V_{dp} \quad (29)$$

式中: P_{cai} 为排气腔初始压力, MPa; V_g 为排气腔容积和排气腔与储气罐间管道容积之和, m^3 ; V_a 为排气腔初始容积, m^3 ; V_{dp} 为排气腔死区容积与排气腔至储气罐间管道容积之和, m^3 。

排气回收前后储气罐回收的能量为

$$\Delta E_{re} = \Delta P_t V_t \quad (30)$$

$$\Delta P_t = P_{te} - P_{ti} \quad (31)$$

式中: P_{ti} 和 P_{te} 分别为储气罐初始压力和排气回收结束后储气罐内压力, MPa; ΔP_t 为储气罐内气体压力的增加量, MPa; V_t 为储气罐的体积, m^3 。

回程过程排气回收的效率为

$$\eta = \frac{\Delta E_{re}^*}{E^*} \times 100\% = \frac{\Delta P_t^* V_t^*}{P_{cai}^* V_g^*} \times 100\% \quad (32)$$

5 仿真与分析

为讨论气缸供气压力对排气回收效率的影响, 定义气缸供气压力 P_s 与空压机最大排气压力 P_{em} 的比值为气缸无因次供气压力 β , $\beta = P_s / P_{em}$ 。

根据上述无因次模型, 运用 MATLAB/Simulink 仿真工具进行仿真研究, 无因次参数的初始值如表 2 所示, 表中, A_{e2}^* 为无因次进气口有效面积。

根据上述模型, 可以通过改变各个参数的值同时保持其他参数不变来比较各参数对排气回收效率的影响。为评价排气回收效率的特性, 将无因次平均效率定义为

$$\bar{\eta} = \frac{\int_0^t \eta dt}{t} \quad (33)$$

无因次效率的变化率是指一个参数的无因次平均效率的变化率与所有参数的无因次平均效率变化率之和的比值^[22]。无因次平均效率变化率之和为

$$\begin{aligned} \bar{\eta}_{total-eg} = & \bar{\eta}_{F_s^*-eg} + \bar{\eta}_{T_f^*-eg} + \bar{\eta}_{C^*-eg} + \bar{\eta}_{F_c^*-eg} + \\ & \bar{\eta}_{V_t^*-eg} + \bar{\eta}_{A_{kb}^*-eg} + \bar{\eta}_{A_{e2}^*-eg} + \bar{\eta}_{K_{a1}^*-eg} + \\ & \bar{\eta}_{K_{a2}^*-eg} + \bar{\eta}_{P_i^*-eg} + \bar{\eta}_{\lambda-eg} + \bar{\eta}_{\beta-eg} \end{aligned} \quad (34)$$

图 3 描述了各参数无因次效率的变化率。

表 2 无因次参数初始值

Table 2 Initial value of dimensionless parameters

无因次参数	初始值
T_f^*	0.0419
F_s^*	0.0267
C^*	0.0153
V_t^*	8.0205
A_{kb}^*	0.8993
F_c^*	0.0043
A_{e2}^*	1
K_{a1}	0.2252
K_{a2}	0.2502
P_i^*	0.1
λ	1
β	0.75

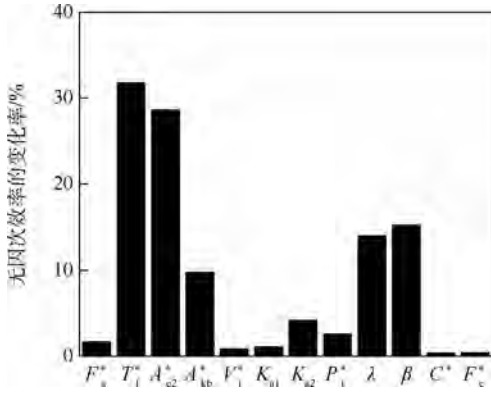
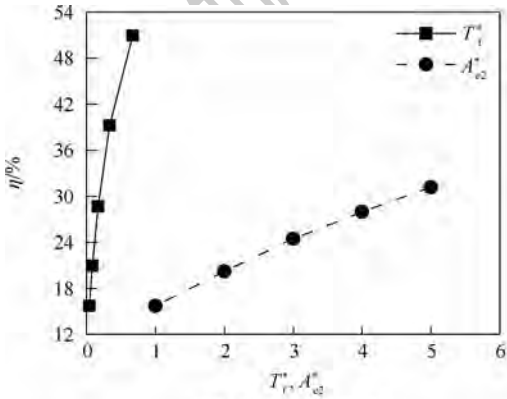


图 3 各参数无因次效率的变化率

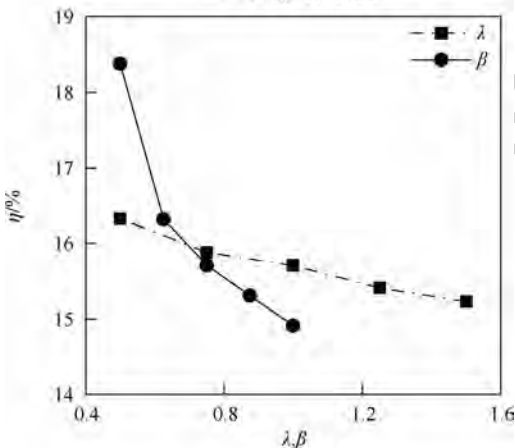
Fig.3 Rate of change of dimensionless efficiency for each parameter

从图 3 中可以看出,排气回收效率主要受 T_i^* 、 A_{e2}^* 、 λ 、 β 的影响。这 4 个参数的变化率分别为 31.77%、28.61%、14.01%、15.26%。 T_i^* 、 A_{e2}^* 、 λ 、 β 与 η 的关系如图 4 所示。

由图 4 可知,随着 T_i^* 、 A_{e2}^* 的增加, η 在急剧增加;随 λ 、 β 的增加, η 在逐渐下降。原因是:储气罐内气体压力变化量随无因次参数的增加呈现增加/减少的趋势,所以造成排气回收效率增加/下降。



(a) T_i^* 、 A_{e2}^* 与 η 的关系



(b) λ 、 β 与 η 的关系

图 4 T_i^* 、 A_{e2}^* 、 λ 、 β 和 η 的关系

Fig.4 Relationship between T_i^* 、 A_{e2}^* 、 λ 、 β and η

本文中储气罐无因次体积 V_i^* 、储气罐无因次初始压力 P_i^* 与排气回收效率的关系如图 5、图 6 所示。可以看出,随着 V_i^* 、 P_i^* 的增加,排气回收效率在下降,但是变化的程度很小,所以对排气回收效率的影响小。原因是:储气罐体积越大,储气罐内气体压力的变化越小;储气罐初始压力越高,其与排气腔的压力差就越小,导致进入储气罐的气体的质量流量减少,所以气体的压力变化量减小,因此随 V_i^* 、 P_i^* 的增加,排气回收效率逐渐下降。但对于确定的气动系统,当供气压力和切换判据不变时,储气罐体积与储气罐初始压力是决定排气回收效率的因素,由于基准体积、基准压力的选取不当会导致储气罐无因次体积、储气罐无因次初始压力对排气回收效率的影响较小。

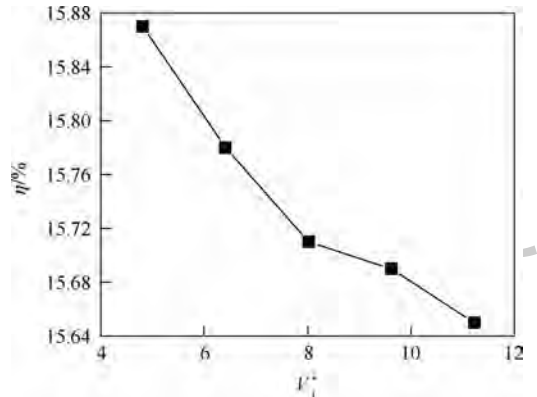


图 5 气罐无因次体积对排气回收效率的影响
Fig.5 Effect of dimensionless tank volume on recovery efficiency

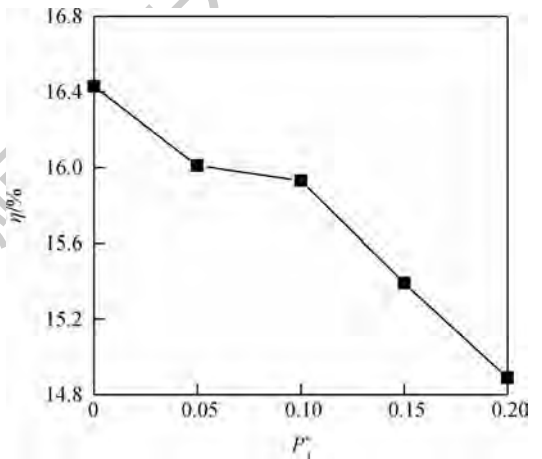


图 6 气罐无因次初始压力对排气回收效率的影响
Fig.6 Effect of dimensionless initial pressure of tank on recovery efficiency

6 结 论

本文根据排气余压利用系统气缸回程的工作原理建立了基本数学模型,并将基本数学模型转

化为无因次模型进行仿真得到以下结论:

1) 香川系数对排气回收效率的影响很小,由于无因次黏性摩擦系数、无因次最大静摩擦力、无因次库仑摩擦力无法控制,所以忽略它们对排气回收效率的影响。

2) 随气缸无因次供气压力及切换判据的增加,排气回收效率逐渐下降。

3) 当气缸无因次供气压力或切换判据增加时,通过改变无因次进气口有效面积、无因次固有周期可以增加排气回收效率。

4) 储气罐无因次体积与储气罐无因次初始压力对排气回收效率的影响甚微,可能是因为选取的基准体积和基准压力不当导致的。在实际工况下,储气罐体积的选取不容忽略。

5) 对确定的气缸驱动系统,可以通过改变储气罐体积来提高排气回收效率。

本文所做研究可为气缸驱动系统能量回收提供一种新的方法,并为排气回收系统的控制提供理论依据。

参考文献 (References)

- [1] SAIDUR R, RAHIM N A, HASANUZZAMAN M. A review on compressed-air energy use and energy savings [J]. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2010, 14(4): 1135-1153.
- [2] SMC(中国)有限公司. 现代实用气动技术[M]. 2版. 北京:机械工业出版社, 2004.
SMC(China) Co., Ltd. *Modern practical pneumatic technology* [M]. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2004 (in Chinese).
- [3] 周洪, 苏会莹, 王玉. 气动控制系统的节能技术[J]. *液压与气动*, 2013(7): 1-5.
ZHOU H, SU H Y, WANG B Y. Energy-saving technology of pneumatic control system [J]. *Chinese Hydraulics & Pneumatics*, 2013(7): 1-5 (in Chinese).
- [4] WANG J H, PU J S, MOORE P. A practical control strategy for servo-pneumatic actuator systems [J]. *Control Engineering Practice*, 1999, 7(12): 1483-1488.
- [5] YUSOP M M. Energy saving for pneumatic actuation using dynamic model prediction [M]. Ann Arbor: Cardiff University, 2006.
- [6] CAI M L, KAGAWA T. Energy consumption assessment of pneumatic actuating system including compressor [C] // *Proceedings of the IMechE Conference on Compressors and Their Systems*, 2001: 381-390.
- [7] 黄凡, 李刚炎, 杨凡, 等. 基于气动功率的气缸能量分配与节能研究[J]. *液压与气动*, 2019(2): 115-122.
HUANG F, LI G Y, YANG F, et al. Research on cylinder energy allocation and energy conservation based on pneumatic power [J]. *Chinese Hydraulics & Pneumatics*, 2019(2): 115-122 (in Chinese).
- [8] LI J F, TIAN X G, DENG X X. A study on energy-saving pneumatic system [C] // *Proceeding of the 2nd International Conference on Fluid Power Transmission and Control*, 1989: 448-453.
- [9] 蔡茂林, 香川利春. 气动系统的能量消耗评价体系及能量损失分析[J]. *机械工程学报*, 2007, 43(9): 69-74.
CAI M L, KAGAWA T. Energy consumption evaluation system and energy loss analysis of pneumatic system [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2007, 43(9): 69-74 (in Chinese).
- [10] 石运序. 排气回收控制系统的研究与开发[D]. 南京: 南京理工大学, 2006.
SHI Y X. Research and development of exhaust recovery control system [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2006 (in Chinese).
- [11] 田威. 气动系统能量转换回收装置的研究与开发[D]. 南京: 南京理工大学, 2006.
TIAN W. Research and development of pneumatic system energy conversion and recovery device [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2006 (in Chinese).
- [12] 迟英姿. 气缸排气真空发生系统的研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2007.
CHI Y Z. Research on cylinder exhaust vacuum generation system [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2007 (in Chinese).
- [13] 姜忠爱, 熊伟, 度红望, 等. 基于能量转换的桥式气动节能回路研究[J]. *液压与气动*, 2019(7): 39-43.
JIANG Z A, XIONG W, DU H W, et al. Research on bridge pneumatic energy-saving circuit based on energy conversion [J]. *Chinese Hydraulics & Pneumatics*, 2019(7): 39-43 (in Chinese).
- [14] 李秋. 桥式气动节能回路的仿真与实验研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2017.
LI Q. Simulation and experimental study of bridge pneumatic energy saving circuit [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2017 (in Chinese).
- [15] 王露. 桥式气动节能回路优化算法研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2018.
WANG L. Research on optimization algorithm of bridge pneumatic energy-saving circuit [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2018 (in Chinese).
- [16] SHI Y, CAI M L. Dimensionless study on output flow characteristics of expansion energy used pneumatic pressure booster [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2013, 135(2): 021007.
- [17] DU H W, XIONG W, JIANG Z A, et al. Energy efficiency control of pneumatic actuator systems through nonlinear dynamic optimization [J]. *Journal of Cleaner Production*, 2018, 184: 511-519.
- [18] 香川利春. 空气压抵抗容量系の動特性における熱伝達率の考察[J]. *油圧と空気圧*, 1981, 12(3): 209-212.
KAGAWA T. Consideration of the heat transfer coefficient in the dynamic characteristics of the system air pressure resistance capacity [J]. *Hydraulic and Pneumatic*, 1981, 12(3): 209-212 (in Japanese).
- [19] YAN S, MAOLIN C. Dimensionless study on output flow characteristics of expansion energy used pneumatic pressure booster [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2013, 135: 021007-1; 8.

- [20] KADOTA U. Characteristics of air (13) [J]. *Hydraulics and Pneumatics Design*, 1971, 9(2):109-115.
- [21] TOKASHIKI K. Dynamic characteristics of pneumatic cylinder systems[D]. Tokyo:Tokyo Institute of Technology, 1999.
- [22] YU Q H, CAI M L, SHI Y, et al. Dimensionless study on efficiency and speed characteristics of a compressed air engine[J]. *Journal of Energy Resources Technology*, 2015, 137(4):044501.

作者简介:

虞启辉 男,博士,副教授。主要研究方向:气动系统的节能、测量、仿真与控制,新能源存储与利用技术。

翟建伟 男,硕士研究生。主要研究方向:气动系统的节能、仿真与控制。

Dimensionless study on efficiency of new exhaust residual pressure utilization system

YU Qihui^{1,2,*}, ZHAI Jianwei¹, TAN Xin¹, FANG Guihua¹, MENG Jianguo¹

(1. School of Mechanical Engineering, Inner Mongolia University of Science & Technology, Baotou 014010, China;

2. State Key Laboratory of Fluid Power & Mechatronic Systems, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Using the energy equation, state equation, motion equation and mass flow equation, the basic mathematical model of the cylinder backhaul process of the new exhaust residual pressure utilization system was established. The appropriate reference value is selected to make the mathematical model dimensionless, the software MATLAB/Simulink is used to simulate the dimensionless model, and the influence of each dimensionless parameter on the exhaust recovery efficiency is obtained. From the simulation results, it can be seen that the exhaust recovery efficiency is mainly determined by the dimensionless natural cycle, the dimensionless effective area of the air inlet, the switching criterion and the dimensionless supply pressure of the cylinder. When the switching criterion or the supply pressure of the cylinder increases and the exhaust recovery efficiency decreases, the efficiency can be increased by changing the dimensionless effective area and the dimensionless natural cycle of the air intake. For the determined cylinder drive system, the exhaust recovery efficiency can be improved by changing the volume of the tank.

Keywords: pneumatic system; dimensionless model; exhaust recovery efficiency; energy saving; dimensionless research

Received: 2019-09-11; **Accepted:** 2019-10-12; **Published online:** 2019-10-21 08:21

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191018.1728.001.html

Foundation items: Open Foundation of State Key Laboratory of Fluid Power & Mechatronic Systems (GZKF-201804); National Natural Science Foundation of China (61765012); Natural Science Foundation of Inner Mongolia Autonomous Region of China (2018BS05003); University Science and Technology Research Project of Inner Mongolia Autonomous Region of China (NJZZ18139); Science and Technology Innovation Guidance and Incentive Fund of Inner Mongolia Autonomous Region of China (KCBJ2018031)

* **Corresponding author.** E-mail: 2016988@imust.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0526

基于修正 IMM 的风机变桨系统故障诊断方法

王进花^{1,2,3,*}, 朱恩昌^{1,2}, 曹洁^{1,2}, 余萍^{1,2,3}

1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 兰州 730050; 2. 甘肃省工业过程先进控制重点实验室, 兰州 730050;

3. 兰州理工大学 电气与控制工程国家级实验教学示范中心, 兰州 730050)



摘 要: 针对交互式多模型(IMM)故障诊断方法固定模型转移概率导致的诊断准确性、速度下降和估计精度损失问题,提出了一种基于模型转移概率和模型概率修正的故障诊断方法,并与粒子滤波(PF)结合实现了风机变桨系统传感器的多故障诊断。在非模式切换阶段,采用后验模型概率梯度信息设计模型转移概率的修正函数,以抑制噪声对 IMM 估计精度的影响;在模式切换阶段,采用模型概率反转的策略快速切换模型,弥补模型软切换导致的诊断延迟和错误诊断。通过仿真实验证明所提方法的准确性、模型切换速度以及状态估计精度都得到了较好的提升。

关键词: 风电机组; 变桨距系统; 故障诊断; 交互式多模型(IMM); 粒子滤波(PF); 模型转移概率

中图分类号: TP277

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1460-09

风能的开发和利用近些年正处于一个快速上升阶段^[1]。风力发电机是风能转换电能的重要设备,其中的变桨子系统在维持风机的功率输出稳定和运行安全上起着重要的作用。

相对于发电机、齿轮箱等其他子系统,变桨系统故障诊断方法的研究起步较晚,但近几年国内外学者相继做出了许多尝试。文献[2]采用多胞形未知输入观测器解耦干扰,利用其生成残差检测变桨执行器卡死故障。文献[3]引入了一个故障指示因子来表征变桨执行器参数故障的缓变程度,并设计自适应观测器来估计指示因子。文献[4]使用变遗忘因子递推最小二乘算法对变桨执行器故障参数进行辨识实现诊断。文献[5]设计激励信号通过频域分析检测并隔离了早期执行器缓变故障。文献[6]设计观测器,并设计检测阈值,实现了变桨传感器缓变故障的检测。文献[7]

设计多新息观测器与实际系统生成残差,实现了变桨传感器的恒增益和卡死故障的故障检测。上述文献对执行器缓变故障、卡死故障和部分传感器故障进行了初步的故障诊断研究,但对于变桨系统传感器的多故障的检测和分离问题的研究目前还很少。文献[8]验证了多模型自适应估计(MMAE)与扩展卡尔曼滤波(EKF)结合方法对电动变桨系统的不同传感器故障检测和分离的有效性,但其故障诊断准确度还有待进一步提升。

动态系统的故障诊断问题可抽象成一个混杂系统的估计问题^[9],即通过连续的系统输入输出来估计出系统当前的离散的工作模式或故障模式。本文变桨系统的传感器多故障诊断问题正是基于这种思路,建立不同的传感器故障模型并通过自适应估计来识别这些模型。交互式多模型(IMM)是一种经典的混杂系统状态估计方法,建

收稿日期: 2019-09-26; 录用日期: 2019-11-17; 网络出版时间: 2019-11-27 13:08

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191127.1150.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61763028); 甘肃省自然科学基金(1506RJJA105)

* 通信作者。E-mail: wjh0615@lut.edu.cn

引用格式: 王进花, 朱恩昌, 曹洁, 等. 基于修正 IMM 的风机变桨系统故障诊断方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1460-1468. WANG J H, ZHU E C, CAO J, et al. Fault diagnosis method for wind turbine pitch system based on modified IMM [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1460-1468 (in Chinese).

立适当的模型集,集成多个滤波器进行状态估计^[10]。通过模型概率的计算获得当前与实际系统最匹配的模型,IMM 可以完成多故障的检测与隔离,并能同时进行系统状态的估计。由于加入了交互环节,相较于 MMAE 等一般多模型方法,IMM 方法有更好的模型识别能力和状态估计精度,得到了广泛的应用。文献[11]将改进的平滑变结构滤波器与 IMM 结合对一类航天器的执行器参数故障实现了分离。文献[12]利用异步传感器融合改进 IMM 结合卡尔曼滤波方法(IMM-KF)完成了高速列车的牵引逆变器多个绝缘栅双极型晶体管(IGBT)开关管的开路故障的故障检测和多故障定位分离。但是没有考虑到 IMM 本身的模型转移概率对故障诊断性能的影响。文献[13]采用 IMM-KF 对车辆垂向减振器不同程度的参数故障实现了分离,并分析了不精确模型转移概率会降低故障诊断结果的精度,但是并没有提出有效的解决方法。文献[14]采用模型概率变化的后验信息设计修正函数来在线修正 IMM 的模型转移概率。文献[15]则采用模型似然函数值进行模型转移概率矩阵的修正函数设计,同时保持主对角元素占优,一定程度上缓解了过度修正导致的模型切换速度下降。但是由于模型概率由模型转移概率进行引导,系统模式的切换是一种软切换,会导致一定的诊断延迟和诊断错误。

针对 IMM 故障诊断中固定模型转移概率导致的诊断准确性、速度下降和估计精度损失问题,本文引入粒子滤波(PF)方法和 IMM 方法对包含传感器多种故障的风机变桨系统进行故障诊断和自适应估计;在非模式切换阶段对 IMM 的模型转移概率进行自适应修正,提高方法的状态估计精度;在模式切换阶段使用反转策略修正模型概率,以提高诊断速度和减少模型失配,进而提高诊断的准确性。

1 系统描述

本文研究中采用 Odgaard 等提出的 4.8 MW 风机基准模型^[16],其中各子系统之间的关系如图 1 所示,图中: β 和 β_r 分别为桨距角和其参考值; ω_r 和 ω_g 分别为转子和发电机的转速; τ_g 、 τ_r 和 τ_{gr} 分别为发电机转矩、转子转矩和发电机转矩参考值; P_r 和 P_g 分别为发电机输出功率参考值和实际值; V_w 为风速。风电机组系统由控制器、变桨系统、空气动力学系统、传动系统、发电机与变换器几部分组成。

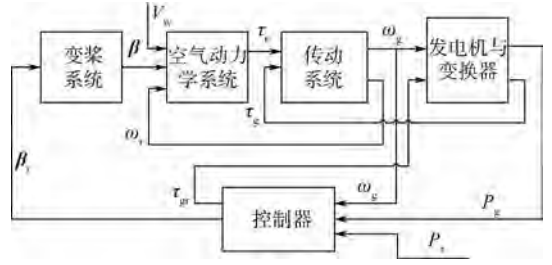


图 1 基准模型子系统原理图

Fig.1 Schematic diagram of benchmark model subsystem

变桨系统由 3 个独立控制的液压伺服执行机构组成,控制器分别对 3 个液压伺服执行机构提供电流信号来进行叶片桨距角的控制,以在高风速的工况下维持发电机的额定转速和恒定功率输出。其中一个独立的变桨执行器被建模成一个二阶动态系统:

$$\frac{\beta_i(s)}{\beta_{r,i}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

式中: $\beta_i(s)$ 和 $\beta_{r,i}(s)$ 分别为第 i 个叶片的桨距角和其参考值; ξ 为阻尼系数; ω_n 为自然频率。

将式(1)转化为状态空间方程形式,利用欧拉法进行离散化,并加入过程噪声、量测噪声和传感器故障得到式(2)所示的离散状态空间方程:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{f}_{s,k} + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (2)$$

式中: \mathbf{x}_k 、 \mathbf{u}_k 、 \mathbf{w}_k 、 \mathbf{y}_k 和 \mathbf{v}_k 分别为状态变量、输入变量、过程噪声、输出变量和量测噪声; $\mathbf{f}_{s,k}$ 为 k 时刻的故障模型; $\mathbf{f}(\cdot)$ 和 $\mathbf{h}(\cdot)$ 分别为系统动态方程和观测方程。变桨系统由于频繁的动作和恶劣的工况,会因为一些机械、电气或环境因素导致传感器故障^[8],传感器故障主要可分为恒增益、恒偏差、卡死等故障。为了模拟发生某个传感器故障,需建立相应数学模型并于特定时间在仿真系统中注入这些故障。表 1 列出了 4 种传感器故障模型。

表 1 传感器故障模型

Table 1 Sensor failure models

模型	传感器故障类型	故障建模
M_1	正常	$\mathbf{f}_{s,k} = \mathbf{0}$
M_2	恒增益	$\mathbf{f}_{s,k} = \beta_{\text{bias}}$
M_3	恒偏差	$\mathbf{f}_{s,k} = -\mathbf{h}(\cdot) + k_{\text{gain}}\mathbf{h}(\cdot)$
M_4	卡死	$\mathbf{f}_{s,k} = -\mathbf{h}(\cdot) + \beta_{\text{fixed}} - \mathbf{v}_k$

注: β_{bias} 、 k_{gain} 和 β_{fixed} 分别为桨距角测量偏差值、增益系数和固定值。

2 基于修正 IMM-PF 的故障诊断

根据式(2)和表 1 所建立的变桨系统和 $M_1 \sim$

M_4 故障模型可以建立相应的滤波器,通过交互使各滤波器之间共享历史信息,各滤波器并行估计并根据似然函数更新各模型的概率,最后利用模型概率进行状态的融合输出和模型的识别,即完成状态估计和故障诊断。IMM 集成多个子滤波器来获得系统的状态估计,其中滤波器一般根据实际系统的情况进行选择。对于变桨系统,由于建模误差、风速扰动和噪声的复杂性,其模型的过程噪声通常呈现为非高斯分布^[17],因此本文采用 PF 作为 IMM 中的次优滤波器。

2.1 IMM-PF 故障诊断方法

基于 IMM 的故障诊断方法,每个迭代周期内主要包含 4 个步骤。

步骤 1 输入交互。

IMM 与 PF 结合时,交互和融合有多种方式,分别为模型层面的交互融合、粒子层面的交互融合以及粒子层面的交互和模型层面的融合。文献[18]对以上 3 种 IMM 与 PF 结合方式进行了实验,结果显示第 1 种方式的目标跟踪性能最优,因此本文采用了此种方式。

输入交互就是在迭代周期的开始对各滤波器上一时刻的输出进行交互得到当前时刻的输入进行迭代,交互过程由式(3)~式(7)定义。

$$\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j} = \sum_{i=1}^M \boldsymbol{\mu}_{k-1}^{i|j} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^i \quad (3)$$

$$\mathbf{P}_{k-1}^{0j} = \sum_{i=1}^M \boldsymbol{\mu}_{k-1}^{i|j} (\mathbf{P}_{k-1}^i + \Delta \hat{\mathbf{x}}^{i|j}) \quad (4)$$

$$\Delta \hat{\mathbf{x}}^{i|j} = [\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j}] [\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j}]^T \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\mu}_{k-1}^{i|j} = \frac{\pi_{ij,k-1} \boldsymbol{\mu}_{k-1}^i}{\bar{c}^j} \quad (6)$$

$$\bar{c}^j = \sum_{i=1}^M \pi_{ij,k-1} \boldsymbol{\mu}_{k-1}^i \quad (7)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^i$ 、 \mathbf{P}_{k-1}^i 分别为 $k-1$ 时刻模型 i 的粒子滤波器输出的估计值和协方差矩阵, $i, j \in M$, M 为模型集; $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j}$ 和 \mathbf{P}_{k-1}^{0j} 分别为 $k-1$ 时刻模型 j 在迭代周期一开始的估计交互值和协方差矩阵交互值; $\boldsymbol{\mu}_{k-1}^i$ 为 $k-1$ 时刻模型 i 的模型概率; $\boldsymbol{\mu}_{k-1}^{i|j}$ 为 $k-1$ 时刻模型 i 与模型 j 的交互概率; $\pi_{ij,k-1}$ 为 $k-1$ 时刻模型 i 到模型 j 的模型转移概率矩阵; $\Delta \hat{\mathbf{x}}^{i|j}$ 为 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^i$ 与 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j}$ 之间的欧氏距离。

步骤 2 并行滤波。

根据步骤 1 的交互值 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j}$ 和 \mathbf{P}_{k-1}^{0j} 生成对应滤波器的粒子集 $\{\mathbf{x}_{i,k-1}^j, i = 1, 2, \dots, N\}$, N 为粒子数。

$$\mathbf{x}_{i,k-1}^j = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{0j} + \sqrt{\mathbf{P}_{k-1}^{0j}} \cdot \text{rand} \quad j = 1, 2, \dots, r \quad (8)$$

式中:rand 为随机函数。

根据建议分布进行重要性采样得到粒子的预测值:

$$\hat{\mathbf{x}}_{i,k}^j = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{i,k-1}^j, \mathbf{u}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \quad (9)$$

根据观测值计算残差,用残差计算粒子权值,并归一化。

$$\mathbf{e}_{i,k}^j = \mathbf{z}_k - (\mathbf{h}(\mathbf{x}_{i,k}^j, \mathbf{u}_k) + \mathbf{f}_{s,k}^j) \quad (10)$$

$$\mathbf{q}_{i,k}^j = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mathbf{R}}} \exp\left(-\frac{\mathbf{e}_{i,k}^j \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{e}_{i,k}^j)^T}{2}\right) \quad (11)$$

$$(\mathbf{q}_{i,k}^j)' = \frac{\mathbf{q}_{i,k}^j}{\sum_{i=1}^N \mathbf{q}_{i,k}^j} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{e}_{i,k}^j$ 为残差; $(\mathbf{q}_{i,k}^j)'$ 为归一化后的粒子权值; \mathbf{R} 为量测噪声方差; \mathbf{z}_k 为 k 时刻的观测值。利用计算得到的粒子权值根据残差重采样方法进行重采样,得到新的粒子集合 $\{(\mathbf{x}_{i,k}^j, 1/N), i = 1, 2, \dots, N\}$ 。将粒子的均值作为输出:

$$\hat{\mathbf{x}}_k^j = \frac{\sum_{i=1}^N \mathbf{x}_{i,k}^j}{N} \quad (13)$$

其后分别计算 IMM 迭代周期需要的误差协方差矩阵 \mathbf{P}_k^i 、估计残差 \mathbf{e}_k^j 和残差方差矩阵 \mathbf{S}_k^j 分别为

$$\mathbf{P}_k^i = \sum_{i=1}^N \frac{(\hat{\mathbf{x}}_{i,k}^j - \hat{\mathbf{x}}_k^j) (\hat{\mathbf{x}}_{i,k}^j - \hat{\mathbf{x}}_k^j)^T}{N} \quad (14)$$

$$\mathbf{e}_k^j = \mathbf{z}_k - (\mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^j, \mathbf{u}_k) + \mathbf{f}_{s,k}^j) \quad (15)$$

$$\mathbf{S}_k^j = \mathbf{R} + \sum_{i=1}^N \frac{\mathbf{e}_{i,k}^j \mathbf{e}_{i,k}^{jT}}{N} \quad (16)$$

步骤 3 概率更新。

IMM 利用每个滤波器估计值的似然函数根据式(17)来更新模型概率:

$$\boldsymbol{\mu}_k^j = \frac{\mathbf{L}_k^j \sum_{i=1}^M \pi_{ij,k-1} \boldsymbol{\mu}_{k-1}^i}{\sum_{j=1}^M \mathbf{L}_k^j \sum_{i=1}^M \pi_{ij,k-1} \boldsymbol{\mu}_{k-1}^i} \quad (17)$$

式中:似然函数 \mathbf{L}_k^j 根据各滤波器生成的残差和残差方差进行计算,由于量测噪声服从高斯分布,似然函数为高斯函数,其定义为

$$\mathbf{L}_k^j = \frac{1}{\sqrt{|2\pi\mathbf{S}_k^j|}} \exp\left(-\frac{\mathbf{e}_k^j (\mathbf{S}_k^j)^{-1} (\mathbf{e}_k^j)^T}{2}\right) \quad (18)$$

在正常工作模式下,正常模型对应的滤波器的模型概率应该逼近于 1,当发生故障时,也就是发生模型切换时,相应滤波器的模型概率应该快速地上升到 1,而其他的模型概率下降到 0。将各滤波器的输出按式(19)~式(21)进行计算,根据模型概率进行加权融合得到 IMM-PF 的估计

结果。

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \sum_{j=1}^M \boldsymbol{\mu}_k^j \hat{\mathbf{x}}_k^j \quad (19)$$

$$\mathbf{P}_k = \sum_{j=1}^M \boldsymbol{\mu}_k^j [\mathbf{P}_k^j + \Delta \hat{\mathbf{x}}_k^j (\Delta \hat{\mathbf{x}}_k^j)^T] \quad (20)$$

$$\Delta \mathbf{x}_k^j = \hat{\mathbf{x}}_k^j - \hat{\mathbf{x}}_k \quad (21)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_k$ 为 IMM 的状态估计结果; \mathbf{P}_k 为估计误差方差。

步骤 4 故障诊断。

利用式(17)计算得到的模型概率和式(22)、式(23)决策函数实现故障诊断。当模式失配时,模型集中没有与当前系统状态匹配的模式,会导致漏诊。

$$\boldsymbol{\mu}_k^j = \max_i \boldsymbol{\mu}_k^i \quad i, j = 1, 2, \dots, r \quad (22)$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\mu}_k^j \leq \boldsymbol{\mu}'_T \Rightarrow H_0: \text{模式失配} \\ \max_{i \neq j} \boldsymbol{\mu}_k^i > \boldsymbol{\mu}'_T \Rightarrow H_j: \text{模式 } j \end{cases} \quad (23)$$

式中: $\boldsymbol{\mu}'_T$ 为根据经验预先设定的诊断阈值, 阈值小则诊断延迟小, 误诊率较高, 阈值大则诊断延迟大, 误诊率较低。

IMM 相较于其他方法有几个显著的优势:

- ① 由于同时用几个模型来表示系统的各个工作情况, 相较于单模型的方法, IMM 在系统结构或参数发生变化时也能较好地完成状态估计。
- ② 单模型方法需要另外设计故障分离算法, 而 IMM 可以同时完成故障检测和故障分离, 方法设计和实施更容易。
- ③ 因在每个迭代周期前后引入交互和融合步骤, 相较于一般多模型方法, 如 MMAE, IMM 的模型识别正确率更高, 状态估计结果也更准确。

但 IMM 故障诊断方法存在以下 2 个问题:

- ① 当系统处于非模式切换阶段时, 由于标准 IMM 的模型转移概率矩阵是根据先验知识依经验预设的, 并在整个方法迭代过程中保持不变, 难以应对现实应用中的复杂变化。不精确的模型转移概率会影响滤波器之间的交互, 并最终降低系统状态的融合估计精度。
- ② 系统处于模式切换阶段时, 模式瞬间发生切换, IMM 通过计算出的模型概率来呈现系统模式的变化, 匹配模型的概率超过阈值, 则完成了对系统模式切换的跟踪。而模型概率的计算由模型转移概率引导, 是一种软切换机制, 所以存在一定的诊断延迟。而在这段延迟内会存在模型竞争, 导致误诊和漏诊, 同时也会降低状态估计的精度。

2.2 模型转移概率自适应修正

针对以上 2 个问题, 本文提出了模型转移概率自适应修正策略和模型概率反转策略。IMM 假设混杂系统的离散模式的随机跳变过程为一阶马尔可夫链, 即模型之间的切换服从:

$$P\{M_k = M_j | M_{k-1} = M_i\} = \boldsymbol{\pi}_{ij} \quad i, j = 1, 2, \dots, r \quad (24)$$

式中: M_{k-1} 和 M_k 分别为当前和前一时刻的系统模型; $\boldsymbol{\pi}_{ij}$ 为模型转移概率矩阵。模型转移概率表明了从上一个工作模式切换到另一个模式的概率, 第 i 行的对角元素表示维持在上一个时刻模式的概率, 该行的非对角元素表示第 i 个模型向其他模型转移的概率, 这种模式的依概率切换使得 IMM 利用较少的滤波器就可以获得较好的估计效果并能更好地捕捉系统的模式突变。

系统噪声会影响匹配模型的似然函数, 并影响模型概率的占优程度, 由式(17)可以看出, 抑制这种影响, 可以通过修正模型转移概率 $\boldsymbol{\pi}_{ij}$ 。在非模式切换阶段, 对模型转移概率修正的主要目标是在系统模式稳定时保持匹配模型的模型概率占优。

IMM 的后验信息模型概率反映了各模型与实际系统的匹配程度, 它的变化也能很好地反应模型占优程度的变化, 因此考虑利用其设计修正函数在线自适应地修正模型转移概率。

$$\varphi_k^j = [\exp(\boldsymbol{\mu}_k^j - \boldsymbol{\mu}_{k-1}^j)]^\gamma \quad (25)$$

$$\boldsymbol{\pi}'_{ij,k} = \varphi_k^j \boldsymbol{\pi}_{ij,k-1} \quad (26)$$

$$\boldsymbol{\pi}_{ij,k} = \frac{\boldsymbol{\pi}'_{ij,k}}{\sum_{j=1}^M \boldsymbol{\pi}'_{ij,k}} \quad (27)$$

式中: φ_k^j 为修正函数; γ 为设置的修正速率。令 $\boldsymbol{\mu}_k^j - \boldsymbol{\mu}_{k-1}^j = \Delta\boldsymbol{\mu}$, 可见当模型概率上升时, $0 < \Delta\boldsymbol{\mu} < 1$, $\varphi_k^j > 1$, 则修正后相应模型的模型转移概率上升, 也就是其他模型切换到该模型的概率上升。相反的, 若模型概率下降, $-1 < \Delta\boldsymbol{\mu} < 0$, $\varphi_k^j < 1$, 则修正后该模型的模型转移概率下降, 其他模型切换到该模型的概率减少。可以看出, 这种修正可以提高匹配模型的占优的比重, 使其在非模式切换阶段时保持匹配模型的模型概率稳定并趋近 1, 从而最终提高状态估计的精确度。

2.3 模型概率的反转策略

在模式切换阶段对模型概率修正的主要目标是保证模型概率在系统模式发生变化时快速地切换。IMM 软切换机制会导致诊断延迟, 而如果继续使用非模式切换阶段的修正策略, 会使模型转

移概率积累许多历史信息,即转移向某一模型的概率偏大,导致更长的诊断延迟。模型的似然函数也能反应模型与系统的匹配程度,且当模式发生变化时也会发生相应变化,因此采用模型的似然函数值之比 λ_{lik} 来切换修正方式,其计算公式为

$$\lambda_{lik} = \frac{L_k^j}{L_k^i} \quad i, j = 1, 2, \dots, r \quad (28)$$

式中: $L_k^j = \max_h L_k^h$; $L_k^i = \max_{h \neq j} L_k^h$ 。当发生模式切换,不再使用 2.2 节中的修正函数对模型转移概率进行修正,而改为修正后验模型概率。当似然比小于所设置阈值 thr,说明模型似然值最大和次大的模型很接近,有模型切换的趋势,因此本文采取模型概率反转策略,将似然值次大的后验模型概率赋值到接近 1,而将其他模型赋值到接近 0,并将非模式切换阶段修正的模型转移概率重置为初始矩阵。这样修正后就排除了过去积累的修正信息,而只考虑当前模式的变化,从而提高模型概率的切换速度。基于上述 2 种策略进行修正的 MIMM-PF (Modified IMM-PF) 故障诊断方法的流程图如图 2 所示。

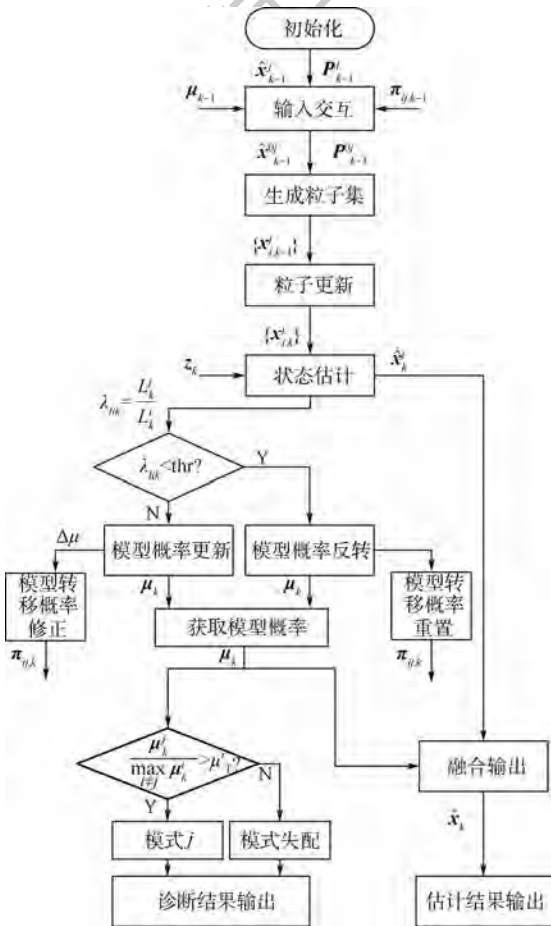


图 2 MIMM-PF 故障诊断方法流程图

Fig. 2 Flowchart of MIMM-PF fault diagnosis method

3 实验与分析

3.1 故障影响分析

建立如图 3 所示的仿真实验框架,在 MATLAB/Simulation 平台上对第 2 节所描述的风机基准模型进行仿真,风机的详细参数包括所采用风速参见文献[16]。图中: β_{mes} 和 $\hat{\beta}$ 分别为桨距角的量测值和估计值。

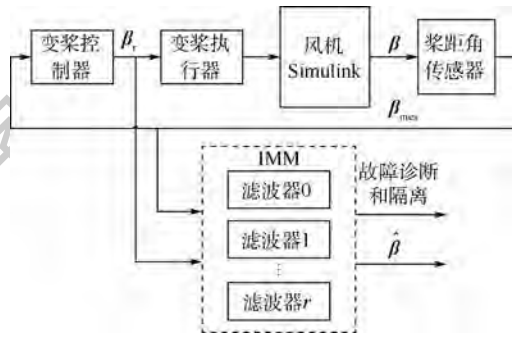


图 3 仿真实验框架

Fig. 3 Framework of simulation experiment

所使用的风速覆盖了风机的 2 个工况:变工况(风速 3 ~ 15 m/s)和变桨工况(风速 15 ~ 25 m/s)。由于变桨系统只有在高风速下的变桨工况才会进行变桨动作,本文选取变桨工况中的 600 个采样点进行仿真实验。选取 3 个传感器故障模型与正常模型构成模型集,其故障幅值与注入时间设置如式(29)所示:

$$\left. \begin{aligned} & \text{故障模型 1, 正常} && t \leq 100\Delta T, t > 600\Delta T \\ & \text{故障模型 2, } \beta_{bias} = -2^\circ && 300\Delta T < t \leq 400\Delta T \\ & \text{故障模型 3, } k_{gain} = 0.5 && 100\Delta T < t \leq 200\Delta T \\ & \text{故障模型 4, } \beta_{fixed} = 3^\circ && 500\Delta T < t \leq 600\Delta T \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

式中: ΔT 为采样间隔。

通过如图 4 所示的正常叶片与故障叶片的仿真结果对比可以看到故障对变桨系统的影响。 t 在 $100\Delta T \sim 200\Delta T$ 范围内时,模式由正常到恒增益故障的切换瞬间故障叶片的传感器输出变为正常叶片的一半,而由于闭环系统中的 PI 控制器对故障具有补偿作用,变桨系统的输入值发生了反向的变化,导致桨距角也向相同的方向变化,从而传感器的输出慢慢变为实际桨距角的一半。 t 在 $200\Delta T \sim 300\Delta T$ 范围内时,模式由恒增益故障到正常的切换瞬间,由于前面传感器故障的影响,桨距角还处在反向异常的值,所以传感器输出有一个反向的跳变,随着故障消失,桨距角状态值和观测值也渐渐地恢复到和正常叶片一样。相同地,

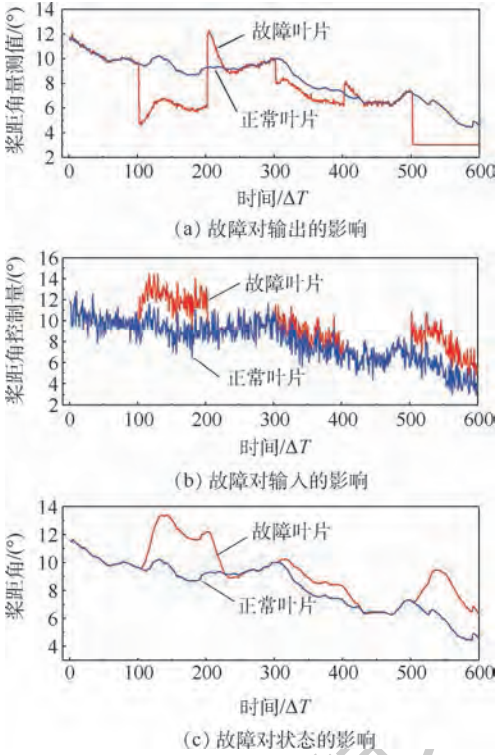


图 4 故障对输出、输入和状态的影响
Fig. 4 Fault impact on output, input and state

由于控制器的补偿作用, t 在 $300\Delta T \sim 400\Delta T$ 范围内时, 桨距角传感器发生 -2° 的偏置故障, t 在 $500\Delta T \sim 600\Delta T$ 范围内时, 发生卡死故障时, 系统的输入和状态都发生了反相的变化。由于变桨系统传感器故障导致的这种复杂变化, 传统基于单滤波器的故障诊断方法很难满足性能上的需求。

3.2 方法验证

为了验证应用 IMM-PF 对风机变桨系统传感器多故障的有效性, 针对式(29)所建立的模型集, 分别设计 4 个相应的粒子滤波器, 采用 IMM-PF 故障诊断方法, 对从图 3 所示仿真系统得到的输入输出数据进行在线的自适应估计, 通过模型概率的计算得到当前时刻与实际系统最匹配的模式, 并进行融合输出, 从而得到变桨系统的状态估计和诊断结果, 并与 MMAE-PF 进行了对比。实验参数设置如下: 仿真时间为 6 s, 采样周期为 0.01 s, 粒子滤波器粒子数为 50, 过程噪声和量测噪声分别为 $w \sim \Gamma(0.1, 0.1)$, $v \sim N(0, 0.001)$, 桨距角初始值 $x_0 = 10$, 诊断阈值 μ_1^* 设置为 9.9, 初始模型概率为 $\mu_0 = (0.7, 0.1, 0.1, 0.1)^T$, 初始模型转移概率设置为

$$\pi_{ij} = \begin{bmatrix} 0.99 & 0.0034 & 0.0034 & 0.0032 \\ 0.0032 & 0.99 & 0.0034 & 0.0034 \\ 0.0032 & 0.0034 & 0.99 & 0.0034 \\ 0.0032 & 0.0034 & 0.0034 & 0.99 \end{bmatrix}$$

实验设备配置为 Inter Core i5-8520@1.6 GHz, 内存 8 GB, 操作系统 Windows10。

使用标准 IMM-PF 故障诊断方法得到如图 5 所示的诊断和状态估计结果, 图中模型序号为 0 表示识别结果与 4 种模型都不匹配的漏诊情况。从图 5(a) 可以看到, MMAE-PF 方法出现了较多的漏报, 而标准 IMM-PF 除了在模式发生切换时存在一定的时间延迟, 整个过程有较少的漏报, 诊断结果整体上与预设的模式序列相吻合。从图 5(b) 可以看出, MMAE-PF 的估计偏离实际桨距角的程度较大, 而 IMM-PF 大部分区间内的桨距角估计较为准确, 误差较小, 只是 t 在 $500\Delta T \sim 600\Delta T$ 范围内时, 发生传感器卡死, 桨距角估计都发生了振荡。这是由于输入值在变化, 而滤波器无法获得相应的输出值的更新。从结果可以看出无论是故障诊断还是状态估计, IMM-PF 总体上都可以满足需求。

为了验证所提出的自适应修正 IMM-PF (MIMM-PF) 方法的性能, 本文将其与标准 IMM-PF 在 3.1 节所建立的故障诊断仿真框架下进行性能对比实验。方法修正前后的模型概率变化对比如图 6 所示, 图中修正 1~修正 4 为采用修正方法后的模型 1、2、3、4 的曲线。可以看到, 在 $t = 200\Delta T$ 处模型切换后的模型概率发生了反转, 模

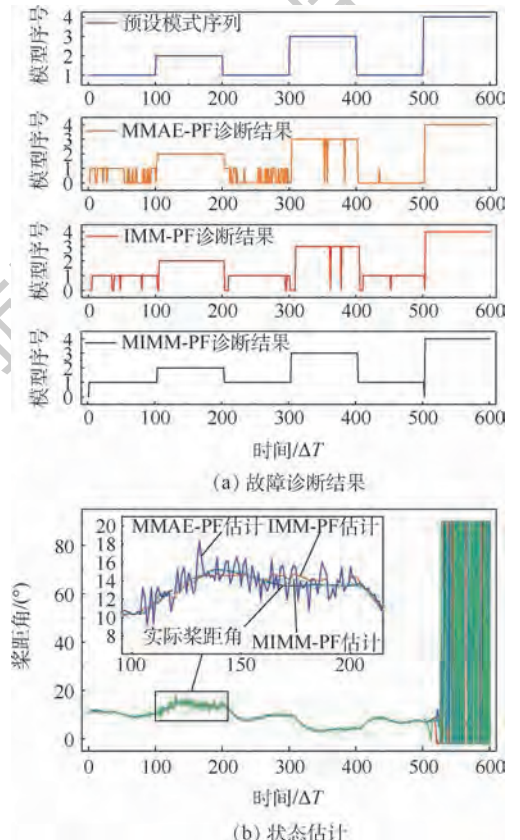


图 5 故障诊断结果和状态估计

Fig. 5 Fault diagnosis results and state estimation

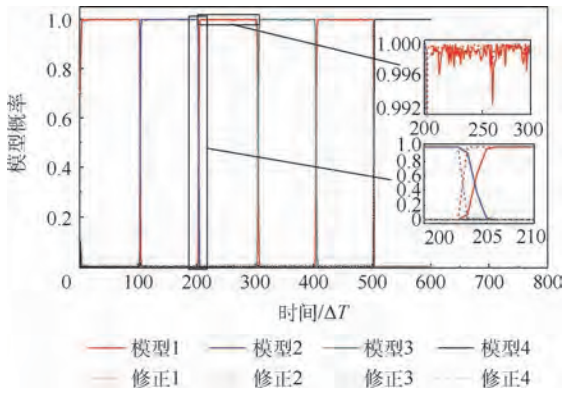


图6 模型概率变化曲线

Fig. 6 Model probability variation curves

型0的模型概率上升到接近1,其他模型的概率下降到接近0。而修正后相较标准 IMM-PF 方法的模型概率切换速度更快,切换后的模型概率也更接近于1。由于诊断和融合估计都要使用模型概率,这样的效果有利于提高方法诊断的速度、准确度和状态估计的精度。从图5(a)修正后的诊断结果可以看出,正确识别故障的数量明显增加,且在模型切换时的延迟和模型失配也得到了减少;从图5(b)的修正后的状态估计结果可以看出,桨距角也能更好地逼近真实值。

为综合评价这两种方法的性能,本文选取了以下3个指标:正确诊断(CDID),也就是诊断结果与实际模式匹配的个数,诊断延迟情况下从发生模式切换到给出正确诊断结果的时间间隔(Delay)以及融合估计的均方根误差(RMSE),其定义如下:

$$RMSE_l = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x_{l,n} - \hat{x}_{l,n})^2} \quad (30)$$

式中: $x_{l,n}$ 为第 l 次迭代第 n 个采样点的实际值; $\hat{x}_{l,n}$ 为第 l 次迭代第 n 个采样点的 IMM 估计值。由于卡死阶段无法有效估计状态,本文选取前500个采样点计算均方根误差。MIMM-PF 的参数 thr 通过实验选取为0.5, γ 选取2,模型切换时将模型概率次大的模型概率赋值为0.999,其他模型则置为0.001/3。运行50次蒙特卡罗实验,得到的性能指标平均值统计结果如表2所示。

表2 MIMM-PF 与标准 IMM-PF 性能对比

Table 2 Performance comparison between MIMM-PF and standard IMM-PF

指标	IMM-PF	MIMM-PF
CDID	564.54 (94.09%)	582.76 (97.13%)
Delay	6.36ΔT	3.6833ΔT
RMSE	1.2438	0.5434

注:()内为 CDID 的百分比形式。

从表2中的数据可以看出,修正后的故障诊断方法提高了18.22个正确诊断数,提升了近3%,减少了2.6767个采样间隔的延迟时间,降低了56.31%的估计误差。此统计结果表明本文所提出的修正方法对基于标准 IMM-PF 的故障诊断方法从准确性、速度和状态估计精度都得到了较好的提升。为进一步增加方法对于强噪声的鲁棒性,下一步的工作将对 IMM-PF 中的粒子滤波进行分析和改进,如文献[19]根据噪声和误差进行状态转移密度方差的自适应调整,以增加粒子滤波对强噪声的抗干扰能力。

4 结论

- 1) 建立了风机变桨系统传感器的多种故障的故障模型,将 IMM 与 PF 结合,在所建立的模型集上实现了自适应估计、故障检测与分离。
- 2) 在此基础上,为 IMM 方法设计了新的在线自适应修正方法。在非模型切换阶段,利用模型概率梯度设计修正函数自适应地修正模型转移概率。
- 3) 利用模型似然函数比检测模式切换,并在模式切换阶段使用反转策略直接修正模型概率。
- 4) 在风机仿真系统上应用所设计的 MIMM-PF 故障诊断方法,可以实现预期的效果,并且诊断准确性、速度和状态估计精度相较标准方法都得到了较好的提高。

参考文献 (References)

[1] 曾军,陈艳峰,杨苹,等.大型风力发电机组故障诊断综述[J].电网技术,2018,42(3):849-860.
ZENG J, CHEN Y F, YANG P, et al. Review of fault diagnosis methods of large-scale wind turbines[J]. Power System Technology, 2018, 42(3): 849-860 (in Chinese).

[2] 吴定会,刘稳,张秀丽.基于改进多胞形观测器的桨距执行器故障诊断[J].信息与控制,2018,47(5):26-32.
WU D H, LIU W, ZHANG X L. Fault diagnosis of pitch actuator using improved polytope observer[J]. Information and Control, 2018, 47(5): 26-32 (in Chinese).

[3] CHEN L, SHI F, PATTON R. Active FTC for hydraulic pitch system for an off-shore wind turbine[C]// Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol). Piscataway: IEEE Press, 2013: 510-515.

[4] 吴定会,翟艳杰,李意扬,等.基于辨识算法的风力机桨距执行器故障诊断[J].控制工程,2016,23(6):795-799.
WU D H, ZHAI Y J, LI Y Y, et al. Fault diagnosis for pitch actuators of wind turbines based on identification algorithm[J]. Control Engineering of China, 2016, 23(6): 795-799 (in Chinese).

[5] VASQUEZ S, KINNAERT M, PINTELOON R. Active fault diag-

- nosis on a hydraulic pitch system based on frequency-domain identification[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(2): 663-678.
- [6] 赵洪山, 连莎莎, 邵玲. 基于模型的风电机组变桨距系统故障检测[J]. 电网技术, 2015, 39(2): 440-444.
ZHAO H S, LIAN S S, SHAO L. A model-based fault detection for variable-pitch system of wind turbines [J]. Power System Technology, 2015, 39(2): 440-444 (in Chinese).
- [7] WU D, ZHAI Y, GAO W, et al. Multi-innovation observer based fault detection for pitch system of wind turbines [C] // 2015 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER). Piscataway: IEEE Press, 2015: 677-680.
- [8] ZHU J S, MA K C, HAJIZADEH A. Fault detection and isolation for wind turbine electric pitch system [C] // 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Piscataway: IEEE Press, 2017: 618-623.
- [9] ZHANG Y, LI X R. Detection and diagnosis of sensor and actuator failures using IMM estimator [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(4): 1293-1313.
- [10] 周卫东, 孙天, 储敏, 等. 交互式多模型粒子滤波优化重采样算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(5): 865-871.
ZHOU W D, SUN T, CHU M, et al. Interacting multiple model particle filter optimization resampling algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(5): 865-871 (in Chinese).
- [11] GADSDEN S A, SONG Y, HABIBI S R. Novel model-based estimators for the purposes of fault detection and diagnosis [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1237-1249.
- [12] 顾欣欣. 基于多模型的高速列车牵引系统多故障分离方法研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016: 39-55.
GU X X. Multiple-model based fault detection and isolation for electric traction system of railway high-speed [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016: 39-55 (in Chinese).
- [13] 邢璐璐. 基于 IMM 的车辆垂向减振器故障诊断方法研究 [J]. 中国铁道科学, 2018, 39(6): 121-127.
XING L L. Fault diagnosis method of vehicle vertical damper based on IMM [J]. China Railway Science, 2018, 39(6): 121-127 (in Chinese).
- [14] 郭志, 董春云, 蔡远利, 等. 时变转移概率 IMM-SRCKF 机动目标跟踪算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(1): 24-30.
GUO Z, DONG C Y, CAI Y L, et al. Time-varying transition probability based IMM-SRCKF algorithm for maneuvering target tracking [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(1): 24-30 (in Chinese).
- [15] 许登荣, 程水英, 包守亮. 自适应转移概率交互式多模型跟踪算法 [J]. 电子学报, 2017, 45(9): 2113-2120.
XU D R, CHENG S Y, BAO S L. Interacting multiple model algorithm based on adaptive transition probability [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(9): 2113-2120 (in Chinese).
- [16] ODGAARD P F, STOUSTRUP J, KINNAERT M. Fault-tolerant control of wind turbines: A benchmark model [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(4): 1168-1182.
- [17] 曹洁, 杜永红, 王进花. 自适应蝙蝠算法优化 PF 的风力机桨距系统故障诊断方法 [J]. 计算机应用与软件, 2018, 35(5): 78-84.
CAO J, DU Y H, WANG J H. Fault diagnosis method for pitch system of wind turbines based on adaptive bat algorithm optimized PF [J]. Computer Applications and Software, 2018, 35(5): 78-84 (in Chinese).
- [18] 刘悄然, 杨训. 基于改进的交互式多模型粒子滤波算法 [J]. 西北工业大学学报, 2018, 36(1): 169-175.
LIU Q R, YANG X. Improved interacting multiple model particle filter algorithm [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2018, 36(1): 169-175 (in Chinese).
- [19] 王进花, 曹洁, 李伟, 等. 强噪声环境下自适应 CRPF 故障诊断方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(5): 923-930.
WANG J H, CAO J, LI W, et al. An adaptive CRPF fault diagnosis method under strong noise condition [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(5): 923-930 (in Chinese).

作者简介:

王进花 女, 博士, 副教授。主要研究方向: 故障诊断、非线性滤波方法及应用。

朱恩昌 男, 硕士研究生。主要研究方向: 故障诊断、智能信息处理。

Fault diagnosis method for wind turbine pitch system based on modified IMM

WANG Jinhua^{1,2,3,*}, ZHU Enchang^{1,2}, CAO Jie^{1,2}, YU Ping^{1,2,3}

(1. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. Gansu Provincial Key Laboratory of Industrial Process Control, Lanzhou 730050, China;

3. National Experimental Teaching Demonstration Center of Electrical and Control Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: Aimed at the diagnostic accuracy reduction, speed drop and estimation accuracy loss caused by the fixed model transition probability of Interactive Multi-Model (IMM) fault diagnosis method, this paper proposes a fault diagnosis method based on model transition probability and model probability modification, which is combined with the Particle Filter (PF) to achieve multi-fault diagnosis of wind turbine pitch sensor. In the non-mode-switching phase, the posterior model probability gradient information is used to design the modification function of the model transition probability to suppress the influence of noise on the accuracy of IMM estimation. In the mode-switching phase, the model probability inversion strategy is used to quickly switch models to compensate for diagnostic delay and error diagnosis caused by model soft handoff. The simulation results show that the fault diagnosis accuracy, model switching speed and state estimation accuracy of the proposed method are improved.

Keywords: wind turbine; pitch system; fault diagnosis; Interactive Multi-Model (IMM); Particle Filter (PF); model transition probability

Received: 2019-09-26; **Accepted:** 2019-11-17; **Published online:** 2019-11-27 13:08

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191127.1150.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61763028); Natural Science Foundation of Gansu Province, China (1506RJZA105)

* **Corresponding author.** E-mail: wjh0615@lut.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0512

复材蒙皮的硬涂层阻尼减振设计与优化方法



张波成^{1,*}, 章健², 张泽峰¹, 扈静泽¹

(1. 中国商飞北京民用飞机技术研究中心 动力学部, 北京 102211;

2. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对民用飞机复材蒙皮的局部振动问题, 提出复材蒙皮的硬涂层阻尼减振设计方法, 并综合考虑涂覆硬涂层对蒙皮结构的附加质量和固有特性影响, 对硬涂层减振性能进行多参数优化。基于有限元法和经典层合板理论, 建立复材蒙皮-硬涂层复合结构动力学方程, 并以共振峰值降低量最高为目标、给定质量增加和固有频率变化范围为约束条件, 采用可行方向法求解获得硬涂层材料性能参数和涂层厚度参数的最佳组合结果。优化算例表明, 通过合理设计硬涂层的材料弹性模量和损耗因子参数组合, 可涂覆更薄的涂层获得更高的共振峰值衰减, 并将涂覆硬涂层带来的蒙皮结构质量增加与固有频率变化控制在设计范围内, 获得最优的减振性能。

关键词: 硬涂层; 复材蒙皮; 阻尼减振; 动力学建模; 可行方向法

中图分类号: V229.7

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1469-07

随着民用飞机轻质、高负载的性能目标发展, 要求蒙皮厚度进一步降低, 导致其在满足气动外形的需求下, 薄壁结构局部振动时常发生。蒙皮振动过大将影响机身的承载能力, 甚至造成疲劳损伤和结构失效。传统避开共振的蒙皮结构设计方法不再适用, 因此, 需要研究蒙皮结构在复杂载荷作用下的共振响应控制方法。近年来研究发现, 金属基或陶瓷基硬涂层除具有耐高温、抗磨损等优势, 还可以明显增强结构的阻尼能力, 实现减振作用^[1-2]。由于其附加质量低、对结构固有特性影响较小, 采用硬涂层对蒙皮薄壁结构进行阻尼减振具有较高的研究意义和工程应用前景。

现有关于硬涂层减振机理的研究, 多认为硬涂层中微观颗粒之间的内部摩擦消耗基体振动能量是其产生减振能力的原因, Torvik^[3]、Abu Al-Rub^[4]、杜广煜^[5]等分别创建了微观材料学表征模型来解释硬涂层的减振机理, 并采用实验法确

定了各类硬涂层的材料参数与阻尼性能参数。为了更好地进行硬涂层阻尼减振设计, 需要建立宏观的硬涂层-基体复合结构动力学分析模型, 并基于该分析模型来对硬涂层的减振性能进行有效预估与优化。孙伟等^[6-7]针对硬涂层-薄板复合结构, 采用修正的模态应变能法对其模态损耗因子进行预估, 并与试验结果对比, 验证了硬涂层的阻尼减振能力。高俊男等^[8-9]基于有限元法建立了硬涂层-整体叶盘结构的动力学模型, 求解获得了复合结构的模态特性和振动响应结果, 与试验结果之间具有较好的一致性。目前, 关于硬涂层减振设计的动力学建模与仿真计算方法研究已较为成熟, 但相关优化设计理论和方法尚不充足。陈玉刚等^[10]基于 Reuss 模型建立了硬涂层-薄板复合结构的力学特性计算模型, 采用随机方向法对硬涂层的弹性模量、损耗因子以及涂覆厚度进行寻优设计, 获得了较优的减振性能。但其优化对

收稿日期: 2019-09-18; 录用日期: 2020-01-17; 网络出版时间: 2020-02-17 13:24

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200217.1159.001.html

* 通信作者。E-mail: zhangbenudt@163.com

引用格式: 张波成, 章健, 张泽峰, 等. 复材蒙皮的硬涂层阻尼减振设计与优化方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1469-1475. ZHANG B C, ZHANG J, ZHANG Z F, et al. Damping anti-vibration design and optimization method of composite skin with hard coating[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1469-1475 (in Chinese).

象为简单的单层薄板结构,对于不规则几何构型的复合材料蒙皮结构,该方法将难以适用。

本文针对典型民用飞机复材蒙皮结构,提出使用硬涂层进行阻尼减振的设计方法,建立复材蒙皮-硬涂层复合结构有限元模型,分析硬涂层对蒙皮结构固有特性和振动响应特性的影响,并对涂层结构参数进行优化以获得最佳减振性能。

1 硬涂层-复材结构振动响应求解

1.1 复合结构动力学模型建立

图1(a)所示为民用飞机机翼几何构型不规则的复合材料蒙皮板,现在其外表面涂覆阻尼硬涂层,并使用四边形板单元建立该复合结构的有限元模型。对于任一离散的硬涂层-复材结构板单元,其结构如图1(b)所示。基于弹性薄板理论,板单元上任一点 (x, y, z) 位置的 x, y, z 方向位移可使用挠度 $w(x, y)$ 分别表示为

$$\begin{cases} u(x, y, z) = z\partial w/\partial x \\ v(x, y, z) = z\partial w/\partial y \\ w(x, y, z) \cong w(x, y, 0) = w(x, y) \end{cases} \quad (1)$$

则该点处应变向量 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 同样可由挠度表示为

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{xy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \partial u/\partial x \\ \partial v/\partial y \\ \partial u/\partial y + \partial v/\partial x \end{bmatrix} = z \begin{bmatrix} \partial^2 w/\partial x^2 \\ \partial^2 w/\partial y^2 \\ 2\partial^2 w/\partial x\partial y \end{bmatrix} = z\mathbf{L}w \quad (2)$$

式中: $\varepsilon_{xx}, \varepsilon_{yy}$ 和 ε_{xy} 为 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 的分量; \mathbf{L} 为二阶微分算子向量。

假设蒙皮平板与硬涂层厚度分别为 h 与 h_c ,复材蒙皮的铺层数为 N ,自下至上各层厚度方向

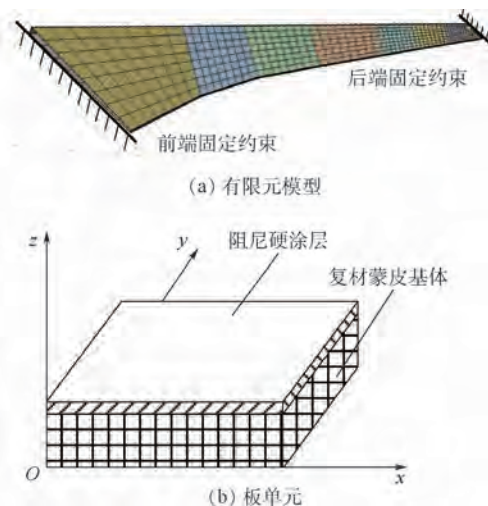


图1 硬涂层-复材结构有限元模型及板单元

Fig.1 Finite element model and plate element of composite structure with hard coating

坐标为 z_0, z_1, \dots, z_N ,则其中第 i 层中应力与应变之间的本构关系可表示为^[11]

$$\begin{bmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix}^{(i)} = \begin{bmatrix} BE_{xi} & B\mu_{xyi}E_{xi} & 0 \\ B\mu_{xyi}E_{xi} & BE_{yi} & 0 \\ 0 & 0 & G_{xyi} \end{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}^{(i)} = \mathbf{K}^{(i)} \boldsymbol{\varepsilon}^{(i)} \quad (3)$$

式中: σ_{xx}, σ_{yy} 和 σ_{xy} 为应力分量; $\mathbf{K}^{(i)}$ 为第 i 层的复材刚度矩阵; E_{xi}, E_{yi} 分别为第 i 层铺层材料沿纤维方向和垂直纤维方向的弹性模量; μ_{xyi} 为该层内泊松比; G_{xyi} 为 xy 方向剪切模量; $B=1/(1-\mu_{xyi}^2)$ 。

对于硬涂层,可将其视为各向同性的第 $N+1$ 层,其材料参数包含复弹性模量 E_c^* 和泊松比 ν_c ,其中复弹性模量 E_c^* 可表示为

$$E_c^* = E_c(1 + i\eta_c) \quad (4)$$

式中: E_c 为硬涂层材料的弹性模量; η_c 为硬涂层的损耗因子。

按照经典层合板理论,假设涂层前后蒙皮中性面位置不变,则结构单元动能 T 可表示为^[12]

$$T = \frac{\bar{m}}{2} \iint (\partial w/\partial t)^2 dx dy \quad (5)$$

式中: \bar{m} 为复合结构的单位面积质量,可表示为

$$\bar{m} = \sum_{i=1}^{N+1} \rho_i (z_i - z_{i-1}) \quad (6)$$

其中: ρ_i 为第 i 层材料体密度。

结构单元的应变能 U 可表示为

$$U = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N+1} \iint \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{K}^{(i)} \boldsymbol{\varepsilon} dx dy = \frac{1}{2} \iint \mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L} w^2 dx dy \quad (7)$$

式中: \mathbf{D} 为复合结构的单元刚度矩阵,表达式为

$$\mathbf{D} = \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} BE_{xi} & B\mu_{xyi}E_{xi} & 0 \\ B\mu_{xyi}E_{xi} & BE_{yi} & 0 \\ 0 & 0 & G_{xyi} \end{bmatrix} \frac{z_i^3 - z_{i-1}^3}{3} + \begin{bmatrix} 1 & \nu_c & 0 \\ \nu_c & 1 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\nu_c)/2 \end{bmatrix} \frac{E_c^*}{1-\nu_c^2} \cdot \frac{(h+h_c)^3 - h^3}{3} \quad (8)$$

对于复材蒙皮-硬涂层复合结构有限元模型,各个离散的四边形单元节点横向振动位移向量 $\mathbf{w}^{(e)}$ 和节点的形函数向量 \mathbf{n} 可分别表示为

$$\mathbf{w}^{(e)} = [w_1^{(e)} \quad w_2^{(e)} \quad w_3^{(e)} \quad w_4^{(e)}]^T \quad (9)$$

$$\begin{cases} \mathbf{n} = [n_1 \quad n_2 \quad n_3 \quad n_4] \\ n_k = (1-x_kx)(1-y_ky)/4 \quad k=1,2,3,4 \end{cases} \quad (10)$$

式中: x_k 和 y_k 分别为第 k 号节点在总体坐标系下的坐标值。单元内任一点的横向振动位移 $\mathbf{w}^{(e, in)}$

和横向振动速度 $\dot{\mathbf{w}}^{(e, in)}$ 均可用节点位移进行插值:

$$\begin{cases} \mathbf{w}^{(e, in)} = \mathbf{n}\mathbf{w}^{(e)} \\ \dot{\mathbf{w}}^{(e, in)} = \mathbf{n}\dot{\mathbf{w}}^{(e)} \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入式(7)和式(5),可分别求得单元应变能 $U^{(e)}$ 和单元动能 $T^{(e)}$ 分别为

$$\begin{cases} U^{(e)} = \frac{1}{2} \iint \mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L} [\mathbf{n}\mathbf{w}^{(e)}]^2 dx dy \\ T^{(e)} = \frac{1}{2} \bar{m} \iint [\mathbf{n}\dot{\mathbf{w}}^{(e)}]^2 dx dy \end{cases} \quad (12)$$

根据哈密顿原理^[13],构建单元拉格朗日函数 $G^{(e)} = T^{(e)} - U^{(e)}$,任意振动周期 $[t_1, t_2]$ 时间内有

$$\int_{t_1}^{t_2} \delta G^{(e)} dt = 0 \Rightarrow \int_{t_1}^{t_2} \delta [\mathbf{w}^{(e)}]^T \iint [\bar{m} \mathbf{n}^T \ddot{\mathbf{w}}^{(e)} + \mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{n} \mathbf{w}^{(e)}] dt = 0 \quad (13)$$

式中: δ 为变分算子。简化式(13)可获得复材蒙皮-硬涂层复合结构的单元质量矩阵 $\mathbf{M}^{(e)}$ 和复刚度矩阵 $\mathbf{K}^{*(e)}$:

$$\begin{cases} \mathbf{M}^{(e)} = \bar{m} \mathbf{n}^T \mathbf{n} \\ \mathbf{K}^{*(e)} = \mathbf{L}^T \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{n} \end{cases} \quad (14)$$

组集离散的单元质量矩阵和复刚度矩阵,可获得复材蒙皮-硬涂层复合结构的整体质量矩阵 $\mathbf{M}^{(a)}$ 和复刚度矩阵 $\mathbf{K}^{*(a)}$,动力学模型可表示为

$$\mathbf{M}^{(a)} \ddot{\mathbf{w}} + \mathbf{K}^{*(a)} \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (15)$$

式中: \mathbf{w} 和 \mathbf{f} 分别为有限元模型的横向位移向量和激振力向量。

1.2 固有特性与振动响应求解

设 λ^* 为待求解的复特征值,由式(15)可得复材蒙皮-硬涂层复合结构的特征方程^[13],可表示为

$$(-\lambda_r^* \mathbf{M}^{(a)} + \mathbf{K}^{*(a)}) \boldsymbol{\varphi}_r = \mathbf{0} \quad (16)$$

式中: $\boldsymbol{\varphi}_r$ 和 λ_r^* 分别为第 r 阶模态的特征向量和复特征值。求解特征方程可得复合结构的固有频率 ω_r 与模态损耗因子 η_r 分别为

$$\begin{cases} \omega_r = \sqrt{\text{Re}(\lambda_r^*)} \\ \eta_r = \frac{\boldsymbol{\varphi}_r^T \mathbf{K}_I^{(a)} \boldsymbol{\varphi}_r}{\boldsymbol{\varphi}_r^T \mathbf{K}_R^{(a)} \boldsymbol{\varphi}_r} \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{K}_R^{(a)}$ 和 $\mathbf{K}_I^{(a)}$ 分别为整体复刚度矩阵的实部和虚部。进一步采用模态叠加法可获得复合结构在简谐激励下的稳态振动响应 $\mathbf{w}^{(s)}$,表达式为

$$\mathbf{w}^{(s)} = \sum_{i=1}^F \frac{\boldsymbol{\varphi}_i^T \mathbf{f} \boldsymbol{\varphi}_i}{-\omega^2 + \omega_i^2 + 2i\omega_i \eta_i} \quad (18)$$

若激励角频率为 ω ,且该频率下存在系统的 r 阶固有频率,利用式(18)计算时,可取叠加模态

数目 $F = r + 1$ 。

2 优化模型与设计流程

针对复材蒙皮结构采用硬涂层能进行阻尼减振的需求,通过优化设计合理确定设计参数,达到阻尼减振性能最优。图2所示为本文提出的复材蒙皮-硬涂层阻尼减振优化设计思路。考虑到涂覆硬涂层造成的质量增加和固有特性变化,可能会对蒙皮结构的承载、气动等性能产生不良影响,故采用多参数优化方法,合理选取硬涂层的材料参数(弹性模量、损耗因子)和几何参数(涂覆厚度),在保证阻尼减振性能最佳的同时,可将结构质量增加和固有频率变化控制在给定设计范围内,实现对复材蒙皮结构质量与振动特性的一体化设计。

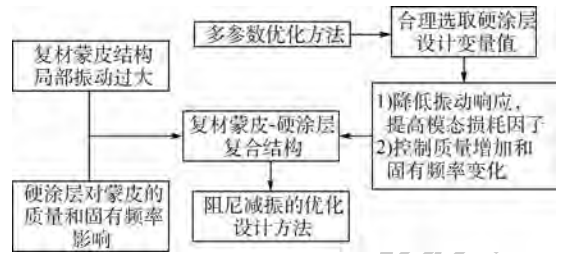


图2 复材蒙皮-硬涂层阻尼减振优化设计思路

Fig. 2 Optimization concept for damping anti-vibration design of composite skin with hard coating

2.1 优化设计的数学模型

优化设计问题的数学模型一般形式为^[14]

$$\begin{aligned} \min \quad & q(a_1, a_2, \dots, a_n) \\ \text{s. t.} \quad & \begin{cases} g_1(a_1, a_2, \dots, a_n) < 0 \\ g_2(a_1, a_2, \dots, a_n) < 0 \\ \vdots \\ g_m(a_1, a_2, \dots, a_n) < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

式中: q 为目标函数; g_m 为约束方程; a_1, a_2, \dots, a_n 为设计变量。

在复材蒙皮-硬涂层阻尼减振优化设计问题中,可针对某一阶共振峰值,也可选择多阶峰值。若要求降低结构的前 N_c 阶共振峰值,则设计变量为硬涂层材料弹性模量 E_c 、损耗因子 η_c 和硬涂层厚度 h_c ,约束变量为结构质量相对增加 $\Delta m/m_0$ 和各阶固有频率相对变化 $\text{abs}(\Delta \omega_i)/\omega_i$,并设计目标函数 q_δ 表征共振峰值振幅衰减程度:

$$q_\delta = \left(\sum_{i=1}^{N_c} \delta_{\max, ci} / \delta_{\max, oi} \right) / N_c \quad (20)$$

式中: $\delta_{\max, oi}$ 、 $\delta_{\max, ci}$ 分别为涂层前后蒙皮的第 i 阶共振响应峰值。 q_δ 值越低,则减振效果越好。因

此,系统阻尼减振优化的数学模型可表示为

$$\begin{aligned} \min & q_{\delta}(E_c, \eta_c, h_c) \\ \text{s.t.} & \frac{\Delta m}{m_0}(E_c, \eta_c, h_c) < A, \frac{\text{abs}(\Delta \omega_i)}{\Delta \omega_i}(E_c, \eta_c, h_c) < B \end{aligned} \quad (21)$$

式中: A 、 B 分别为结构质量和固有频率相对变化量限制值。

考虑硬涂层材料制备和喷涂工艺限制,需给定结构设计变量的设计范围,即

$$\begin{cases} [E_c]_{\min} \leq E_c \leq [E_c]_{\max} \\ [\eta_c]_{\min} \leq \eta_c \leq [\eta_c]_{\max} \\ [h_c]_{\min} \leq h_c \leq [h_c]_{\max} \end{cases} \quad (22)$$

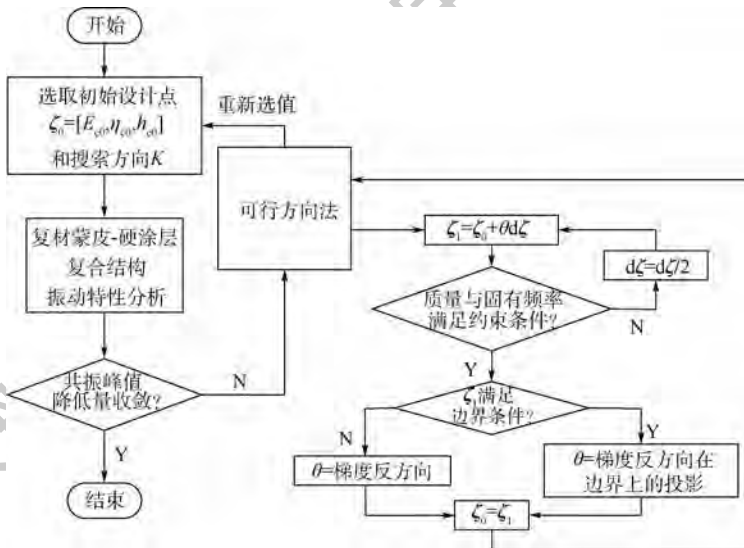


图3 复材蒙皮-硬涂层阻尼减振优化设计流程

Fig. 3 Optimization process for damping anti-vibration design of composite skin with hard coating

优化流程的重点在于使用可行方向法,求解满足质量约束条件和固有频率变化约束条件的设计变量(E_c, η_c, h_c)值。其求解过程如下^[15]:

步骤1 对于不满足共振峰值降低量收敛条件的初始结构设计值 ζ_0 ,根据增量步长 $d\zeta$ 和搜索方向 θ 可确定新的设计值 ζ_1 。若 ζ_1 不满足质量与固有频率约束条件,则将步长减半重新计算;若满足,则需根据式(22)判断其是否满足设计变量变化范围,已对搜索方向 θ 进行修正。

步骤2 若 ζ_1 满足边界条件,则将搜索方向 θ 修正为 ζ_0 变化梯度反方向在边界上的投影;若 ζ_1 不满足边界条件,则将搜索方向 θ 修正为 ζ_0 变化梯度的反方向。

步骤3 通过可行方向法向主程序输入新的结构设计点 ζ_0 和搜索方向 θ 。

3 算例分析

针对图1(a)中的复材蒙皮-硬涂层复合结构

2.2 优化设计流程

针对本文提出的复材蒙皮-硬涂层阻尼减振设计思想,建立基于可行方向法的阻尼减振优化设计流程,如图3所示,主要可以分为以下3个步骤:

步骤1 试取一组结构设计变量 $\zeta_0 = [E_{c0}, \eta_{c0}, h_{c0}]$ 。

步骤2 将设计变量代入式(15)求解复合结构的振动响应,可获得该条件下硬涂层减振性能参数。

步骤3 对振动响应的共振峰值降低量进行评估,若其满足收敛条件,则完成该优化设计,如不收敛则利用可行方向法重新选取设计变量值,重复步骤2直至优化完成。

有限元模型,对硬涂层材料参数和几何参数进行优化,使结构获得最佳的阻尼减振性能。

3.1 复材蒙皮结构振动响应分析

首先分析在未涂层条件下的复材蒙皮模型原结构振动响应特性,计算其前三阶模态频率以及在简谐面压力激励下的振动响应。有限元模型中,在蒙皮两端施加固定约束,在蒙皮上表面施加简谐变化的面压力,压强幅值为 $p = 1000$ Pa,激励频率为 $\omega = 40$ Hz。其中,蒙皮使用T700碳纤维复合材料编织制成,铺层数目为5,单层厚度为0.2 mm,复层角度为 $-45^\circ \rightarrow 45^\circ \rightarrow -45^\circ \rightarrow 45^\circ \rightarrow -45^\circ$,相关材料性能参数如表1所示。

计算获得异型蒙皮板的模态振型与振动响应。为便于后续优化方法编程计算,基于ANSYS 18.1平台使用shell163四节点板单元划分网格,后将节点和单元位置及尺寸数据导入MATLAB,构造模型的质量、刚度及阻尼矩阵,并求解系统模态与振动响应。为便于结果分析,将节点位移计

算结果导入 ANSYS 有限元模型中进行显示。复材蒙皮结构模态振型及振动响应结果如图 4 和图 5 所示。

表 1 复材蒙皮材料(T700)参数

Table 1 Parameters of composite skin material (T700)

参数	数值
密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	1800
弹性模量(平行纤维方向)/GPa	115
弹性模量(垂直纤维方向)/GPa	6.43
泊松比(平行纤维方向)	0.28
泊松比(垂直纤维方向)	0.34
材料损耗因子	0.003

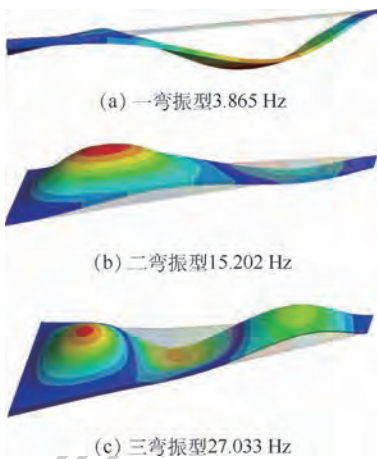


图 4 复材蒙皮结构模态振型与频率
Fig.4 Modal vibration shape and frequency of composite skin structure

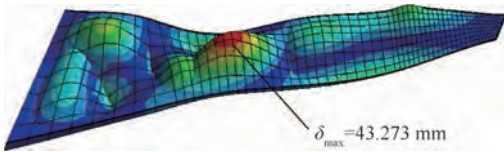


图 5 复材蒙皮局部共振
Fig.5 Local resonance of composite skin

3.2 硬涂层结构参数优化设计

采用第 2 节中硬涂层阻尼减振优化设计方法,对该复材蒙皮-硬涂层复合结构的减振性能进

行优化设计。以硬涂层的弹性模量、材料损耗因子和涂层厚度为结构参数设计变量,在其允许变化范围内,通过可行方向法确定合理的参数组合,使蒙皮的局部共振响应峰值达到最低,并且将结构质量和固有频率变化控制在设计范围内。各项控制参数设计范围如表 2 所示。对设计变量进行寻优设计,使目标函数 q_0 达到最低。优化过程如图 6 所示,可以看出,经过 60 次的迭代后,目标函数收敛并达到最低,硬涂层结构设计变量获得稳定的最优解。

表 3 中给出无涂层状态以及涂层后优化前与优化后条件下的结构质量、固有频率、局部振动响应峰值的结果对比。可以看出,涂覆硬涂层后,蒙皮的局部共振响应峰值有所下降,并且通过对硬涂层结构参数进行优化设计后,复合结构共振峰值相对下降量由初始方案的 33.998% 提高到 79.500%,硬涂层的减振性能明显增加。

表 2 优化设计控制参数

Table 2 Control parameters for optimization design

参数	数值
结构质量相对变化限制值 A	0.05
固有频率相对变化限制值 B	0.05
硬涂层弹性模量上下限($[E_c]_{\min}, [E_c]_{\max}$)/GPa	[1,100]
硬涂层损耗因子上下限($[\eta_c]_{\min}, [\eta_c]_{\max}$)	[0.001,0.1]
涂层厚度上下限($[h_c]_{\min}, [h_c]_{\max}$)/mm	[0.01,1]
增量步长比 $ d\zeta / \zeta_0 $	0.1
硬涂层材料密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	5600
硬涂层材料泊松比	0.3

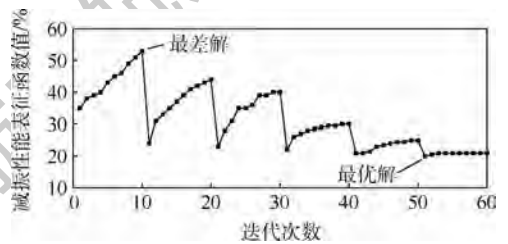


图 6 目标函数的优化过程
Fig.6 Optimization process of objective function

表 3 无涂层和涂层优化前后模型的固有频率与振动响应结果对比

Table 3 Comparison of natural frequency and vibration response results among uncoated model, unoptimized coated model and optimized coated model

方案	硬涂层材料弹性模量/GPa	硬涂层材料损耗因子	涂层厚度/mm	结构质量/kg	第 1 阶固有频率/Hz	第 2 阶固有频率/Hz	第 3 阶固有频率/Hz	蒙皮局部共振响应峰值/mm	共振峰值相对降低量/%
无涂层状态				14.537	3.865	15.202	27.033	43.273	
涂层优化前方案	10	0.01	0.5	15.502	4.092	16.225	29.421	28.561	33.998
涂层优化后方案	54.494	0.081 2	0.313	15.141	3.999	15.767	28.383	8.871	79.500

考察不同涂层方案下蒙皮结构的质量和固有频率相对于无涂层时的变化,由表4可见,初始方案中硬涂层带来的质量增加的固有频率相对变化

量均超过了5%,通过优化设计,不仅进一步降低了振动响应,并且将各项约束参数相对变化量控制在给定设计范围内,验证了优化方法的有效性。

表4 无涂层和涂层优化前后模型的约束参数相对变化量对比

Table 4 Comparison of relative variation of constraint parameters among uncoated model, unoptimized coated model and optimized coated model

方案	结构质量相对变化量/%	第1阶固有频率相对变化量/%	第2阶固有频率相对变化量/%	第3阶固有频率相对变化量/%
涂层优化前方案	6.639	5.863	6.732	8.834
涂层优化后方案	4.155	3.467	3.717	4.994

4 结论

1) 针对民用飞机蒙皮局部振动过大问题,提出了涂覆硬涂层的减振设计方法,并基于经典层合板理论和有限元法建立了适用于蒙皮结构的复材蒙皮-硬涂层复合结构动力学模型,计算获得复合结构的固有频率和振动响应,验证了硬涂层具有阻尼减振性能。

2) 基于可行方向法建立了复材蒙皮-硬涂层阻尼减振优化方法,并在算例中对涂层材料参数和涂层厚度进行了寻优设计,验证了所提方法的有效性,计算结果表明使用该优化方法可在提高硬涂层减振性能的同时,将涂覆涂层对蒙皮的结构质量和固有频率影响控制在给定范围内。

本文对硬涂层材料的阻尼减振性能进行了研究,而在实际工程应用中还需考虑其强度、寿命、与基体材料的契合特性等问题,相关研究有待在后续工作中逐步开展。

参考文献 (References)

[1] PATSIAS S, SEXTON C, SHIPTON M. Hard damping coatings: An experimental procedure for extraction of damping characteristics and modulus of elasticity[J]. *Materials Science & Engineering A (Structural Materials: Properties, Microstructure and Processing)*, 2004, 370(1-2): 412-416.

[2] BLACKWELL C, PALAZOTTO A, GEORGE T J, et al. The evaluation of the damping characteristics of a hard coating on titanium[J]. *Shock & Vibration*, 2007, 96(9): 1350-1354.

[3] TORVIK P J. A slip damping model for plasma sprayed ceramics [J]. *Journal of Applied Mechanics*, 2009, 76(6): 1089-1094.

[4] ABU AL-RUB R K A, PALAZOTTO A N. Micromechanical theoretical and computational modeling of energy dissipation due to nonlinear vibration of hard ceramic coatings with microstructural recursive faults[J]. *International Journal of Solids and Structures*, 2010, 47(16): 2131-2142.

[5] 杜广煜, 谭祯, 巴德纯, 等. 电弧离子镀制备 NiCrAlY 涂层及其阻尼性能[J]. *东北大学学报(自然科学版)*, 2012, 33

(5): 727-730.

DU G Y, TAN Z, BA D C, et al. Preparation and damping properties of NiCrAlY coating by arc ion plating [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 2012, 33(5): 727-730 (in Chinese).

[6] 孙伟, 齐飞, 韩清凯. 基于自由振动衰减信号包络线法辨识硬涂层复合结构的阻尼特性[J]. *振动与冲击*, 2013, 32(12): 50-54.

SUN W, QI F, HAN Q K. Estimating system damping for a hard coating composite structure based on envelope of a free damped vibration signal [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2013, 32(12): 50-54 (in Chinese).

[7] 孙伟, 郝春磊, 张洪浩, 等. 基于修正模态应变能法的硬涂层薄板阻尼性能预估[J]. *东北大学学报(自然科学版)*, 2014, 35(4): 551-554.

SUN W, HAO C L, ZHANG H H, et al. Modified modal strain energy method used for predicting damping characteristics of hard-coating thin plate [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 2014, 35(4): 551-554 (in Chinese).

[8] 高俊男, 孙伟. 涂敷硬涂层的整体叶盘有限元建模与减振性能分析[J]. *噪声与振动控制*, 2018, 38(4): 273-277.

GAO J N, SUN W. Finite element modeling and vibration reduction analysis of the blisks with hard coating on blades [J]. *Noise and Vibration Control*, 2018, 38(4): 273-277 (in Chinese).

[9] 高峰, 孙伟, 高俊男. 基于有限元法的硬涂层-整体叶盘振动特性[J]. *东北大学学报(自然科学版)*, 2019, 40(5): 688-693.

GAO F, SUN W, GAO J N. Vibration characteristics study for the hard coating blisk using finite element method [J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 2019, 40(5): 688-693 (in Chinese).

[10] 陈玉刚, 翟敬宇, 杨铮鑫, 等. 硬涂层-薄板的阻尼特性、非线性振动与减振优化设计[J]. *数字制造科学*, 2014(1): 1-80.

CHEN Y G, ZHAI J Y, YANG Z X, et al. Damping characteristics, nonlinear vibration and damping optimization of hard coating-thin plate [J]. *Digital Manufacture Science*, 2014(1): 1-80 (in Chinese).

[11] 王勖成. 有限单元法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 352-354.

WANG X C. *Finite element method* [M]. Beijing: Tsinghua

- University Press, 2003; 352-354 (in Chinese).
- [12] NARITA Y, LEISSA A W. Frequencies and mode shapes of cantilevered laminated composite plates [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1992, 154(1): 161-172.
- [13] 周衍柏. 理论力学 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1986: 353-354.
- ZHOU Y B. *Vibration mechanics* [M]. Beijing: Higher Education Press, 1986; 353-354 (in Chinese).
- [14] 程利军, 王日爽. 数学规划的物理模型及算法 [J]. *北京航空航天大学学报*, 1994, 20(4): 465-473.
- CHENG L J, WANG R S. The physical model and algorithms in mathematical programming [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 1994, 20(4): 465-473 (in Chinese).
- [15] 张永顺, 黄季墀. 结构优化设计的满度法 [J]. *北京航空航天大学学报*, 1982, 8(3): 67-77.
- ZHANG Y S, HUANG J C. A method of degree of fullness in structure optimum design [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 1982, 8(3): 67-77 (in Chinese).

作者简介:

张波成 男, 博士, 高级工程师。主要研究方向: 飞行器气动弹性设计。

章健 男, 硕士研究生。主要研究方向: 航空发动机整机动力学、旋转机械振动控制等。

Damping anti-vibration design and optimization method of composite skin with hard coating

ZHANG Bocheng^{1,*}, ZHANG Jian², ZHANG Zefeng¹, HU Jingze¹

(1. Department of Dynamics, COMAC Beijing Aircraft Technology Research Institute, Beijing 102211, China;

2. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: To solve the local vibration problem of thin composite skin in civil aircraft, damping anti-vibration design method with hard coating is proposed, and multi-parameter optimization method was carried out in consideration of the effects of structural parameters of coating on the mass and natural characteristics. Based on the finite element method and classical laminated plate theory, dynamic equation of compound structure of composite skin with hard coating was established. Feasible direction method was put forward to obtain the optimal combination of hard coating material performance parameters and thickness parameters to achieve the maximum reduction of resonance peak value, with constraint conditions of given mass increase and natural frequency change range. The optimization example shows that by reasonably designing the parameter combination of elastic modulus and loss factor of hard coating, a higher resonance peak value attenuation can be obtained with a thinner coating, and the optimal anti-vibration performance can be obtained when mass increase and natural frequency change of skin caused by hard coating are controlled in the design range.

Keywords: hard coating; composite skin; damping anti-vibration; dynamic modeling; feasible direction method

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0484

基于 CFD 的 10 cm 氙离子推力器阳极 推进剂供给方式优化



胡竟^{1,2,*}, 杨福全¹, 郭德洲¹, 高俊¹, 郑茂繁¹

(1. 兰州空间技术物理研究所 真空技术与物理重点实验室, 兰州 730000;

2. 北京航空航天大学 材料科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 离子推力器阳极推进剂在放电室内的浓度分布及其变化梯度的设计是放电室放电模式可靠性设计的关键技术之一,直接影响到放电室内推进剂的电离效率及放电稳定性。针对航天器在轨多目标飞行任务对 10 cm 氙离子推力器的应用需求,为提高 10 cm 氙离子推力器放电室空腔内阳极推进剂供给的均匀性,实现推进剂利用率的有效提升,运用计算流体力学(CFD)理论,建立了包括阳极推进剂、进气管和分配环在内的 CFD 阳极环模型,研究了未发生气体放电情况下,不同供给方式时阳极环内阳极推进剂的压强与流速变化情况。在此基础上,分析了阳极推进剂供给方式对 10 cm 氙离子推力器放电室空腔内阳极推进剂分布特性的影响作用关系。将优化前后的阳极环在 10 cm 氙离子推力器中进行了性能对比,结果表明:优化后阳极推进剂电离损耗由 277.9 W/A 降至 241.2 W/A,放电室阳极推进剂利用率由 91.7% 提升至 98.4%,验证了 CFD 计算结果的正确性与方法的可行性。研究结果为离子推力器放电室拓扑结构设计与优化提供了方法。

关键词: 计算流体力学(CFD); 10 cm 氙离子推力器; 阳极推进剂; 供给方式; 电离损耗; 推进剂利用率

中图分类号: V439⁺.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1476-09

离子推力器以其寿命长^[1-2]、比冲高^[3]、工作模式多^[4]、推力精确可调^[5]等优点在航天器轨控任务中得到广泛应用。以满足重力梯度测量卫星无拖曳飞行任务及超低轨高分辨率地球观测卫星轨道维持任务为目标,中国开展了 500 W 级 10 cm 氙离子推力器研制^[6]。

处于离子推力器放电室结构上游的阳极环,其阳极推进剂氙气的供给方式是影响放电室内阳极推进剂浓度分布及其变化梯度的核心,并最终影响到放电室内氙气的电离效率及放电稳定性,因此,以阳极推进剂供给方式设计为核心的放电

室内阳极推进剂浓度分布及其变化梯度的设计是放电室放电模式可靠性设计的关键技术之一。而 10 cm 氙离子推力器之所以能够在 1~20 mN 范围内以 12 μ N 的推力分辨率实现连续可调,就是因为推力器阳极环拓扑结构设计综合考虑了放电室磁场变化、放电电流变化及阴极工作点变化对离子推力器工作效率、工作稳定性及氙气电离效率的影响。

美国 NASA^[7-8]研究了阳极推进剂供给方式对放电室内推进剂电离效率的影响,通过优化 NSTAR-30 cm 离子推力器放电室的阳极环结构,有效改善了引出束流的平直度。Nakayama 和

收稿日期: 2019-09-05; 录用日期: 2019-10-28; 网络出版时间: 2019-12-02 10:10

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191202.0957.001.html

基金项目: 民用航天预先研究项目(D010509); 国家自然科学基金(61601210)

* 通信作者. E-mail: hjing37615486@163.com

引用格式: 胡竟, 杨福全, 郭德洲, 等. 基于 CFD 的 10 cm 氙离子推力器阳极推进剂供给方式优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1476-1484. HU J, YANG F Q, GUO D Z, et al. Optimization of anode propellant allocation manner of 10 cm xenon ion thruster based on CFD[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1476-1484 (in Chinese).

Narisawa^[9]开展了推进剂自阳极中心单出口供给和多出口环管供给对其在放电室内分布影响的研究,发现推进剂的多出口环管供给可有效解决放电室内推进剂分布不均匀且平均压强低的问题,极大提高了推进剂在放电室的驻留时间,提升了整体电离效率,改善了推进剂利用率。Nakayama 等^[10]通过优化阳极环结构提高了 14 cm 离子推力器的工作性能。Reid^[11]采取数值模拟与试验验证相结合的方式开展了阳极环结构对推力器工作性能的影响分析研究。Janes 和 Lowder^[12]采取等离子体诊断的手段开展了放电室内推进剂分布均匀性的影响因素研究。

现有阳极推进剂供给方式的影响主要从宏观角度对阳极环结构、安装位置与推力器工作性能影响作用关系开展研究,而对于供给方式中较为微观的推进剂输入方式、推进剂分配方式研究较少,有待进一步深入研究。目前,中国的离子推力器放电室阳极环结构设计主要依靠工程经验,借助试验测试,缺少理论指导。有鉴于此,以阳极环拓扑结构优化为基础,研究分析阳极推进剂供给方式对离子推力器放电室内阳极推进剂分布特性及电离效率的影响具有重要的意义。针对上述问题,以满足超低轨高分辨率地球观测卫星在轨多目标、差异化轨控任务对 10 cm 氙离子推力器的应用需求为目标,通过开展以提高放电室内阳极推进剂供给均匀性为目标的阳极推进剂供给方式优化研究,实现阳极推进剂利用率的提升,进而实现整机效能的提升。为此,本文从离子推力器工程应用角度出发,运用计算流体力学(Computa-

tional Fluid Dynamics, CFD) 理论^[13],研究了阳极推进剂供给方式对阳极环和放电室空腔内阳极推进剂分布特性的影响作用关系,并将优化分析结果在 10 cm 氙离子推力器中进行对比验证。

1 离子推力器原理与阳极推进剂供给

1.1 离子推力器工作原理

如图 1 所示,给中和器、主阴极和放电室阳极供给不同流量的推进剂氙气后,主阴极产生的电子受电场力作用进入放电室。在放电室里,主阴极发射的原初电子、氙气被碰撞并电离后产生的二次电子在电场和磁场的共同作用下,绕磁力线以螺旋振荡运动的形式向放电室阳极运动。磁场的存在,通过延长电子的运动路径,进而提高了电子与氙气的碰撞电离几率,最终增加了放电室内氙离子的浓度。至此,放电室内就形成了由氙气、电子和氙离子组成的放电等离子体云。等离子体云中的电子基本被阳极吸收,而离子则受推力器结构下游的栅极组件电场作用,被聚焦、加速、引出并产生推力。被引出的离子束流与中和器发射的电子会进行中和,形成近中性的粒子束流,以保证航天器呈电中性。至此,以推进剂氙气作为介质完成了电能到动能的转换并产生推力的过程。

由此发现,延长电子运动路径、提高放电室推进剂氙气驻留时间可有效提升电子与氙气的碰撞电离几率,并最终改善放电室阳极推进剂利用率。

1.2 放电室阳极推进剂分布特性影响分析

对离子推力器而言,放电室内阳极推进剂分布特性是决定阳极推进剂电离位置及等离子体云

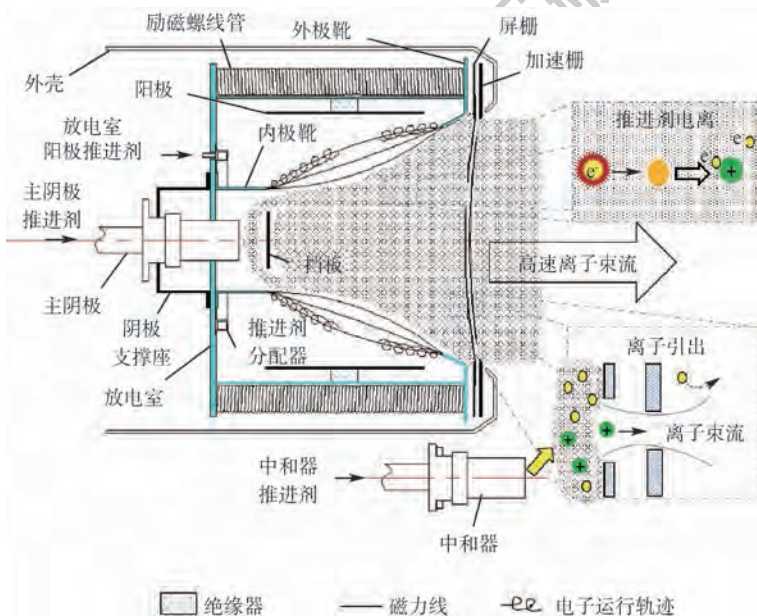


图 1 10 cm 氙离子推力器工作原理

Fig. 1 Working principle of 10 cm xenon ion thruster

宏观形态的关键因素。离子推力器的放电室阳极推进剂利用率(η)及电离损耗(ζ)与推力器结构参数、工作参数密切相关,可分别表示为

$$\eta = \left(J_B^+ + \frac{J_B^{++}}{2} \right) \frac{A_g}{em_d} \quad (1)$$

式中: J_B^+ 、 J_B^{++} 分别为阳极推进剂电离产生的一价、二价离子电流密度,与放电电压密切相关; A_g 为栅极面积; e 为电子电荷; m_d 为进入放电室的阳极推进剂流量。

$$\zeta = \frac{V_d \left[\frac{I_p}{I_b} U^+ + \frac{I^*}{I_b} U^* + \frac{1 - T_s}{T_s} (2V_d - V_c + 2V_p + 2\phi) \right]}{V_d - V_c + V_p - 2T_{ev}} + \frac{V_d \left[(V_p + \phi) + \frac{A_{as} f_c}{A_s T_s} (V_p + 2T_{ev} + 2\phi) \right]}{V_d - V_c + V_p - 2T_{ev}} + \frac{V_d \left[\frac{2n_p v_p A_p}{n_e v_a A_s T_s} (V_d - V_c + V_p - 2T_{ev}) \right]}{V_d - V_c + V_p - 2T_{ev}} \quad (2)$$

式中: V_d 、 V_c 和 V_p 分别为放电电压、主阴极触持电压和等离子体电压; I_b 、 I_p 和 I^* 分别为屏栅电流、放电室中总的离子电流和放电室中激发态离子电流; T_s 、 T_{ev} 分别为屏栅有效透明度、电子温度; A_p 、 A_s 和 A_{as} 分别为原初电子碰撞阳极的面积、屏栅面积和阳极面积; U^+ 、 U^* 分别为推进剂氙气的电离电势、激发电势; n_p 、 n_e 分别为放电室内原初电子浓度、电子总浓度; v_p 、 v_a 分别为放电室内原初电子速度、离子速度; f_c 为离子运动速度因子,与玻姆速度有关; ϕ 为阳极鞘层电势。

由式(1)、式(2)可知,放电室阳极推进剂利用率及电离损耗是关于离子推力器结构参数和放电室工作参数的函数。对整体结构参数已确定的10 cm氙离子推力器,其只与放电室工作参数有关。

通过优化阳极推进剂在放电室空腔内的分布特性,从而改变阳极推进剂电离位置,实现阳极推进剂在有效驻留时间内被碰撞电离几率的提高,构建高效、稳定电离条件下的等离子体放电电压关系,进而实现放电室阳极推进剂利用率的提升,而伴随着等离子体放电电压下降的阳极推进剂利用率提升也将联动引起离子推力器其他电参数的变化,使得阳极推进剂电离损耗出现下降。与此同时,实现阳极推进剂在放电室空腔内良好的浓度分布与梯度变化也是提升等离子体云宏观对称性及其内部离子密度均匀性的关键,从而为提高栅极组件引出离子束流的平直度奠定基础,最终为减缓栅极组件的离子刻蚀速率、提高离子推力器在轨工作寿命提供保障。

1.3 阳极推进剂供给与流动特性分析

10 cm 氙离子推力器工作过程中,阳极推进剂供给单元通过减压阀将推进剂氙气压力调节至0.3 MPa左右,并以该压强作为推进剂流量调控的前级供给压强。此后,流量控制装置通过三路供气管路分别实现对中和器、主阴极和放电室阳极的推进剂供给和调控。10 cm 氙离子推力器的放电室阳极推进剂供给流量为0.5 mg/s,经 $\phi 1$ mm内径的供气管路进入阳极气体分配环,并由阳极气体分配环将其均分在放电室内部。

推进剂氙气在上述过程的流动特性可根据Reynold数(Re)^[14]和Knudsen数(Kn)^[15]进行判别。

$$Re = \frac{\rho u d}{\mu} = \frac{d}{\mu} \cdot \frac{Q}{A} \cdot \frac{PM}{kT} \quad (3)$$

$$Kn = \frac{\lambda}{d} = \frac{1}{nd\sigma} \quad (4)$$

式中: ρ 为推进剂氙气密度; u 为推进剂氙气流速; d 为供气管路直径; μ 为推进剂氙气的黏滞系数^[16],常温下其黏滞系数为 $2.017 \times 10^{-4} \text{ g} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$; Q 为推进剂氙气体积流量; P 为供气管路内推进剂氙气压强; M 为推进剂氙气原子质量; A 为供气管路截面面积; k 为玻耳兹曼常数; T 为推进剂氙气温度; λ 为温度和压强确定条件下的推进剂氙气平均自由程; n 为单位体积内的推进剂氙气分子数; σ 为推进剂氙气碰撞截面。当供气管路内推进剂氙气压强低于500 Pa时, $Kn < 0.1$,推进剂流动处于连续介质区及速度滑移区;而 $Re < 3000$,推进剂流动处于层流或低雷诺数流动区域。

以式(3)、式(4)为基础,结合10 cm 氙离子推力器阳极推进剂供给管路结构参数,分析发现:当阳极推进剂流量为0.5 mg/s时,流量控制装置出口压强约为400 Pa,此时包括阳极气体分配环在内的阳极供气管路中推进剂的流动状态为层流,整体处于连续介质区及速度滑移区。该分析结论与Ketsdever^[17]及Lilly^[18-19]等开展的空间微推力测量中类似尺度的微型管路中不同来流压强条件下He工质气体流动分析的研究结果相一致。结合上述分析,本文采用基于CFD方法的FLUENT^[20]开展相似来流条件和几何尺度下的阳极推进剂动态力学行为研究。

2 阳极推进剂供给优化与分析

2.1 阳极推进剂供给方式设计过程

阳极推进剂供给方式的差异直接体现在阳极环的基本结构上,为有效分析阳极推进剂供给方

式对阳极推进剂利用率的影响,在研究阳极环结构特征的基础上,将阳极环分为进气管和分配环 2 部分(见图 2)。受流量控制装置调控的阳极推进剂通过进气管流入分配环后,自分配环上均布的微孔进入放电室。

通过调整进气管数量、分配环数量及推进剂喷射方向实现阳极推进剂供给方式的优化。基于传统 Kaufman 型离子推力器阳极环结构,从分析方案正确、结构设计合理、制造工艺可行的角度,通过优化分配环和推进剂喷口设计形成了 8 种可

实现推进剂差异化供给的阳极环:①一个进气管、一个分配环且推进剂沿阳极环轴向直接喷射的阳极环结构(简称单管单环直喷结构);②两个进气管、两个分配环且推进剂向阳极环内侧与外侧双向侧喷的阳极环结构(简称双管双环侧喷结构);③单管单环侧喷结构;④单管双环侧喷结构;⑤单管双环直喷结构;⑥双管单环直喷结构;⑦双管单环侧喷结构;⑧双管双环直喷结构(见图 3)。

利用上述不同规格类型的阳极环,运用 CFD 理论,建立了包括阳极推进剂、进气管和分配环在内的 CFD 阳极环模型,研究了阳极推进剂未发生放电情况下,当保持流道当量面积相同时,阳极推进剂供给方式对其流速与压强及其在放电室内分布的影响作用关系。

2.2 阳极环内阳极推进剂压强与流速变化

针对 10 cm 氙离子推力器阳极推进剂供给流量及其入口压强条件,以阳极环内阳极推进剂流场为基础,采用 CFD 阳极环模型,研究了单管单环直喷结构、双管双环侧喷结构等 8 种规格阳极环内阳极推进剂流速与压强变化规律。图 4 给出

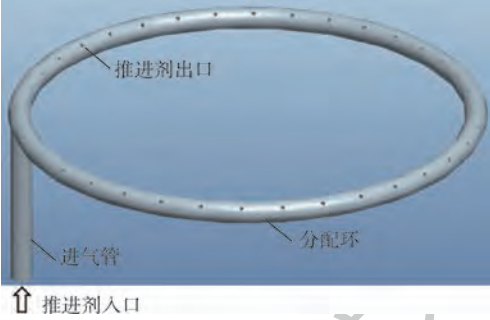


图 2 阳极环结构分解示意图

Fig.2 Schematic diagram of structural decomposition of anode-ring

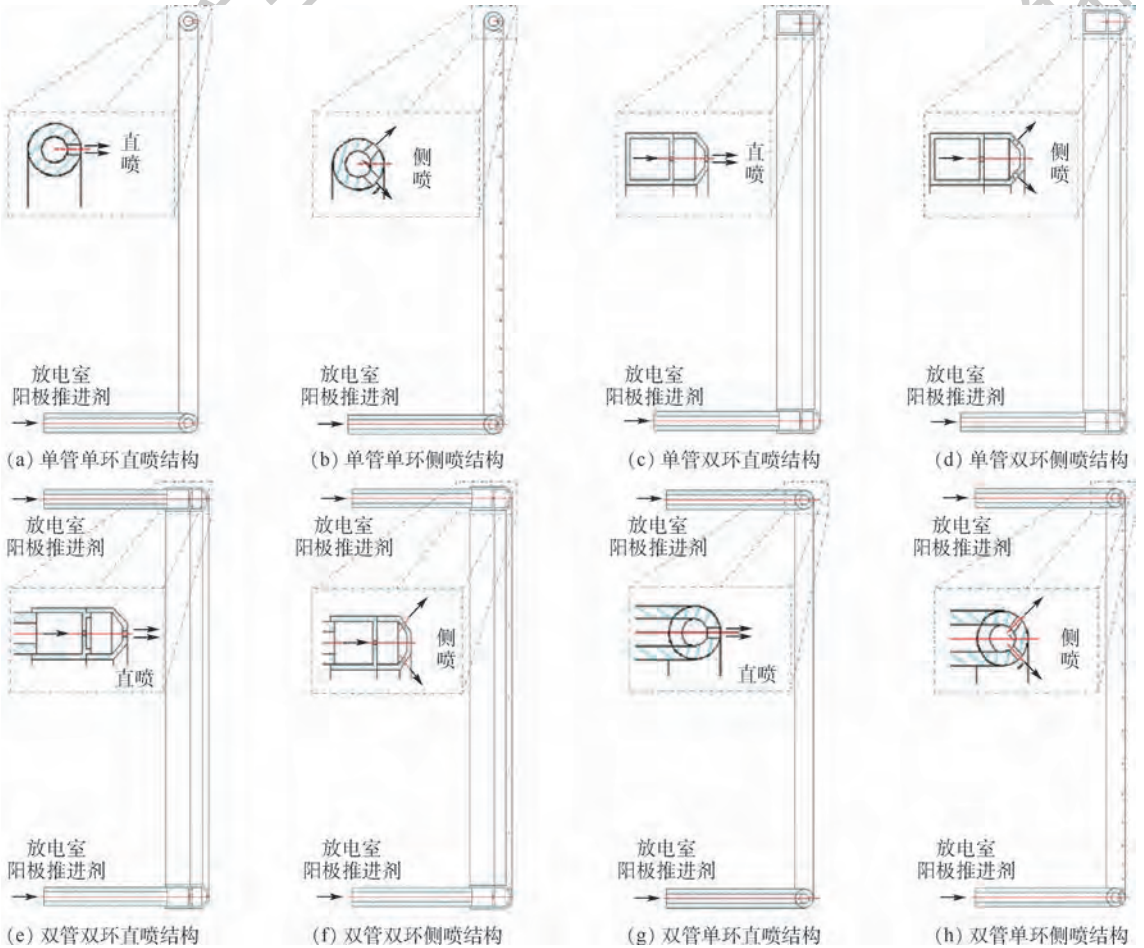


图 3 阳极推进剂供给方案

Fig.3 Propellant allocation scheme of anode

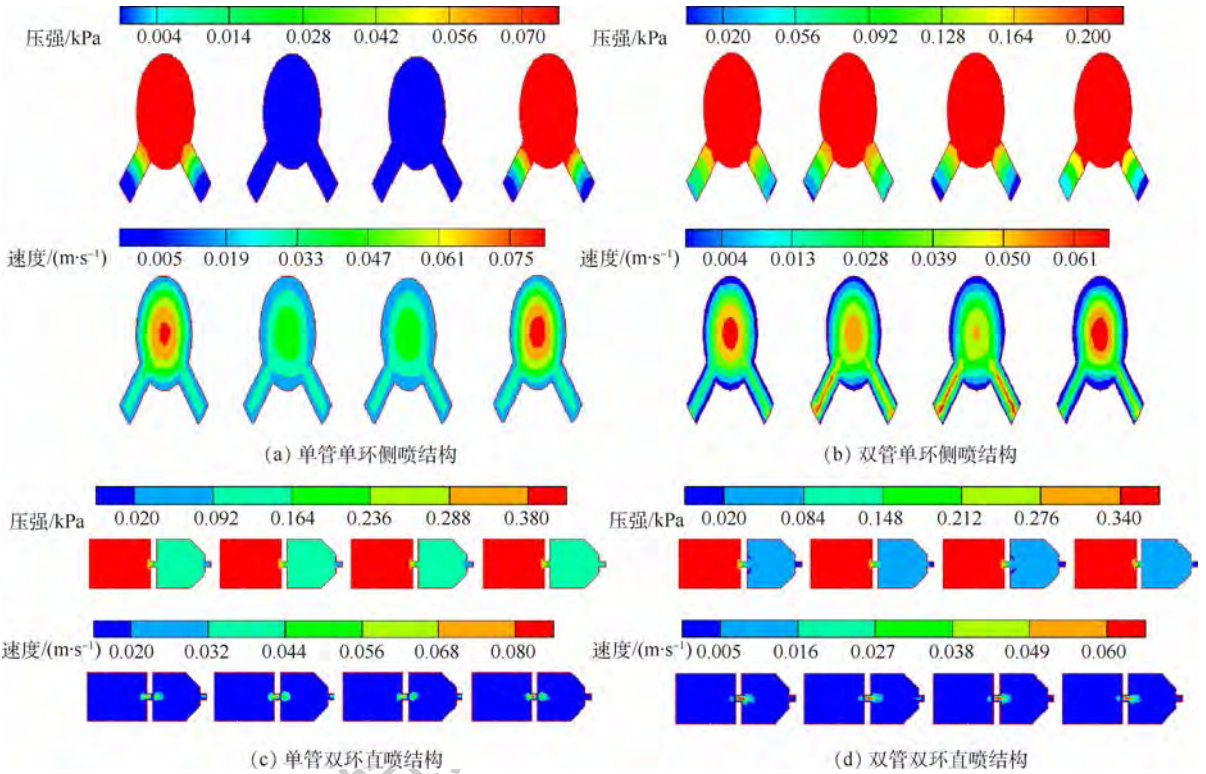


图4 不同规格阳极环出口处阳极推进剂流速与压强分布

Fig.4 Velocity and pressure distribution of anode propellant at exit for different types of anode-ring

了部分规格的阳极环取进气管所在方位 $\theta = 45^\circ$ 、 135° 、 225° 及 315° 共计 4 个截面处的阳极推进剂压强与流速分布云图。

如图 4 所示,不同规格阳极环的阳极推进剂压强与流速变化规律不同,不同方位角间阳极推进剂压强与流速分布差异明显,并均呈现强烈的非线性特征分布。对比图 4(a)、图 4(c) 及图 4(b)、图 4(d) 可以发现,双管结构阳极环不同方位角间的阳极推进剂压强分布的均匀性明显优于单管结构阳极环,这种优势对于单管结构阳极环尤为明显。受分配环管道直径小、流导低的影响,单管单环结构阳极环进气管附近位置方位角的阳极推进剂压强明显高于其他位置;而双管单环结构阳极环在采取两端进气后,分配环内部不同方位角的阳极推进剂压强分布则较为均匀。对于增加一层分配环的双环结构阳极环,受分配环内阳极推进剂二次分配的影响,不同方位角间的阳极推进剂压强分布较为均匀,阳极推进剂在分配环内的分布较少受管道流导的影响。与此同时,受压强分布均匀性变化的影响,管道内及出口位置的阳极推进剂流速同样存在相应的变化。

此外,鉴于双环分压后的阳极环内部阳极推进剂压强低于单环结构,其出口处的阳极推进剂流速低于单环结构。可见,通过增加分配环,可有效改善阳极推进剂在阳极环内部分布的均匀性,

并降低流场不同区域间的压强变化梯度,进而影响到不同区域的阳极推进剂喷射速度。通过采取双层分配环,可有效控制阳极推进剂喷射速度,降低了高速气流进入放电室后尚未电离便快速透过栅极组件所造成阳极推进剂损耗,提高了阳极推进剂在放电室内的驻留时间,为实现电子与阳极推进剂的有效碰撞电离奠定基础。

同时,由图 4(a)、图 4(b) 及图 4(c)、图 4(d) 发现,单/双环结构所导致的阳极推进剂流速存在差异,不同方位角间阳极推进剂在双向侧喷结构下的流速一致性优于单向直喷结构下的流速一致性。因此,采取双向侧喷方式可显著提升阳极推进剂在放电室中心区域、边缘区域及周向整体浓度分布的一致性,进而提高放电室内等离子体分布的均匀性,提升阳极推进剂电离效率与放电稳定性,降低高能双荷离子产生几率,提高离子推力器工作寿命。

基于上述分析,双环、侧喷结构阳极环对改善放电室内阳极推进剂分布的均匀性,提升放电室阳极推进剂利用率有着显著作用。

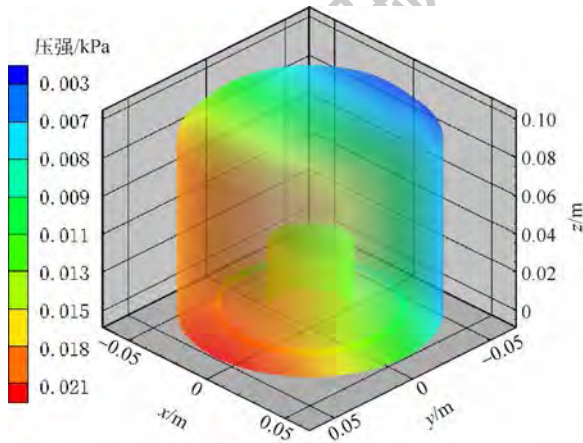
2.3 供给方式对放电室内阳极推进剂分布影响

综上所述,单/双管结构的阳极推进剂供给方式对有着阳极推进剂二次分配、调压功能的双环结构阳极推进剂分布特性影响较小,但双管结构的阳极环较单管结构阳极环将大幅增加离子推力

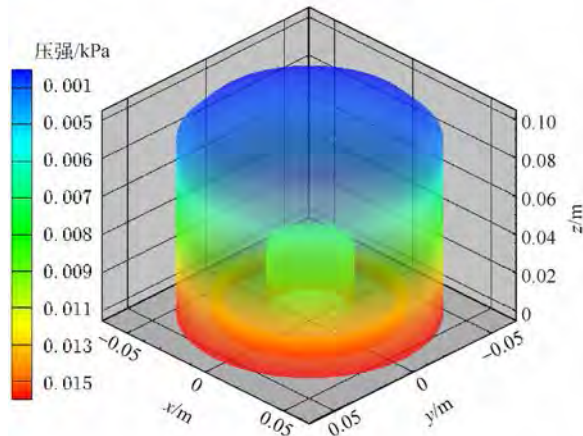
器放电室阳极推进剂供给管路走向设计与结构布局的复杂性,并提高离子推力器整机质量。因此,双环、侧喷状态下的阳极环单管结构比双管结构具有更强的结构可实施性和工艺可操作性。

有鉴于此,对分析后优选的单管双环侧喷结构阳极环和现阶段 10 cm 氙离子推力器使用的单管直喷结构阳极环 2 种不同供给方式下阳极推进剂在放电室空腔内压强分布变化规律开展了研究。图 5 给出了 2 种规格状态下的放电室阳极推进剂压强分布。

如图 5 所示,在阳极推进剂供给总量相同的情况下,受供给方式的影响,阳极推进剂在放电室内的压强场分布规律不同。放电室内单管单环直喷结构阳极环的进气管附近位置阳极推进剂压强明显高于其他区域,阳极推进剂在放电室内的周向分布存在显著的不对称性。区别与此,双环侧喷阳极环在放电室内产生的阳极推进剂压强周向分布较为均匀,其径向压强变化梯度一致性较好。



(a) 单管单环直喷结构



(b) 单管双环侧喷结构

图 5 两种不同规格阳极环下放电室阳极推进剂压强分布

Fig. 5 Pressure distribution of anode propellant in chamber for two types of anode-ring

3 优化结果验证

针对上述分析,为验证 CFD 优化分析结果的正确性和方法的可行性,以图 6 所示 10 cm 氙离子推力器为基础,在除阳极环外的离子推力器结构状态、设备试验条件及过程质量控制均保持一致的情况下,对离子推力器在单管单环直喷结构阳极环和单管双环侧喷结构阳极环 2 种状态下的放电室性能开展了工作性能测试。图 7 为 2 种规格阳极环的分配环实物图。

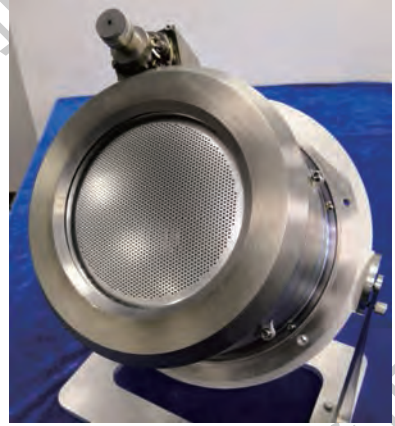


图 6 10 cm 氙离子推力器产品外观

Fig. 6 Product appearance of 10 cm xenon ion thruster



(a) 单管单环直喷结构

(b) 单管双环侧喷结构

图 7 两种不同规格阳极环的分配环实物图

Fig. 7 Picture of distribution ring for two types of anode-ring

试验测试在兰州空间技术物理研究所 0.5 kW 级离子推力器性能测试设备中开展,设备真空室为 4 m (直段) × ϕ 1.5 m (内径),真空抽气系统配备 2 台对氮气抽速为 1×10^4 L/s 的外置式低温泵和 2 台对氙气抽速为 1.49×10^4 L/s 内置式低温泵作为设备主泵,粗抽采用螺杆泵、罗茨泵及分子泵联动的复合抽气机组。设备空载抽空 24 h 后的极限真空度优于 5×10^{-5} Pa,加载 0.983 mg/s 氙气时,工作真空度优于 1×10^{-3} Pa。

试验供气采用设备地面供气系统,主要由氙气瓶、调压模块及流量控制模块组成,主阴极及中和器推进剂流量控制精度为 $\pm (0.8\% \text{ 读数} + 0.2\% \text{ 满量程})$,放电室阳极推进剂流量控制精

度为 $\pm(0.4\% \text{ 读数} + 0.2\% \text{ 满量程})$,所有流量均可在控制器加电1s后实现精确的测量和控制。

试验供电采用设备地面供电系统,系统屏栅电源信号调控区间为 $0 \sim 1.5 \text{ kV}/0 \sim 400 \text{ mA}$,电压输出精度为满量程 $\pm 0.075\%$,稳定性为 $\pm 0.01\%$;阳极电源信号调控区间为 $0 \sim 500 \text{ V}/0 \sim 3 \text{ A}$,电压输出精度为满量程 $\pm 0.075\%$,稳定性为 $\pm 0.01\%$;励磁电源信号调控区间为 $0 \sim 100 \text{ V}/0 \sim 2 \text{ A}$,电流输出精度为满量程 $\pm 0.075\%$,稳定性为 $\pm 0.01\%$ 。图8为0.5kW级离子推力器性能测试设备。

图9为采用单管双环侧喷结构阳极环时的离子推力器工作状态。表1为2种状态下离子推力器工作性能对比。

如表1所示,对于10cm氙离子推力器的20mN设计工作点,在整机功率基本一致的情况下,通过优化阳极推进剂供给方式,离子推力器效率和放电室阳极推进剂利用率分别由59.6%、91.7%提

升至62.2%、98.4%,电离损耗由 $277.9 \text{ W}/\text{A}$ 降至 $241.2 \text{ W}/\text{A}$,各项性能指标得到全面提升,在性能满足要求的前提下,较好地实现了整体优化的目标。同时,也充分验证了CFD计算优化结果的正确性与方法的可行性。

4 结论

本文利用CFD理论,研究了未发生气体放电情况下,不同供给方式时阳极环内阳极推进剂的压强与流速变化情况,以及阳极推进剂供给方式对离子推力器放电室空腔内阳极推进剂分布特性的影响作用关系,获得了以阳极推进剂分配方式与喷射方向实现最大限度优化为基础的阳极环结构,有效提升了10cm氙离子推力器工作性能。得到如下结论:

1) 离子推力器放电室的阳极供气中,阳极推进剂在包括阳极气体分配环在内的阳极供气管路中的流动状态为层流,整体处于连续介质区及速度滑移区。

2) 采取双环分压、双侧开孔的阳极环,可有效降低阳极推进剂进入放电室的速度,阳极推进剂在放电室内周向分布的均匀性得到有效改善,基于该结构状态的阳极环,10cm氙离子推力器阳极推进剂电离损耗由 $277.9 \text{ W}/\text{A}$ 降至 $241.2 \text{ W}/\text{A}$,放电室阳极推进剂利用率由91.7%提升至98.4%。

在后续研究中,将采取等离子体在线诊断与磁流体(Magnetohydrodynamics, MHD)数值分析相结合的方式开展电磁场作用下的推进剂中性原子分布对电离过程的影响机理研究,进一步优化放电室供气及磁场,从而提高工作性能。

参考文献 (References)

- [1] 郑茂繁,张天平,孟伟,等. 20 cm 氙离子推力器性能扩展研究[J]. 推进技术, 2015, 36(7): 1116-1120.
ZHENG M F, ZHANG T P, MENG W, et al. Research of improvement performance for 20 cm xenon ion thruster[J]. Journal of Propulsion Technology, 2015, 36(7): 1116-1120 (in Chinese).
- [2] 杨福全,万耿民,唐福军,等. 电推力器气路高电压绝缘技术研究[J]. 真空科学与技术学报, 2014, 34(12): 1290-1293.
YANG F Q, WAN G M, TANG F J, et al. Novel type of high voltage xenon propellant insulator for electric thruster[J]. Chinese Journal of Vacuum Science and Technology, 2014, 34(12): 1290-1293 (in Chinese).
- [3] 张天平,田华兵,孙运奎. 离子推进系统用于 GEO 卫星南北位保使命的能力与效益[J]. 真空与低温, 2010, 16(2): 72-77.



图8 0.5 kW级离子推力器性能测试设备
Fig. 8 Performance testing equipment for 0.5 kW class ion thruster

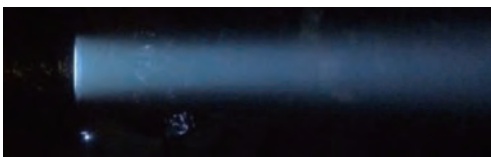


图9 单管双环侧喷结构阳极环下的离子推力器工作状态

Fig. 9 Operation state of propellant distributor of thruster with dual-stage side ejecting anode-ring

表1 两种不同规格阳极环下离子推力器工作性能对比
Table 1 Thrust operation performance comparison of two types of anode-ring

参数	单管单环直喷结构	单管双环侧喷结构
功率/W	598	592
推力/mN	19.9	20.7
效率/%	59.6	62.2
放电室阳极推进剂利用率/%	91.7	98.4
电离损耗/($\text{W} \cdot \text{A}^{-1}$)	277.9	241.2

- ZHANG T P, TIAN H B, SUN Y K. Capability and benefit of the LIPS-200 system for NSSK mission of GEO satellites[J]. Vacuum and Cryogenics, 2010, 16(2): 72-77 (in Chinese).
- [4] 胡竟, 江豪成, 王亮, 等. 阴极挡板对 30 cm 氙离子推力器性能影响的研究[J]. 真空与低温, 2015, 21(2): 103-106.
- HU J, JIANG H C, WANG L, et al. Study on performances of 30 cm xenon ion thruster subjected to cathode baffle[J]. Vacuum and Cryogenics, 2015, 21(2): 103-106 (in Chinese).
- [5] 胡竟, 王亮, 张天平, 等. LIPS-300 离子推力器环形会切磁场等效磁路分析研究[J]. 推进技术, 2018, 39(3): 715-720.
- HU J, WANG L, ZHANG T P, et al. Research on equivalent magnetic circuit of ring-cusp magnet field for LIPS-300 ion thruster[J]. Journal of Propulsion Technology, 2018, 39(3): 715-720 (in Chinese).
- [6] 杨福全, 王蒙, 郑茂繁, 等. 10 cm 离子推力器放电室性能优化研究[J]. 推进技术, 2017, 38(1): 235-240.
- YANG F Q, WANG M, ZHENG M F, et al. Optimization of performance of discharge chamber of a 10 cm diameter ion thruster[J]. Journal of Propulsion Technology, 2017, 38(1): 235-240 (in Chinese).
- [7] HERMAN D A, GALLIMORE A D. Comparison of discharge plasma parameters in a 30-cm NSTAR type ion engine with and without beam extraction; AIAA-2003-5162[R]. Reston: AIAA, 2003.
- [8] BEATTIE J R, MATOSSIAN J N, POESCHEL R L, et al. Xenon ion propulsion subsystem[J]. Journal of Propulsion and Power, 1971, 5(4): 438-444.
- [9] NAKAYAMA Y, NARISAWA K. Neutral pressure measurement in an ion thruster discharge chamber; IEPC-2013-106[R]. Washington, D. C.: IEPC, 2013: 1-8.
- [10] NAKAYAMA Y, MIYAZAKI K, KITAMURA S. Performance test of a 14 cm xenon ion thruster; AIAA-1992-3147[R]. Reston: AIAA, 1992.
- [11] REID B M. The influence of neutral flow rate in the operation of hall thrusters[D]. Ann Arbor: University of Michigan, 2009: 42-128.
- [12] JANES G S, LOWDER R S. Anomalous electron diffusion and ion acceleration in a low density plasma[J]. Physics of Fluids, 1966, 9(6): 1115-1123.
- [13] 王福军. 计算流体动力学分析——CFD 软件原理与运用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 185-253.
- WANG F J. Analysis of computational fluid dynamics: The principles and applications of CFD software[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 185-253 (in Chinese).
- [14] LAFFERTY J. Foundations of vacuum science and technology[M]. New York: John Wiley and Sons, 1998: 135-136.
- [15] 陈熙. 热等离子体传热与流动[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 41-43.
- CHEN X. Heater transfer and fluid flow of thermal plasmas[M]. Beijing: Science Press, 2009: 41-43 (in Chinese).
- [16] 王欲知, 陈旭. 真空技术[M]. 2 版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2007: 100-102.
- WANG Y Z, CHEN X. Vacuum technology[M]. 2nd ed. Beijing: Beihang University Press, 2007: 100-102 (in Chinese).
- [17] KETSDEVER A D, CLABOUGH M T, GIMELSHIEN S F, et al. Experimental and numerical determination of micro propulsion device efficiencies at low Reynolds numbers[J]. AIAA Journal, 2015, 43(3): 633-641.
- [18] LILLY T, SELDEN N P, GIMELSHIEN S F, et al. Measurements and computations of mass flow and momentum flux through short tubes in rarefied gases[J]. Physics of Fluids, 2006, 18(9): 4173-4180.
- [19] LILLY T C, SELDEN N P, GIMELSHIEN S F, et al. Numerical and experimental study of low Reynolds number flow through thin-walled orifice and short circular tube; AIAA-2004-2385[R]. Reston: AIAA, 2004.
- [20] 韩占忠, 王敬, 兰小平. FLUENT: 流体工程仿真计算机实例与应用[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2004: 109-258.
- HAN Z Z, WANG J, LAN X P. FLUENT: Fluid engineering simulation examples and application of computer[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2004: 109-258 (in Chinese).

作者简介:

胡竟 男, 博士研究生, 工程师。主要研究方向: 放电等离子体推力器技术与磁性材料应用。

Optimization of anode propellant allocation manner of 10 cm xenon ion thruster based on CFD

HU Jing^{1,2,*}, YANG Fuquan¹, GUO Dezhou¹, GAO Jun¹, ZHENG Maofan¹

(1. Science and Technology on Vacuum Technology and Physics Laboratory, Lanzhou Institute of Physics, Lanzhou 730000, China;

2. School of Materials Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The concentration distribution of anode propellant in discharge chamber and its gradient design is one of the most important techniques in discharging mode reliability design, and it directly influences the ionization efficiency and discharge stability of anode propellant. Aimed at the application requirement of multi-objective attitude and orbit control of spacecraft for 10 cm xenon ion thruster, by using the Computational Fluid Dynamics (CFD) method, the CFD model for analyzing the propellant allocation manner is established, which consists of the propellant, the inner tube and the distribution ring. The pressure and velocity distribution rules of anode-ring propellant in different allocation manners were studied without discharge progress to ameliorate circumferential uniformity of propellant in 10 cm xenon ion thruster discharge chamber and improve its utilization efficiency. On this basis, the influences of anode propellant allocation manner on the propellant distribution characteristics in discharge chamber were analyzed. And the performance of anode-ring before and after optimization in 10 cm xenon ion thruster are compared. The results show that after the improvement of the anode propellant allocation manner, the ion production cost drops from 277.9 W/A to 241.2 W/A, and the propellant utilization efficiency in discharge chamber increases from 91.7% to 98.4%, which verify the correctness of CFD calculation results and the feasibility of the CFD method. The results of this research will certainly provide method for the topological structure design and optimization of the discharge chamber of ion thruster.

Keywords: Computational Fluid Dynamics (CFD); 10 cm xenon ion thruster; anode propellant; allocation manner; ion production cost; propellant utilization efficiency

Received: 2019-09-05; **Accepted:** 2019-10-28; **Published online:** 2019-12-02 10:10

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191202.0957.001.html

Foundation items: Civil Space Advance Research Project (D010509); National Natural Science Foundation of China (61601210)

* **Corresponding author.** E-mail: hjing37615486@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0497

数据丢包和量化约束下的分布式滚动时域估计



刘帅¹, 赵国荣^{1,*}, 曾宾², 高超¹

(1. 海军航空大学 岸防兵学院, 烟台 264001; 2. 中国人民解放军 92095 部队, 台州 318000)

摘 要: 针对网络约束问题,对带丢包和量化的网络化系统分布式状态估计进行了研究。用一组满足 Bernouli 分布的随机变量来描述丢包现象,采用预测补偿机制进行丢包补偿。将数据量化引入的误差描述为观测方程中的参数不确定性,通过求解固定时域内的 min-max 问题,得到局部估计器。对局部估计器的稳定性进行研究,给出了误差范数平方的期望收敛的充分条件。推导了局部估计器误差协方差上界的递推公式,在此基础上,应用协方差交叉(CI)融合算法得到了分布式融合估计器。仿真结果表明,所提算法能够有效减小数据丢包和量化对状态估计的影响。

关键词: 分布式滚动时域估计; 预测补偿; 数据量化; 稳定性分析; 协方差交叉(CI)融合
中图分类号: V249.3; TP271.7

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1485-09

计算机和通信技术的日趋成熟促进了网络化系统的快速发展。凭借其结构灵活、可扩展性强、运行成本低等优势,网络化系统被广泛应用于目标跟踪、组网导航、智能交通、工业控制等多个领域^[1-4]。网络化系统在带来诸多便利的同时,也带来了新的问题和挑战:数据通过网络传输时,由于通信故障、网络拥塞等因素的存在,不可避免地会出现丢包现象;由于网络带宽和传感器能量受限,信号在传输前需经过量化处理,由此引入的量化误差会对状态估计的鲁棒性造成较大的影响^[4-6]。另外,考虑状态估计的结构,分布式结构由于采用并行处理的方式,具有运算速度快、带宽要求低、容错性好等特点,更适合应用于网络资源有限的网络化系统^[4]。因此,研究带有随机丢包和数据量化的网络化系统分布式状态估计问题,具有很大的理论意义和工程应用价值。

近年来,众多学者围绕网络化系统的状态估计问题开展了大量的研究工作。文献[7]采用输

入保持策略处理丢包,用最近一次的观测值补偿丢失的测量数据,利用新息分析方法,通过求解 Riccati 方程得到了多丢包系统的最优线性估计器。文献[8]用丢失测量数据的预测值进行丢包补偿,给出了最小方差意义下的最优线性估计器。文献[9]采用文献[8]的丢包补偿方法,研究了基于预测补偿机制的多传感器分布式融合估计,给出了各局部估计器间的互协方差矩阵的递推公式,进而采用最小方差意义下的矩阵加权融合准则得到了全局估计。文献[10]采用对数量化器对观测值进行量化,设计了一种最优状态估计方法,并分析了量化密度和估计精度的关系。文献[11]研究同时存在随机丢包和数据量化的网络化系统滤波问题,设计了 H_∞ 滤波器,并分析量化范围和连续丢包对估计器的影响,给出了误差系统稳定的充分条件。

在实际的网络化系统中,噪声通常是一些能量有限的信源,其方差等统计特性难以准确得到,

收稿日期: 2019-09-11; 录用日期: 2019-12-23; 网络出版时间: 2020-03-13 16:45

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200313.1509.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61701519,61903374)

* 通信作者. E-mail: GRZhao6881@163.com

引用格式: 刘帅, 赵国荣, 曾宾, 等. 数据丢包和量化约束下的分布式滚动时域估计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1485-1493. LIU S, ZHAO G R, ZENG B, et al. Distributed moving horizon estimation under constraints of quantized measurements and packet dropouts [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1485-1493 (in Chinese).

这使得很多现有的状态估计方法不再适用。另外,实际系统普遍存在约束,如运动体的加速度约束、质量约束等,合理利用约束可以有效地提高状态估计的精度。滚动时域估计(Moving Horizon Estimation, MHE)是近年来发展迅速的一种方法,具有显式处理约束、滚动优化、对噪声统计特性无特殊要求等特点^[12-15],在处理丢包和量化问题时具有较大的优势。本文研究基于MHE的网络化系统分布式状态估计,采用预测补偿策略进行丢包补偿,采用对量化器对观测值进行量化,将带有随机量化误差的状态估计问题描述为min-max问题^[16-17],通过最小化最坏情况下的代价函数得到局部估计值;在进行分布式加权融合时,为避免复杂的互协方差矩阵计算过程,采用协方差交叉(Covariance Intersection, CI)融合准则^[18],通过最小化融合估计误差协方差的上界来得到最终的融合估计器。

1 问题描述

考虑如下多传感器系统:

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k w_k \tag{1}$$

$$z_k^j = C_k^j x_k + v_k^j \quad j = 1, 2, \dots, L \tag{2}$$

式中: A_k 、 B_k 、 C_k^j 为系数矩阵; $x_k \in \mathcal{X} \subset \mathbf{R}^n$ 为 k 时刻的状态量; $z_k^j \in \mathbf{R}^{p_j}$ 为 k 时刻传感器 j 的测量值; $w_k \in \mathcal{W} \subset \mathbf{R}^m$ 和 $v_k^j \in \mathcal{V} \subset \mathbf{R}^{p_j}$ 分别为状态噪声和测量噪声; \mathcal{X} 、 \mathcal{W} 、 \mathcal{V}^j 为满足如下条件的凸多面体集:

$$\begin{cases} \mathcal{X} = \{x: \|x\| \leq \eta_x\} \\ \mathcal{W} = \{w: \|w\| \leq \eta_w\} \\ \mathcal{V}^j = \{v: \|v\| \leq \eta_{v_j}\} \end{cases} \tag{3}$$

考虑到有限带宽等网络约束,各传感器的测量数据需要进行量化后再发送给估计器。本文采用对量化器 $q(\cdot)$ 进行数据量化,其定义如下:

$$q(z_k) = \begin{cases} u_i & \frac{u_i}{1+\delta} < z_k < \frac{u_i}{1-\delta} \\ 0 & z_k = 0 \\ -q(-z_k) & z_k < 0 \end{cases} \tag{4}$$

式中: $\delta = (1 - \rho)/(1 + \rho)$, ρ 为量化密度; $u_i = \rho^i u_0$, u_0 为初始量化值。

根据文献[19]的结论,可对上述对数量化器作如下简化:

$$q(z_k) = (I + \Delta_k) z_k \quad \|\Delta_k\| \leq \delta \tag{5}$$

式中: Δ_k 为量化引入的不确定参数。

量化后的数据通过网络传输,不可避免地会出现丢包。丢包现象可以用一个满足 Bernoulli 分布的随机变量 γ_i 来描述, γ_i 具有以下性质:

$$\begin{cases} P(\gamma_i = 1) = E\{\gamma_i = 1\} = \gamma \\ P(\gamma_i = 0) = E\{\gamma_i = 0\} = 1 - \gamma \end{cases} \tag{6}$$

式中: 符号 $P(\cdot)$ 和 $E\{\cdot\}$ 分别表示求概率和均值; $\gamma_i = 1$ 表示数据包正常传输, $\gamma_i = 0$ 表示数据包丢失。

当出现丢包时,采用系统输出的一步预测值进行丢包补偿^[8]。综合考虑丢包和数据量化,可以得到以下观测方程:

$$y_{ilk}^j = \gamma_i^j (I + \Delta_i^j) (C_k^j x_i + v_i^j) + (1 - \gamma_i^j) \hat{z}_{ilk-1}^j \tag{7}$$

式中: \hat{z}_{ilk-1}^j 为 k 时刻对 z_i^j 的丢包补偿,可利用 $k-1$ 时刻的最优估计 \hat{x}_{ilk-1}^{j*} 得到:

$$\begin{cases} \hat{z}_{ilk-1}^j = C_k^j \hat{x}_{ilk-1}^{j*} & k - N \leq i < k \\ \hat{z}_{ilk-1}^j = C_k^j A_{k-1} \hat{x}_{i-1,k-1}^{j*} & i = k \end{cases} \tag{8}$$

注1 实际应用中,在每一时刻,估计器都可通过一定的技术手段判断丢包是否发生,即 γ_i^j 的具体值已知。

注2 \hat{z}_{ilk-1}^j 是随着每个时刻的最优估计而变化的,即 $\hat{x}_{i_1 k_1-1}^{j*} \neq \hat{x}_{i_2 k_2-1}^{j*} \Rightarrow \hat{z}_{i_1 k_1-1}^j \neq \hat{z}_{i_2 k_2-1}^j (k_1 \neq k_2)$ 。下标中的 $k-1$ 表示该补偿项是利用 $k-1$ 时刻的最优估计预测得到的。

采用分布式滚动时域估计(Distributed Moving Horizon Estimation, DMHE)方法进行状态估计,其结构框图如图1所示。

定义符号 $\mu_{k-N,k} = \text{col}(\mu_{k-N}, \dots, \mu_k)$, 在 k 时刻,局部估计器 $j(j=1, \dots, L)$ 利用时域窗口内的 $N+1$ 个观测值组成信息向量 $y_{k-N,k}^j$, 结合状态

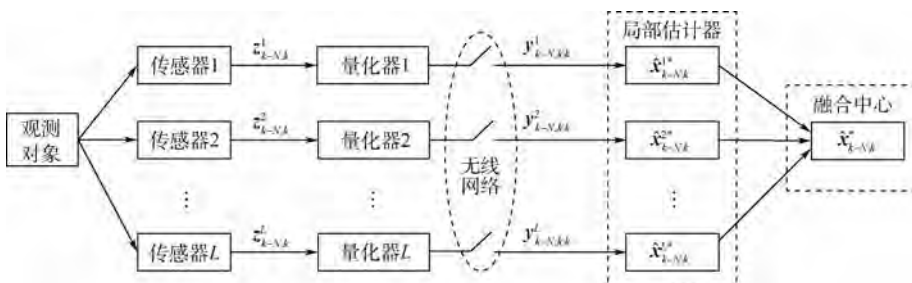


图1 分布式滚动时域估计示意图

Fig.1 Schematic diagram of distributed moving horizon estimation

\mathbf{x}_{k-N} 的预估值 $\bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j$ 构造代价函数,并通过极小化代价函数得到局部的滚动时域最优估计 \mathbf{x}_{k-N+1k}^{j*} ;再将估计值发送到融合中心,通过融合算法得到全局最优估计 \mathbf{x}_{k-N+1k}^* ,进而通过递推算法得到 $\mathbf{x}_{k-N,k+1k}^*$ 。

2 局部估计器

2.1 局部估计器的设计

在局部估计器 $j(j=1, \dots, L)$ 处,利用 $\mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j$ 和 $\bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j$ 构造如下代价函数:

$$J_k^j = \|\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^j - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{M^j}^2 + \sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{i|k}^j - \hat{\mathbf{y}}_{i|k}^j\|_{R^j}^2 \quad (9)$$

式中: M^j, R^j 为需要设计的正定参数矩阵,为了后文表述方便,假设权矩阵为对角阵,即 $M^j = m^j I, R^j = r^j I; \hat{\mathbf{y}}_{i|k}^j$ 由式(10)给出:

$$\hat{\mathbf{y}}_{i|k}^j = (I + \hat{\Delta}_i^j) C_i^j \hat{\mathbf{x}}_{i|k}^j \quad (10)$$

其中: $\hat{\mathbf{x}}_{i|k}^j$ 满足以下递推公式:

$$\hat{\mathbf{x}}_{i+1|k}^j = A_i \hat{\mathbf{x}}_{i|k}^j \quad i = k-N, \dots, k-1 \quad (11)$$

预估值可通过以下方式得到:

$$\bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j = A_{k-N-1} \bar{\mathbf{x}}_{k-N-1|k-1}^j \quad k = N+1, \dots \quad (12)$$

注 3 加权矩阵 M^j, R^j 可结合定理 2 的结论进行离线设计,省去了传统 MHE 算法实时计算到达代价函数的过程,可大大提高解算效率。

结合式(9)~式(11),代价函数可表示为

$J_k^j = J_k^j(\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j, \hat{\Delta}_{k-N,k}^j)$ 。考虑到 J_k^j 中存在不确定参数 $\hat{\Delta}_{k-N,k}^j$,为增强算法的鲁棒性,需考虑 $\hat{\Delta}_{k-N,k}^j$ 影响最严重的情况,即求解以下约束 min-max 问题:

$$\begin{aligned} \min_{\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j} \max_{\hat{\Delta}_{k-N,k}^j} J_k^j(\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j, \hat{\Delta}_{k-N,k}^j) \\ \text{s.t. } \hat{\mathbf{x}}_{i+1|k}^j = A_i \hat{\mathbf{x}}_{i|k}^j \quad i = k-N, \dots, k-1 \end{aligned} \quad (13)$$

为了求解式(13),首先给出以下引理。

引理 1^[20] 考虑鲁棒最小二乘问题:

$$\min_z \max_{\|S\| \leq 1} \left\{ \|z\|_Q^2 + \|(B + \Delta B)z - (D + \Delta D)\|_R^2 \right\} \quad (14)$$

式中: $\Delta B = HSE_b, \Delta D = HSE_d, H, E_b, E_d$ 为确定矩阵; S 为不确定矩阵。

式(14)有唯一的全局最优解:

$$z^* = (\hat{Q} + B^T \hat{R} B)^{-1} (B^T \hat{R} D + \lambda^* E_b^T E_d) \quad (15)$$

式中: $\hat{R} = R + RH(\lambda^* I - H^T R H)^+ H^T R; \hat{Q} = Q + \lambda^* E_b^T E_b; \lambda^*$ 通过式(16)确定:

$$\lambda^* = \arg \min_{\lambda \geq \|H^T R H\|} \left\{ \|z(\lambda)\|_Q^2 + \|Bz(\lambda) - D\|_{R(\lambda)}^2 + \lambda \|E_b z(\lambda) - E_d\|^2 \right\} \quad (16)$$

其中: $R(\lambda) = R + RH(\lambda I - H^T R H)^+ H^T R, z(\lambda) =$

$$(Q(\lambda) + B^T R(\lambda) B)^{-1} (B^T R(\lambda) D + \lambda E_b^T E_d), Q(\lambda) = Q + \lambda E_b^T E_b.$$

在给出本节的主要结论前,定义以下矩阵:

$$\begin{aligned} F_{Nk}^j &= \text{col}(C_{k-N}^j, C_{k-N+1}^j A_{k-N}, C_{k-N}^j \prod_{i=1}^N A_{k-i}), \tilde{\Delta}_{Nk}^j = \\ &= \text{diag}(\tilde{\Delta}_{k-N}^j, \tilde{\Delta}_{k-N+1}^j, \dots, \tilde{\Delta}_k^j), R_{Nk}^j = \text{diag}(\underbrace{R^j \dots R^j}_{N+1}), \\ H_\delta &= \text{diag}(\underbrace{\delta \dots \delta}_{N+1}). \end{aligned}$$

其中: $\tilde{\Delta}_i^j (i = k-N, \dots, k)$

满足 $\tilde{\Delta}_i^j T \tilde{\Delta}_i^j \leq I$ 。

结合上述参数定义,可将 J_k^j 表示为

$$J_k^j(\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j, \tilde{\Delta}_{Nk}^j) = \|\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{M^j}^2 + \|\mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j - (F_{Nk}^j + H_\delta \tilde{\Delta}_{Nk}^j F_{Nk}^j) \hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j\|_{R_{Nk}^j}^2 \quad (17)$$

局部最优估计可通过求解以下 min-max 问题得到:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j = \min_{\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j} \max_{\|\tilde{\Delta}_{Nk}^j\| \leq 1} J_k^j(\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j, \tilde{\Delta}_{Nk}^j) \quad (18)$$

结合引理 1,可得以下结论。

定理 1 给定 $\rho, \gamma, \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j$ 和 $\mathbf{y}_{k-N,k}^j$,优化问题(18)具有以下形式的解析解:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j = (\hat{M}^j + F_{Nk}^{jT} \hat{R}_N^j F_{Nk}^j)^{-1} \cdot (M^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j + F_{Nk}^{jT} \hat{R}_N^j \mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j) \quad (19)$$

式中: $\hat{R}_N^j = R_N^j + R_N^j H_\delta (\lambda^{j*} I - H_\delta^T R_N^j H_\delta)^+ H_\delta^T R_N^j, \hat{M}^j = M^j + \lambda^{j*} F_{Nk}^{jT} F_{Nk}^j, \lambda^{j*}$ 通过式(20)获得:

$$\lambda^{j*} = \arg \min_{\lambda \geq \|H_\delta^T R_N^j H_\delta\|} \left\{ \|F_{Nk}^j z(\lambda) + F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j - \mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j\|_{R_{Nk}^j(\lambda)}^2 + \|z(\lambda)\|_{M^j}^2 + \lambda \|F_{Nk}^j z(\lambda) + F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|^2 \right\} \quad (20)$$

其中: $M^j(\lambda) = M^j + \lambda F_{Nk}^{jT} F_{Nk}^j, R_N^j(\lambda) = R_N^j + R_N^j H_\delta (\lambda I - H_\delta^T R_N^j H_\delta)^+ H_\delta^T R_N^j, z(\lambda) = (M^j(\lambda) + F_{Nk}^{jT} R_N^j(\lambda) F_{Nk}^j)^{-1} \cdot [F_{Nk}^{jT} R_N^j(\lambda) (\mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j - F_{Nk}^{jT} \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j) - \lambda F_{Nk}^{jT} F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j]$ 。

证明 根据式(17), J_k^j 可表示成如下形式:

$$\begin{aligned} J_k^j &= \|\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{M^j}^2 + \\ &= \|(F_{Nk}^j + H_\delta \tilde{\Delta}_{Nk}^j F_{Nk}^j) (\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j) - \\ &= (\mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j - F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j - H_\delta \tilde{\Delta}_{Nk}^j F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j)\|_{R_{Nk}^j}^2 \end{aligned} \quad (21)$$

作变量代换: $z \leftarrow \hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^j - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j, B \leftarrow F_{Nk}^j, D \leftarrow \mathbf{y}_{k-N,k+1k}^j - F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j, H \leftarrow H_\delta, S \leftarrow \tilde{\Delta}_{Nk}^j, E_b \leftarrow F_{Nk}^j, E_d \leftarrow -F_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j, Q \leftarrow M^j, R \leftarrow R_{Nk}^j$, 可将式(21)写成式(14)的形式,根据引理 1,可得定理 1 的结论。

证毕

如果 $\lambda \neq \delta^2 r^j$,则可以精确得到 \hat{R}_N^j 的表达式:

$$\hat{R}_N^j = \frac{\lambda^{j*} r^j}{\lambda^{j*} - \delta^2 r^j} I \quad (22)$$

在每一时刻, λ^{j*} 的在线计算会占用很多时间和处理内存,工程应用中,可采用以下近似处理^[21]:

$$\lambda^{j*} = (1 + \alpha) \delta^2 r^j \quad (23)$$

式中: α 的值可通过离线仿真等方式进行调整。

将式(22)、式(23)代入式(19)可得

$$\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^* = \left[\hat{\mathbf{M}}^j + \frac{(1+\alpha)r^j}{\alpha} \mathbf{F}_{Nk}^T \mathbf{F}_{Nk}^j \right]^{-1} \cdot \left[\mathbf{M}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j + \frac{(1+\alpha)r^j}{\alpha} \mathbf{F}_{Nk}^T \mathbf{y}_{k-N,k|k}^j \right] \quad (24)$$

2.2 局部估计器稳定性分析

本节对2.1节所提算法的稳定性进行分析, 首先作如下假设:

假设1 $\mathcal{X}, \mathcal{W}, \mathcal{Y}^j$ 为紧集。

假设2 系统(1)是二次稳定的, 即 $\exists \mathbf{P} > 0$, s. t. $\mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} < 0$ 。

定义以下变量: $\mathbf{A}_k^j = \text{diag}(\mathbf{I} + \Delta_{k-N}^j, \mathbf{I} + \Delta_{k-N+1}^j, \dots, \mathbf{I} + \Delta_k^j)$, $\mathbf{S}_k^j = \text{diag}(\gamma_{k-N}^j \mathbf{I}, \gamma_{k-N+1}^j \mathbf{I}, \dots, \gamma_k^j \mathbf{I})$, $\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j = \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j$, $\tilde{\mathbf{H}}_{Nk}^j = \mathbf{A}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j$, $c^j = \max_i \|\mathbf{C}_i^j\|^2$, $\mathbf{H}_{Nk}^j =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{C}_{k-N+1}^j \mathbf{B}_{k-N} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_k^j \prod_{i=1}^{N-1} \mathbf{A}_{k-i} \mathbf{B}_{k-N} & \mathbf{C}_k^j \prod_{i=1}^{N-2} \mathbf{A}_{k-i} \mathbf{B}_{k-N+1} & \dots & \mathbf{C}_k^j \mathbf{B}_{k-1} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{S}}_k^j = \text{diag}((1 - \gamma_{k-N}^j) \mathbf{I} \quad (1 - \gamma_{k-N+1}^j) \mathbf{I} \quad \dots \quad (1 - \gamma_k^j) \mathbf{I}), \quad \rho_b = \max_i \|\mathbf{B}_i\|^2, \quad f_{Nk}^j = \|\mathbf{F}_{Nk}^j\|, \quad \tilde{f}_{Nk}^j = \max \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j\|, \quad \tilde{h}_{Nk}^j = \max \|\tilde{\mathbf{H}}_{Nk}^j\|, \quad f_{Nk}^j = \min \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j\|^2, \quad \rho_1 = 3r^j [3(N+1)(1+\delta)^2 \eta_w^2 + (4\tilde{f}_{Nk}^j + f_{Nk}^j) \eta_x^2 + 3N\tilde{h}_{Nk}^j \eta_w^2], \quad \rho_2 = 2r^j [N\tilde{h}_{Nk}^j \eta_w^2 + (N+1)(1+\delta)^2 \eta_w^2 + (f_{Nk}^j + \tilde{f}_{Nk}^j) \eta_x^2], \quad \rho_3 = 2m^j \rho_b \eta_w^2, \quad \rho^j = 2\rho_3 + \rho_1 + \rho_2, \quad d_0^j = \max_{\mathbf{x}_0, \bar{\mathbf{x}}_0 \in \mathcal{X}} \|\mathbf{x}_0 - \bar{\mathbf{x}}_0\|, \quad b_0^j = \frac{1}{\alpha^j} [2m^j (d_0^j)^2 + \rho_1 + \rho_2], \quad \alpha^j = \frac{m^j}{2} + \frac{r^j}{3} \gamma_{Nk}^j, \quad \beta^j = \max_i 4m^j \|\mathbf{A}_{i-N-1}\|^2, \quad a^j = \frac{1}{\alpha^j} \beta^j, \quad b^j = \frac{1}{\alpha^j} \rho^j.$$

定义 k 时刻局部估计器的估计误差为

$$\mathbf{e}_{k-N}^j = \mathbf{x}_{k-N} - \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^* \quad (25)$$

则关于 \mathbf{e}_{k-N}^j 有以下结论。

定理2 对于式(1)和式(7)表示的系统, 如果 $\mathbf{M}^j, \mathbf{R}^j$ 的选取满足以下不等式:

$$a^j = \frac{1}{\alpha^j} \beta^j < 1 \quad (26)$$

则有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\|\mathbf{e}_{k-N}^j\|^2\} \leq \frac{b^j}{1 - a^j} \quad (27)$$

式中: $E\{\|\mathbf{e}_{k-N}^j\|^2\}$ 满足以下不等式:

$$E\{\|\mathbf{e}_{k-N}^j\|^2\} \leq \tilde{e}_{k-N}^j \quad k = N, N+1, \dots \quad (28)$$

其中: \tilde{e}_{k-N}^j 具有如下形式:

$$\begin{cases} \tilde{e}_0^j = b_0^j \\ \tilde{e}_k^j = a^j \tilde{e}_{k-1}^j + b^j \end{cases} \quad (29)$$

证明 由 $\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*$ 的最优性可得, $J_k^* \leq \max_{\hat{\Delta}_{k-N,k}^j} J_k(\mathbf{x}_{k-N,k}, \hat{\Delta}_{k-N,k}^j)$, 即

$$J_k^* \leq \|\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \max_{\hat{\Delta}_{k-N,k}^j} \|\mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j (\mathbf{F}_{Nk}^j \mathbf{x}_{k-N} + \mathbf{H}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{v}_{k-N,k}) + \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j - \hat{\mathbf{A}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{R}_{Nk}^j}^2 \quad (30)$$

根据前文变量的定义及 γ_i^j, Δ_i^j 的性质得

$$J_k^* \leq \|\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \rho_1^j \quad (31)$$

由代价函数的性质得

$$J_k^* = \max_{\hat{\Delta}_{k-N,k}^j} J_k(\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*, \hat{\Delta}_{k-N,k}^j) \geq \|\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^* - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{ik}^j - \tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*}\|_{\mathbf{R}^j}^2 \quad (32)$$

式中: $\tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*} = (\mathbf{I} + \Delta_i^j) \mathbf{C}_i^j \hat{\mathbf{x}}_{ik}^{j*}$; $\sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{ik}^j - \tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*}\|_{\mathbf{R}^j}^2$ 可写成如下矩阵形式:

$$\sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{ik}^j - \tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*}\|_{\mathbf{R}^j}^2 = \|\mathbf{S}_k^j \mathbf{Z}_k^j + \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k-1}^* - \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*\|_{\mathbf{R}_{Nk}^j}^2 \quad (33)$$

其中: $\mathbf{Z}_k^j = (\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{x}_{k-N} + \tilde{\mathbf{H}}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j)$ 。

考虑以下子:

$$\mathbf{S}_k^j \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j (\mathbf{x}_{k-N} - \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*) = (\mathbf{S}_k^j \mathbf{Z}_k^j + \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k-1}^* - \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*) - \mathbf{S}_k^j (\tilde{\mathbf{H}}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j) - \tilde{\mathbf{S}}_k^j (\mathbf{F}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k-1}^* - \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*) \quad (34)$$

结合式(25)、式(33)和式(34)可得

$$\|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 \leq 3 \sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{ik}^j - \tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*}\|_{\mathbf{R}^j}^2 + 6 \|\tilde{\mathbf{H}}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1}\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 + 6 \|\mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 + 6 \|\mathbf{F}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k-1}^* - \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 + 6 \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^*\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 \quad (35)$$

结合前文参数定义可得

$$\sum_{i=k-N}^k \|\mathbf{y}_{ik}^j - \tilde{\mathbf{y}}_{ik}^{j*}\|_{\mathbf{R}^j}^2 \geq \frac{1}{3} \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 - \rho_2^j \quad (36)$$

同理, 对 $\|\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^* - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2$ 项作上述分析可得

$$\|\hat{\mathbf{x}}_{k-N|k}^* - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 \geq \frac{1}{2} \|\mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 - \|\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 \quad (37)$$

联立式(32)、式(36)、式(37)得

$$J_k^* \geq \frac{1}{2} \|\mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \frac{1}{3} \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 - \|\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 - \rho_2^j \quad (38)$$

联立式(31)和式(38)得

$$\frac{1}{2} \|\mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \frac{1}{3} \|\tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j\|_{\mathbf{S}_{k-N}^j \mathbf{R}_{Nk}^j \mathbf{S}_k^j}^2 \leq 2 \|\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j\|_{\mathbf{M}^j}^2 + \rho_1^j + \rho_2^j \quad (39)$$

当 $k > N$ 时,

$$\begin{aligned} & \| \mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 = \\ & \| \mathbf{A}_{k-N-1} \mathbf{e}_{k-N-1}^j + \mathbf{B}_{k-N-1} \mathbf{w}_{k-N-1} \|_{M^j}^2 \leq \\ & 2 \| \mathbf{A}_{k-N-1} \mathbf{e}_{k-N-1}^j \|_{M^j}^2 + \rho_3^j \end{aligned} \quad (40)$$

式(40)代入式(39)得

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 + \frac{1}{3} \| \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{S_k^j R_k^j S_k^j}^2 \leq \\ & 4 \| \mathbf{A}_{k-N-1} \mathbf{e}_{k-N-1}^j \|_{M^j}^2 + \rho^j \end{aligned} \quad (41)$$

式(41)中包含变量 $\gamma_{k-N,k}^j$, 不等号两边求期望得

$$\begin{aligned} & \frac{m^j}{2} E \{ \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \} + \frac{r^j}{3} \gamma E \{ \| \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \} \leq \\ & 4m^j \| \mathbf{A}_{k-N-1} \|^2 E \{ \| \mathbf{e}_{k-N-1}^j \|_{M^j}^2 \} + \rho^j \end{aligned} \quad (42)$$

由 f_{Nk}^j 定义可知, $\| \tilde{\mathbf{F}}_{Nk}^j \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \geq f_{Nk}^j \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2$, 代入式(42)得

$$\begin{aligned} & \left(\frac{m^j}{2} + \frac{r^j}{3} \gamma f_{Nk}^j \right) E \{ \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \} \leq \\ & 4m^j \| \mathbf{A}_{k-N-1} \|^2 E \{ \| \mathbf{e}_{k-N-1}^j \|_{M^j}^2 \} + \rho^j \end{aligned} \quad (43)$$

结合前文的参数定义可得

$$\begin{aligned} & E \{ \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \} \leq a^j E \{ \| \mathbf{e}_{k-N-1}^j \|_{M^j}^2 \} + b^j \end{aligned} \quad (44)$$

当 $k = N$ 时, 由式(39)得

$$\begin{aligned} & E \{ \| \mathbf{e}_0^j \|_{M^j}^2 \} \leq \frac{1}{\alpha^j} [2m^j (d_0^j)^2 + \rho_1^j + \rho_2^j] = b_0^j \end{aligned} \quad (45)$$

式(28)、式(29)得证。

根据式(29), $\tilde{\mathbf{e}}_k^j$ 可写成以下形式:

$$\begin{aligned} & \tilde{\mathbf{e}}_k^j = a^k \tilde{\mathbf{e}}_0^j + b^j \sum_{i=0}^{k-1} (a^i)^i \end{aligned} \quad (46)$$

显然, 如果式(26)成立, 则式(27)成立。

证毕

注 4 根据定理 2, $\lim_{k \rightarrow \infty} E \{ \| \mathbf{e}_{k-N}^j \|_{M^j}^2 \}$ 受 $\Delta_i^j, M^j, R^j, \gamma_i^j$ 等多个变量共同影响。通过合理调节权矩阵 M^j, R^j , 可以有效降低丢包和数据量化对估计性能的影响。

3 分布式融合估计

3.1 局部估计器误差协方差的计算

本节对 2.1 节所提状态估计器的误差协方差进行研究, 首先给出以下引理。

引理 2^[13] 对于满足 $\mathbf{F}\mathbf{F}^T \leq \mathbf{I}$ 的不确定矩阵 \mathbf{F} , 如果常数 ε 满足 $\varepsilon > 0$ 且 $\varepsilon^{-1} \mathbf{I} - \Psi \Sigma \Psi^T > 0$, 则有下式成立:

$$\begin{aligned} & (\Phi + \mathcal{H}\mathbf{F}\Psi) \Sigma (\Phi + \mathcal{H}\mathbf{F}\Psi)^T \leq \\ & \Phi (\Sigma^{-1} - \varepsilon \Psi^T \Psi)^{-1} \Phi^T + \varepsilon^{-1} \mathcal{H}\mathcal{H}^T \end{aligned} \quad (47)$$

式中: Φ, \mathcal{H}, Ψ 为具有适当维数的矩阵; Σ 为正定矩阵。

假设已知 $\bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j$, 将式(24)代入预估值值的递推公式可得

$$\bar{\mathbf{x}}_{k-N+1}^j = \mathbf{A}_{fk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j + \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{y}_{k-N,klk}^j \quad (48)$$

式中: $\mathbf{A}_{fk}^j = \mathbf{A}_{k-N} \left[\hat{\mathbf{M}}^j + \frac{(1+\alpha)r^j}{\alpha} \mathbf{F}_{Nk}^{jT} \mathbf{F}_{Nk}^j \right]^{-1} \mathbf{M}^j$;

$$\mathbf{K}_{fk}^j = \mathbf{A}_{k-N} \left[\hat{\mathbf{M}}^j + \frac{(1+\alpha)r^j}{\alpha} \mathbf{F}_{Nk}^{jT} \mathbf{F}_{Nk}^j \right]^{-1} \frac{(1+\alpha)r^j}{\alpha} \mathbf{F}_{Nk}^{jT}$$

结合前文参数定义, $\mathbf{y}_{k-N,klk}^j$ 可表示成以下形式:

$$\begin{aligned} & \mathbf{y}_{k-N,k}^j = \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \mathbf{x}_{k-N} + \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \\ & \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j + \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j \end{aligned} \quad (49)$$

将式(49)代入式(48), 可得以下预估值公式:

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{x}}_{k-N+1}^j = (\mathbf{A}_{fk}^j + \mathbf{K}_{fk}^j \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j) \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j + \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \mathbf{x}_{k-N} + \\ & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j \end{aligned} \quad (50)$$

定义 $\bar{\mathbf{e}}_{k-N}^j = \mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j$, 可得

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{x}}_{k-N+1}^j = \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j \bar{\mathbf{e}}_{k-N}^j + \\ & (\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j + \mathbf{A}_{fk}^j + \mathbf{K}_{fk}^j \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j) \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j + \\ & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j \end{aligned} \quad (51)$$

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{e}}_{k-N+1}^j = (\mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j) \bar{\mathbf{e}}_{k-N}^j + \\ & (\mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j - \mathbf{A}_{fk}^j - \mathbf{K}_{fk}^j \tilde{\mathbf{S}}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j) \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j - \\ & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \mathbf{w}_{k-N,k-1} + \mathbf{B}_{k-N} \mathbf{w}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{A}_k^j \mathbf{v}_{k-N,k}^j \end{aligned} \quad (52)$$

构造矩阵 $\boldsymbol{\eta}_{k-N}^j = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{e}}_{k-N}^j \\ \bar{\mathbf{x}}_{k-N}^j \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\zeta}_{k-N}^j = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k-N,k-1} \\ \mathbf{v}_{k-N,k}^j \end{bmatrix}$,

由式(51)和式(52)可得

$$\begin{aligned} & \boldsymbol{\eta}_{k-N+1}^j = (\mathbf{A}_m^j + \mathbf{H}_m^j \Delta_{Nk}^j \mathbf{E}_m^j) \boldsymbol{\eta}_{k-N}^j + \\ & (\mathbf{B}_m^j + \mathbf{H}_m^j \Delta_{Nk}^j \mathbf{E}_{bm}^j) \boldsymbol{\zeta}_{k-N}^j \end{aligned} \quad (53)$$

式中: $\mathbf{B}_m^j = \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j + \mathbf{L}_1 & -\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_m^j =$

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{H}_{Nk}^j \end{bmatrix}, \mathbf{E}_m^j = [\mathbf{F}_{Nk}^j \quad \mathbf{F}_{Nk}^j], \mathbf{E}_{bm}^j = [\mathbf{H}_{Nk}^j \quad \mathbf{I}], \\ & \mathbf{A}_m^j = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j & \mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j - \mathbf{A}_{fk}^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{S}_k^j \mathbf{F}_{Nk}^j & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j + \mathbf{A}_{fk}^j \end{bmatrix}, \\ & \mathbf{L}_1 = (\mathbf{B}_{k-N} \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{N-1}) \end{aligned}$$

定义如下变量: $\mathbf{H}_m^j = \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{H}_{Nk}^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{H}_{Nk}^j \end{bmatrix}$, $\bar{\mathbf{B}}_m^j =$

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{H}_{Nk}^j + \mathbf{L}_1 & -\mathbf{K}_{fk}^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{H}_{Nk}^j & \mathbf{K}_{fk}^j \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}}_m^j = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}}_m^j = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j & \mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j - \mathbf{A}_{fk}^j \\ \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j + \mathbf{A}_{fk}^j \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}}_m^j = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k-N} & \mathbf{A}_{k-N} - \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j - \mathbf{A}_{fk}^j \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{fk}^j \mathbf{F}_{Nk}^j + \mathbf{A}_{fk}^j \end{bmatrix} \end{aligned}$$

令 $\boldsymbol{\Sigma}_{k-N}^j = E \{ \boldsymbol{\eta}_{k-N}^j \boldsymbol{\eta}_{k-N}^{jT} \}$,

$\hat{\Sigma}_{k-N}^j$ 表示 Σ_{k-N}^j 的上界, 则 $\hat{\Sigma}_{k-N}^j$ 的递推形式可通过以下定理求出。

定理 3 $\hat{\Sigma}_{k-N}^j$ 具有如下递推形式:

$$\hat{\Sigma}_{k-N+1}^j = \gamma^j \left[\begin{aligned} & \bar{A}_m^j ((\hat{\Sigma}_{k-N}^j)^{-1} - \varepsilon_1^j E_m^j E_m^j) \bar{A}_m^j + \frac{1}{\varepsilon_1^j} \bar{H}_m^j \bar{H}_m^j \\ & \bar{B}_m^j ((\hat{Q}_{k-N}^j)^{-1} - \varepsilon_2^j E_{bm}^j E_{bm}^j) \bar{B}_m^j + \frac{1}{\varepsilon_2^j} \bar{H}_m^j \bar{H}_m^j \end{aligned} \right]^+ + (1 - \gamma^j) [\bar{A}_m^j \hat{\Sigma}_{k-N}^j (\bar{A}_m^j)^T + \bar{B}_m^j \hat{Q}_{k-N}^j (\bar{B}_m^j)^T] \quad (54)$$

式中: ε_1^j 和 ε_2^j 满足以下条件:

$$\varepsilon_1^j > 0, \frac{1}{\varepsilon_1^j} I - E_m^j \hat{\Sigma}_{k-N}^j E_m^j > 0 \quad (55)$$

$$\varepsilon_2^j > 0, \frac{1}{\varepsilon_2^j} I - E_{bm}^j \hat{Q}_{k-N}^j E_{bm}^j > 0 \quad (56)$$

证明 根据式(53), Σ_{k-N+1}^j 可表示如下:

$$\Sigma_{k-N+1}^j = \gamma^j [(\bar{A}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_m^j) \Sigma_{k-N}^j (\bar{A}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_m^j)^T + (\bar{B}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_{bm}^j) \hat{Q}_{k-N}^j (\bar{B}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_{bm}^j)^T] + (1 - \gamma^j) [\bar{A}_m^j \Sigma_{k-N}^j (\bar{A}_m^j)^T + \bar{B}_m^j \hat{Q}_{k-N}^j (\bar{B}_m^j)^T] \quad (57)$$

$$\text{式中: } \hat{Q}_{k-N}^j = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k-N,k-1} \\ \mathbf{v}_{k-N,k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k-N,k-1}^T \\ \mathbf{v}_{k-N,k}^T \end{bmatrix} \right\}$$

由引理 2 可得

$$\begin{aligned} & (\bar{A}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_m^j) \Sigma_{k-N}^j (\bar{A}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_m^j)^T \leq \\ & \bar{A}_m^j ((\Sigma_{k-N}^j)^{-1} - \varepsilon_1^j E_m^j E_m^j)^{-1} \bar{A}_m^j + \frac{1}{\varepsilon_1^j} \bar{H}_m^j \bar{H}_m^j \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} & (\bar{B}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_{bm}^j) \hat{Q}_{k-N}^j (\bar{B}_m^j + \bar{H}_m^j \bar{\Delta}_{Nk}^j E_{bm}^j)^T \leq \\ & \bar{B}_m^j ((\hat{Q}_{k-N}^j)^{-1} - \varepsilon_2^j E_{bm}^j E_{bm}^j)^{-1} \bar{B}_m^j + \frac{1}{\varepsilon_2^j} \bar{H}_m^j \bar{H}_m^j \end{aligned} \quad (59)$$

联立式(58)和式(59)可得定理 3 的结论。

证毕

定义以下变量: $\bar{P}_{k-N+1}^j = E\{(\mathbf{x}_{k-N+1} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N+1})(\mathbf{x}_{k-N} - \bar{\mathbf{x}}_{k-N})^T\}$, $\mathbf{P}_{k-N+1}^j = E\{(\mathbf{x}_{k-N} - \hat{\mathbf{x}}_{k-N+1}^*)(\mathbf{x}_{k-N} - \hat{\mathbf{x}}_{k-N+1}^*)^T\}$, 并用 \hat{P}_{k-N+1}^j 和 \hat{P}_{k-N+1k}^j 分别表示 \bar{P}_{k-N+1}^j 和 \mathbf{P}_{k-N+1k}^j 的上界, 则有以下结论:

$$\hat{P}_{k-N+1}^j = [I \ 0] \hat{\Sigma}_{k-N+1}^j [I \ 0]^T \quad (60)$$

$$\hat{P}_{k-N+1k}^j = A_{k-N}^{-1} (\hat{P}_{k-N+1}^j - B_{k-N} Q_w B_{k-N}^T) A_{k-N} \quad (61)$$

3.2 CI 融合估计器

在时刻 k , 融合中心利用局部估计值 $\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^{j*}$ 和

估计误差协方差上界 \hat{P}_{k-N+1k}^j 进行 CI 融合, 得到融合滤波器。

$$\hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^{j*} = \hat{P}_{k-N+1k}^j \sum_{j=1}^L w_k^j (\hat{P}_{k-N+1k}^j)^{-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-N+1k}^{j*} \quad (62)$$

$$(\hat{P}_{k-N+1k}^j)^{-1} = \sum_{j=1}^L w_k^j (\hat{P}_{k-N+1k}^j)^{-1} \quad (63)$$

式中: $0 \leq w_k^j \leq 1$, $\sum_{j=1}^L w_k^j = 1$, w_k^j 可通过以下式子得到:

$$\min_{\substack{w_k^j \in [0,1], \\ \sum_{j=1}^L w_k^j = 1}} \text{tr} \{ \hat{P}_{k-N+1k}^j \} \quad (64)$$

4 仿真分析

考虑以下目标跟踪系统:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} I_3 & TI_3 \\ \mathbf{0}_3 & I_3 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} 0.5T^2 I_3 \\ TI_3 \end{bmatrix} \mathbf{w}_k \quad (65)$$

$$\begin{cases} \mathbf{z}_k^1 = [0.5 & 1 & 0 & 0.5 & 1 & 0] \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k^1 \\ \mathbf{z}_k^2 = [1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1] \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k^2 \end{cases} \quad (66)$$

式中: T 为采样周期, 仿真中取 $T = 0.1$ 。初始状态 $\mathbf{x}_0 = [10 \ 10 \ 10 \ -2 \ -2 \ -2]^T$ 。

定义截断正态分布的概率密度函数为

$$\mathcal{N}_T(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{m}}, \bar{\mathbf{C}}, \bar{\mathbf{S}}) = \begin{cases} \frac{\mathcal{N}(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{m}}, \bar{\mathbf{C}})}{\int_{\bar{\mathbf{S}}} \mathcal{N}(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{m}}, \bar{\mathbf{C}}) dx} & \mathbf{x} \in \bar{\mathbf{S}} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (67)$$

式中: $\mathcal{N}(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{m}}, \bar{\mathbf{C}})$ 为正态分布的概率密度函数, $\bar{\mathbf{m}}$ 和 $\bar{\mathbf{C}}$ 分别为变量的均值和方差; $\bar{\mathbf{S}}$ 为变量方差界限的集合。

\mathbf{w}_k , \mathbf{v}_k^1 和 \mathbf{v}_k^2 为相互独立的随机变量, 概率密度函数分别为

$$\mathcal{N}_T(\mathbf{w}_t; \mathbf{0}_{3 \times 1}, \sigma_w^2 I_3, [-\sigma_w I_3, \sigma_w I_3]^2) \quad (68)$$

$$\mathcal{N}_T(\mathbf{v}_t^1; \mathbf{0}, (\sigma_v^1)^2, [-\sigma_v^1, \sigma_v^1]^2) \quad (69)$$

$$\mathcal{N}_T(\mathbf{v}_t^2; \mathbf{0}, (\sigma_v^2)^2, [-\sigma_v^2, \sigma_v^2]^2) \quad (70)$$

式中: $\sigma_w = 0.5$, $\sigma_v^1 = 0.6$, $\sigma_v^2 = 0.7$ 。

4.1 局部估计器性能验证

以局部估计器 1 为例, 根据式(26)选取加权矩阵 $\mathbf{M} = \mathbf{I}$, $\mathbf{R} = 10\mathbf{I}$, 采用式(5)所示的对数量化器, 分别取 ρ 为 0.5、0.8、0.9 和 1, 研究量化密度对局部估计器的影响。除量化密度外, 4 种情况下的丢包概率、噪声统计特性、系统初始状态取值相同。实验中, 设定丢包率 $\gamma^1 = 0.8$, 系统过程噪声和量测噪声分别满足式(68)、式(69)所示的概率密度函数, 初始状态 $\mathbf{x}_0 = [10 \ 10 \ 10 \ -2 \ -2 \ -2]^T$ 。进行 100 次蒙特卡罗仿真, 并计算

状态估计的均方根误差(Root Mean Square Errors, RMSE),结果如图 2 所示。与量化密度为 1(无量化)时相比,量化密度为 0.9 和 0.8 时, RMSE 值增加并不明显,说明估计算法对量化误差具有较好的处理效果。量化密度为 0.5 时, RMSE 值明显增大,且 RMSE 曲线波动较大,说明算法对量化误差的处理能力有一定的限度。实际应用中,仍需要通过优化网络协议和增加带宽等手段来控制量化误差。

取丢包率为 0.8,量化密度为 0.9,研究补偿策略对局部估计器性能的影响。图 3 给出了基于预测补偿策略和输入保持策略^[22]的估计算法的性能曲线。显然,基于预测补偿策略的算法具有更好的效果。

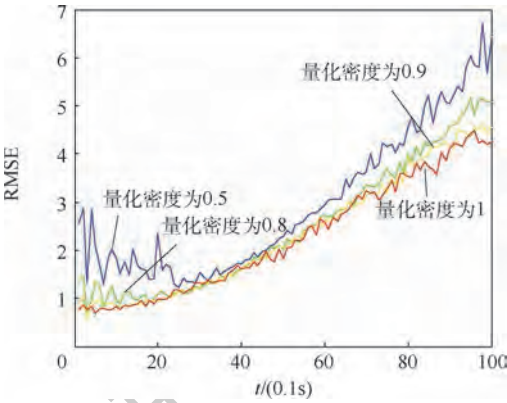


图 2 量化密度对局部估计器的影响

Fig. 2 Influence of quantification density on local estimator

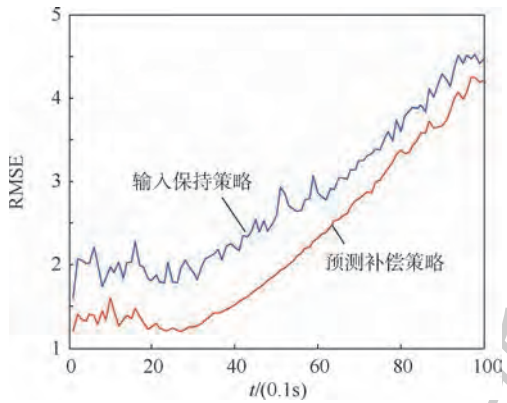


图 3 补偿策略对局部估计器的影响

Fig. 3 Influence of compensation strategy on local estimator

4.2 分布式 MHE 性能验证

设定丢包率 $\gamma^1 = \gamma^2 = 0.8$, 量化密度 $\rho = 0.9$, 初始方差 $\hat{\Sigma}_0^1 = \hat{\Sigma}_0^2 = 0.25I_{12}$ 。进行 100 次蒙特卡罗仿真,并计算 RMSE 来验证算法的性能。图 4 对比了各局部估计器与融合估计器的性能,显然,融合估计器性能优于局部估计器。图 5 将分布式 MHE 与卡尔曼滤波和集中式 MHE 的性能进行了

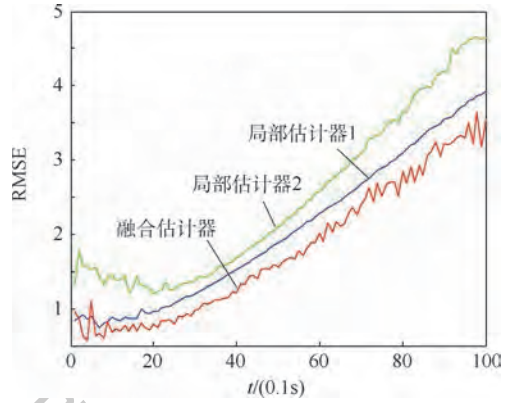


图 4 局部估计器与融合估计器性能对比

Fig. 4 Comparison of performance of local estimators and fusion estimator

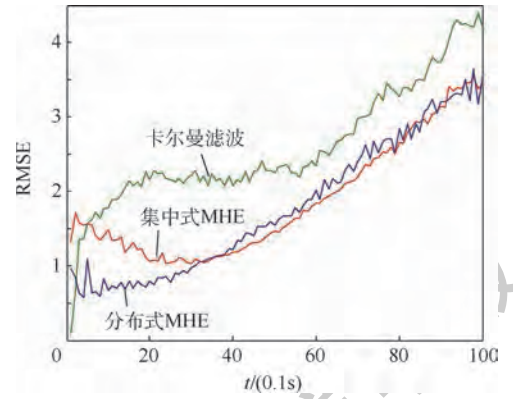


图 5 不同估计算法性能对比

Fig. 5 Comparison of performance among different estimation algorithms

对比。可以看出,分布式 MHE 算法的性能优于卡尔曼滤波算法,与集中式 MHE 算法差别不大。在估计精度变化不大的前提下,分布式 MHE 算法在计算量,故障隔离等方面比集中式 MHE 算法有明显优势,因此,分布式 MHE 算法具有较大的应用前景。

5 结 论

1) 设计了丢包和量化影响下的局部估计器,采用预测补偿机制处理丢包,并考虑量化误差最严重的情况,通过求解固定时域内的 min-max 问题得到滚动时域估计器。仿真结果表明,该估计器能有效处理丢包和数据量化对状态估计造成的影响。

2) 分析局部估计器的稳定性,得到了局部估计误差范数平方期望收敛的充分条件。结合这一充分条件可以对滚动时域估计中的加权矩阵进行离线设计,省去了传统 MHE 算法实时计算到达代价函数的过程,提高了解算效率。

3) 推导了基于滚动时域算法的局部估计器误差协方差矩阵上界的递推形式,并在此基础上采用协方差交叉融合算法得到了分布式融合估计器,该分布式估计器的估计效果明显优于各局部估计器。

参考文献 (References)

- [1] ZHANG D, SHI P, WANG Q G, et al. Analysis and synthesis of networked control systems: A survey of recent advances and challenges[J]. ISA Transactions, 2017, 66: 376-392.
- [2] LIANG X, XU J J. Control for networked control systems with remote and local controllers over unreliable communication channel[J]. Automatica, 2018, 98: 86-94.
- [3] GAO C, ZHAO G R, LU J H, et al. Decentralized moving-horizon state estimation for a class of networked spatial-navigation systems with random parametric uncertainties and communication link failures[J]. IET Control Theory and Applications, 2015, 9(18): 2666-2677.
- [4] SUN S L, LIN H L, MA J, et al. Multi-sensor distributed fusion estimation with applications in networked systems: A review paper[J]. Information Fusion, 2017, 38: 122-134.
- [5] HU J, WANG Z D, CHEN D Y, et al. Estimation, filtering and fusion for networked systems with network-induced phenomena: New progress and prospects[J]. Information Fusion, 2016, 31: 65-75.
- [6] MONTESTRUQUE L A, ANTSAKLIS P J. Static and dynamic quantization in mode based networked control systems[J]. International Journal of Control, 2007, 80(1): 87-101.
- [7] SUN S L, XIE L H, XIAO W D, et al. Optimal linear estimation for systems with multiple packet dropouts[J]. Automatica, 2008, 44(5): 1333-1342.
- [8] SUN S L, TIAN T, LIN H L. Optimal linear estimators for systems with finite-step correlated noises and packet dropout compensations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(21): 5672-5681.
- [9] DING J, SUN S L, MA J, et al. Fusion estimation for multi-sensor networked systems with packet loss compensation[J]. Information Fusion, 2019, 45: 138-149.
- [10] FU M Y, CARLOS E. State estimation for linear discrete-time systems using quantized measurements[J]. Automatica, 2009, 45(12): 2937-2945.
- [11] CHE W W, WANG J L, YANG G H. Quantised H_∞ filtering for networked systems with random sensor packet losses[J]. IET Control Theory and Applications, 2010, 4(8): 1339-1352.
- [12] RAO C V, RAWLINGS J B, LEE J H. Constrained linear state estimation—a moving horizon approach[J]. Automatica, 2001, 37(10): 1619-1628.
- [13] 赵海艳. 时域约束系统的滚动时域估计方法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2007.
- ZHAO H Y. Study on moving horizon estimation for time-domain constrained system[D]. Changchun: Jilin University, 2007 (in Chinese).
- [14] LIU A D, YU L, ZHANG W A. Moving horizon estimation for networked systems with multiple packed dropouts[J]. Journal of Process Control, 2012, 22(9): 1593-1608.
- [15] FARINA M, TRECATE G F, SCATTOLINI R. Distributed moving horizon estimation for linear constrained systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 55(11): 2462-2475.
- [16] 谢澜涛, 谢磊, 苏宏业. 不确定系统的鲁棒与随机模型预测控制算法比较研究[J]. 自动化学报, 2017, 43(6): 969-992.
- XIE L T, XIE L, SU H Y. A comparative study on algorithms of robust and stochastic MPC for uncertain systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2017, 43(6): 969-992 (in Chinese).
- [17] ALESSANDRI A, BAGLIETTO M, BATTISTELLI G. Min-max moving-horizon estimation for uncertain discrete-time linear systems[J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 2012, 50(3): 1439-1465.
- [18] DENG Z L, ZHANG P, QI W J, et al. Sequential covariance intersection fusion Kalman filter[J]. Information Sciences, 2012, 189: 293-309.
- [19] FU M Y, XIE L H. The sector bound approach to quantized feedback control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(11): 1698-1711.
- [20] SAYED A H, NASCIMENTO V H, CIPPARRONE F A M. A regularized robust design criterion for uncertain data[J]. SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, 2002, 23(4): 1120-1142.
- [21] SAYED A H. A framework for state-space estimation with uncertain models[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2001, 46(7): 998-1013.
- [22] LIU A D, YU L, ZHANG W A. Moving horizon estimation for networked systems with quantized measurements and packet dropouts[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(7): 1823-1834.

作者简介:

刘帅 男, 博士研究生。主要研究方向: 飞行器综合导航。

赵国荣 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 飞行器导航与控制。

Distributed moving horizon estimation under constraints of quantized measurements and packet dropouts

LIU Shuai¹, ZHAO Guorong^{1,*}, ZENG Bin², GAO Chao¹

(1. Coastal Defence Academy, Naval Aviation University, Yantai 264001, China;

2. The Chinese People's Liberation Army 92095 Troop, Taizhou 318000, China)

Abstract: Aimed at the problem of network constraint, distributed state estimation for networked systems with packet dropouts and quantized measurements is studied. A group of Bernoulli distributed random variables is employed to describe the phenomenon of packet dropouts, and a prediction compensation mechanism is applied to compensate the packet dropouts. Quantized errors introduced by data quantification are described as parameter uncertainty in the observation equation, and the local estimator is obtained by solving a min-max problem in fixed time domain. The stability of the local estimator is studied, and a sufficient condition for the convergence of the expectation of the square norm of estimation error is obtained. For each local estimator, the recursive formula of the upper bound of the error covariance is derived, based on which a distributed fusion estimator is presented by using the Covariance Intersection (CI) fusion algorithm. The simulation results show that the proposed algorithm can effectively reduce the influence of packet dropouts and quantization on state estimation.

Keywords: distributed moving horizon estimation; prediction compensation; data quantification; stability analysis; Covariance Intersection (CI) fusion

Received: 2019-09-11; **Accepted:** 2019-12-23; **Published online:** 2020-03-13 16:45

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200313.1509.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61701519,61903374)

* **Corresponding author.** E-mail: GRZhao6881@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0518

应用于智能芯片的可视化反馈系统研究



李欣致¹, 董胜波^{1,*}, 崔向阳², 刘志哲¹, 郭广浩¹

(1. 北京遥感设备研究所, 北京 100854; 2. 航天科工网络信息发展有限公司, 北京 100048)

摘 要: 当前, 市场上普遍使用的负责推理的终端人工智能(AI)芯片使用训练好的参数对数据进行快速高效运算。但在通常训练过程中使用的数据集和真实数据的分布不一致, 由此获得的参数会导致终端 AI 芯片识别准确度降低。为此, 提出了一种基于终端 AI 芯片的可视化反馈系统架构方法。使用反卷积特征可视化方法, 在具有高效计算性能的终端 AI 芯片上, 对卷积核参数进行迭代优化, 达到可识别该图像目的。相比于 CPU/GPU 和 FPGA, 所提架构在卷积神经网络模型里, 更具有高效处理能力和灵活可塑性。实验表明, 该研究有效提高了终端 AI 芯片的普适性、识别准确度和处理效率。

关键词: 深度学习; 终端人工智能(AI)芯片; 卷积层可视化; 卷积核参数优化; 小样本

中图分类号: TP183

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1494-09

近年以来科学研究和市场表明, 深度学习(Deep Learning, DL)^[1] 不仅在传统的语音识别、图像识别、搜索/推荐引擎、计算广告等领域证明了其划时代的价值, 也引爆了整个人工智能(Artificial Intelligence, AI)生态向更大的领域延伸。深度学习是机器学习(Machine Learning, ML)领域中一个重要研究方向。深度卷积网络现已成为大规模图像识别的首选框架。由于深度学习的训练(Training)和推断(Inference)均需要大量的计算, AI界正在面临前所未有的计算能力挑战。传统的 CPU 处理器虽然具有强大的控制能力和通用性来处理不同的数据类型, 但其需要逻辑判断、分支跳转以及中断等操作作为支撑, 内部结构复杂且运算单元相对较少, 不适合大规模并行数据运算, 采用 CPU 处理器实现深度学习算法不能满足算法实时性要求。相比与 CPU, GPU^[2] 具有大量运算单元, 专门执行复杂的数学运算, 对象为类型统一且无依赖的大规模数据。但是 GPU 没有专

门实现神经元单元的电路, 使用单个 GPU 或者集成多个 GPU 并行工作的处理效率均低于具有同等硬件资源的定制硬件加速电路。与 GPU 和 CPU 相比, FPGA^[3] 性能更高、能耗更低, 可采用 FPGA 实现定制深度学习硬件加速电路。但是 FPGA 作为“万能芯片”, 需要预先布置大量门阵列以满足用户需求, 以面积换速度, 使用大量的门电路阵列, 消耗更多 FPGA 内核资源; 且 FPGA 缺少内存和控制器带来的存储和读取操作, 虽然速度得到提升, 但是运算量受到限制, 进而制约了其性能。

AI^[4] 芯片从广义上定义为能够运行 AI 算法的芯片。AI 芯片作为推动 AI 技术不断进步的硬件基础, 随着市场需求的不断增长, 各个领域不断涌现出针对智能应用的新颖设计算法和创新的架构体系。

从现有的市场应用场景角度分析, AI 芯片目前主要分为两大方向: 一个由数据驱动的云端芯片; 另一个是供消费者终端使用的终端芯片。从

收稿日期: 2019-09-24; 录用日期: 2020-02-21; 网络出版时间: 2020-03-04 10:01

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200304.0903.001.html

* 通信作者。E-mail: shbdong@aliyun.com

引用格式: 李欣致, 董胜波, 崔向阳, 等. 应用于智能芯片的可视化反馈系统研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1494-1502. LI X Z, DONG S B, CUI X Y, et al. Visual feedback system applied to AI chips[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1494-1502 (in Chinese).

功能角度分析, AI 芯片主要完成训练和推理 2 个任务。目前, AI 芯片的主要应用场景集中在云端和终端。云端 AI 芯片同时具备训练和推理 2 个功能。训练主要功能是对网络模型采用大量标注好的数据样本进行训练, 得到网络参数, 该过程对计算的性能和处理精度有极高的要求, 且需要一定的通用性以保证能够完成多样的学习任务; 推理主要功能是使用训练过程中建立的网络模型对新的数据集进行识别或分类, 没有反向传播 (Back Propagation, BP)^[5] 功能。相对于云端 AI 芯片, 在计算精度、处理性能和通用性方面, 终端 AI 芯片要求较低。但是, 在用户体验方面, 终端 AI 芯片需要不断优化, 因为终端 AI 芯片是直接将推理结果反馈给用户。目前训练和推理功能主要由云端 AI 芯片完成。但随着技术发展和需求改变, 市场应用开始逐步向终端 AI 芯片转移。现有需要具备推理能力设备的主流场景包括智能手机 (Smartphone, SP)、高级驾驶辅助系统 (Advanced Driving Assistant System, ADAS)^[6]、计算机视觉设备 (Computer Vision, CV)^[7]、虚拟现实设备 (Virtual Reality, VR)^[8]、语音交互设备 (Voice User Device, VUD) 以及机器人 (Robot)。

目前, 大部分终端 AI 芯片的性能都依赖于在芯片外前期训练过程中的大样本数据库, 优质的大数据量对终端 AI 芯片处理能力起着决定性的作用, 且所使用的每一层的参数均在训练过程中产生。当样本量有限时, 存在训练时使用的实验样本和真实数据的分布差异大, 导致推理的识别率降低。如何在小样本背景下, 基于高实时性、低功耗的深度学习终端 AI 芯片框架, 对神经网络参数进行局部优化以提高用户体验, 提高终端普适性和准确率是本文研究的重点。

本文针对上述问题, 在样本有限情况下, 对仅有推理的终端 AI 芯片进行了研究。使用反卷积特征可视化方法定位识别错误样本的卷积层 (Convolutional Layer), 根据高层不变性特征调整局部特征点的相关网络层参数, 利用终端 AI 芯片高性能处理能力, 对神经网络模型参数进行快速迭代反馈优化, 以提高识别准确度。本文使用 Kaggle 数据集进行实验测试, 搭建了 5 种常用深度学习模型。从实验结果可以得到, 可视化反馈 AI 芯片能够在不重新训练数据情况下优化网络模型参数, 有效提高了终端 AI 芯片的普适性和识别准确度。在此基础上, 本文还提出了一种基于 AI 芯片的可视化反馈 AI 处理器设计架构, 该设计架构的处理效率显著, 明显优于 CPU、GPU 和 FPGA。

1 基本理论和技术

可视化卷积神经网络 (Convolutional Neural Networks, CNN)^[9] 模型是对 CNN 卷积核的探索解释, 这里的可视化是指可视化 CNN 模型中的卷积层。CNN 算法基于多层感知机 (Multilayer Perceptron, MLP)^[10], 并在此引入了 2 个重要的运算: 卷积和池化。在 CNN 基础上发展了很多高效的深度学习算法, 如 AlexNet^[11]、VGGNet^[12]、GoogleNet^[13]、ResNet^[14]、SeNet^[15] 和 YOLOv3^[16] 等网络结构。可视化算法根据网络模型可分为两大类: 一类是基于非监督模型可视化, 这类方法不需要 BP 算法, 是对卷积层进行可视化, 该类方法直接将图片在已有模型中进行一次前向传播, 对某个卷积核响应最大的中间结果进行可视化; 另一类方法是基于监督模型可视化, 根据 BP 结果, 对分类模型或图像特定类显示可视化, 以达到优化图像作用。

只具有推理功能的终端 AI 芯片不具备 BP 算法, 无法直接优化深度卷积网络的模型参数。本文采用基于非监督模型可视化算法, 对特征层进行反卷积处理, 对导致识别错误的卷积核进行局部调整参数, 替代 BP 功能, 达到优化模型, 进而识别该类图像目的。

非监督可视算法以 ZFNet^[17] 提出的反卷积算法为代表。2014 年, CNN 可视化开山之作^[14] 首次系统化地对 AlexNet 进行了可视化, 并根据可视化结果改进了 AlexNet。文献[14]提出了一种新的可视化技术, 揭示了模型中任意层的特征层与输入之间的响应关系, 应用于非监督模型。该文献使用了反卷积网络处理方法, 将激活值反向处理映射回输入层像素空间, 通过这种方式可以展示出每一层对特征映射图 (Feature Map) 中对于一个给定激活值的影响。一个反卷积网络 (Deconvolutional Network, deconvnet)^[18] 可以被看成是一个卷积网络模型, 这个模型同样有卷积处理的组件 (池化和激活), 只是采用了相反的过程, 将特征信息反向映射回像素层。

反卷积可视化处理流程如图 1 所示。反卷积可视化处理目的是用以验证神经网络各个层所提取到的特征信息。以各层处理后得到的特征图结果作为输入, 对特征图结果进行反卷积处理, 映射到像素层, 得到该层结果。为检验一个给定 CNN 的激活, 本文就将该激活的特征层后接一个反卷积网络, 然后进行反池化、反激活、反卷积处理。重复上述过程直到原始输入层。

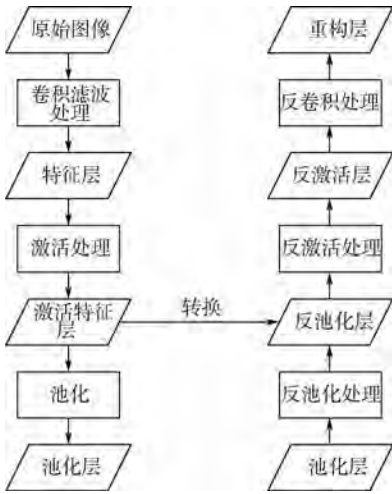


图1 反卷积可视化处理流程

Fig. 1 Deconvolution visualization process flow

1) 反池化 (Unpooling)

在卷积神经网络中, max-pooling 操作过程不可逆, 但可以通过一系列 switch 变量来记录池化过程中最大激活值的坐标位置。反池化是近似处理, 只记录池化过程中最大激活值所在的位置坐标信息, 其余位置值设置为 0。

2) 反激活 (Rectification)

反激活处理过程采用了和激活过程一致的 ReLU 函数。这是由于 CNN 使用 ReLU 以确保每层输出的激活值都是正数, 因此反向过程的输出特征图也需要为正值, 说明激活过程和反激活过程没有差别, 同样采用了 ReLU 函数。

3) 反卷积 (Filtering)

卷积过程使用学习到的过滤器对特征映射图进行卷积, 为近似反转这个过程, 反卷积使用该卷积核的转置来进行卷积操作。

该方法被用于可视化非监督深度体系结构, 结合目前的无训练的终端 AI 芯片易于实现。反激活和反卷积算法可直接使用 AI 芯片的激活和卷积功能, 反池化算法对整体可视化过程影响较小, 暂不设计进芯片。其中, 反卷积需要卷积核转置完成, 在硬件 AI 芯片处理时可以先使用软件对图像进行转置处理, 然后调用芯片的卷积功能完成反卷积运算。

反卷积可视化反馈系统可在具有卷积神经网络结构的终端 AI 芯片上实现, 无需修改硬件架构, 可有效增加终端 AI 芯片的适用性。

CNN 是深度学习代表算法之一, 包含卷积计算且具有深度结构的前馈神经网络。卷积神经网络包括卷积层 (Convolutional Layer) 和池化层 (Pooling Layer)。如图 2 所示, 卷积网络通常有一个输入层, 多个卷积和池化层, 一个或 2 个全连接

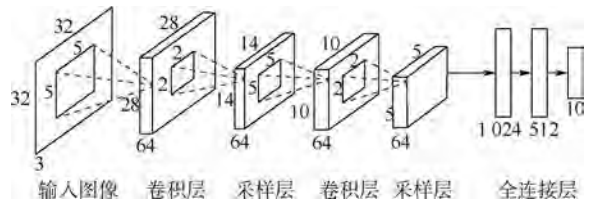


图2 卷积神经网络结构

Fig. 2 Convolutional neural network structure

层, 和一个输出层的结构组成。笔者将整个结构分为两部分理解: 输入层和卷积池化层为特征表示器, 全连接层和输出层可以看作一个分类器。例如输入一只狗的图像, 特征表示器将图像的原像素映射为眼睛、耳朵、鼻子、毛发等高级特征, 再使用分类器对高级特征进行分类。主要处理流程如图 2 所示。

2 可视化 AI 芯片研究方法

2.1 基于深度学习可视化参数局部优化

AI 系统通常涉及训练和推理 2 个过程: 训练过程通常需要大量标签样本数据作为输入训练出复杂的深度神经网络模型, 并通过反向传播来不断优化网络参数, 以最小化推理过程误差; 推理过程是使用训练好的网络模型, 对新的数据进行“推断”, 如交通监控设备通过后台的神经网络模型, 判断行驶车辆是否是可疑车辆。虽然推理过程运算量小于训练过程, 但仍设计大量计算。

如图 3 所示, 根据应用场景, 现有芯片主要分为两大类: 第 1 类是同时具有训练和推理的云端芯片, 第 2 类是只具有推理功能的终端芯片。随着 AI 应用的普及且需求量大, 带有轻量级训练的终端芯片是必然的发展趋势。



图3 AI 芯片云端和终端区别

Fig. 3 Difference between AI chip cloud and terminal

AI 的发展高度依赖海量数据,优质的大数据量数据库对终端芯片处理能力起着决定性的作用,且所使用的每一层的参数均在训练过程中产生。但在很多应用的特定场景下无法获取大量可用数据,比如航拍目标基地、遥感卫星获取舰船、心脑血管堵塞医学影像等。如何在只有某类小样本情况下,通过在终端芯片上进行反馈参数优化以提高用户体验是本文研究的重点。本文针对上述问题,对仅有推理的终端芯片提出一套解决方案。

不可训练的离线终端 AI 芯片没有 BP 功能,无法对神经网络参数进行直接优化调整。在小样本情况下,存在训练过程中缺失,但在推理中出现的样本。此时,使用训练过程得到的参数,在仅有推理的离线终端 AI 芯片判断出错的可能性很大。对于这种问题,目前没有更好的算法可以解决。那么,是否可以通过人工协助处理,对神经网络参数进行优化,以提高系统的分类准确度?

本文对此进行探索,并提出一种解决方案:利用基于非监督模型可视化算法,对深度学习每层卷积图层进行反卷积可视化处理,人工辅助定位误差样本,对影响结果最大的相关网络层进行参数调整,从而对神经网络进行优化处理,到达提高分类准确度目的。算法实现流程如图 4 所示,主要步骤如下:

步骤 1 终端芯片卷积、激活、池化处理。

如图 5 所示,使用有推理离线终端 AI 芯片对图像进行深度卷积、激活和池化处理,获得所有深度下的卷积层、激活层和池化层。

步骤 2 反卷积层可视化。

如图 6 所示,对每一层卷积层进行反卷积处理,通反激活和反卷积,得到每一层反卷积层,对卷积层进行可视化处理。其中,反激活函数使用原 ReLU 算法,可直接使用芯片完成相关操作;反卷积是将原二维卷积核进行了转置,可以先对图像进行转置,然后在现有芯片上实现处理。芯片没有反池化功能,经试验该功能影响较小,只进行反激活和反卷积处理。

步骤 3 人工协助调整参数优化。

当样本量有限,终端 AI 芯片无法准确识别出目标时,需要对卷积核进行参数调整处理。提取该卷积层对应参数,根据特征的几何不变性和光度不变性以及尺度无关特性对卷积核参数进行反复迭代调整。根据 ZFNet^[17]分析可知,以 AlexNet 为例,该网络结构有 5 层卷积层,神经网络从第 1、2 层卷积层会学习到图像的一些基本特征信息,包括颜色、线条、边缘等;第 3 层卷积层开始能

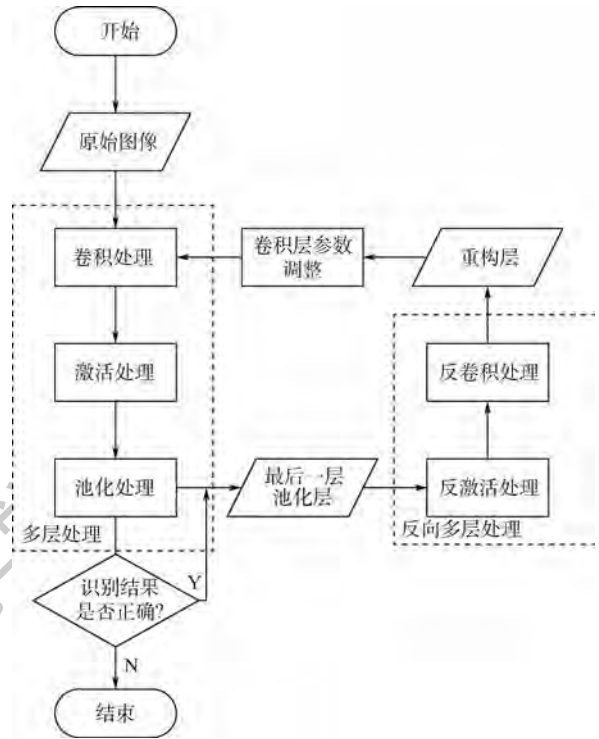
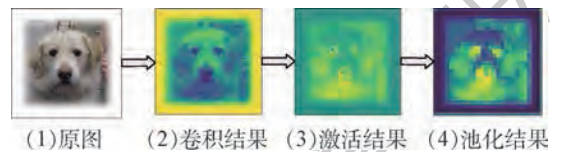


图 4 算法实现流程图

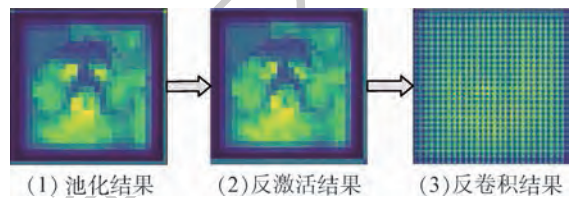
Fig. 4 Algorithm implementation flow chart



(1)原图 (2)卷积结果 (3)激活结果 (4)池化结果

图 5 对图像进行快速卷积、激活和池化处理

Fig. 5 Fast convolution, activation and pooling process of image



(1)池化结果 (2)反激活结果 (3)反卷积结果

图 6 对图像进行反激活和反卷积处理

Fig. 6 Deactivate and deconvolve process of image

够学习到更为丰富的纹理特征;第 4、5 层学到的是具有辨别性的关键特征。所以,通常卷积网络的后几层卷积层提取出的是关键特征。由于没有 BP 功能,无法确定卷积核参数变化方向,但可以通过人工辅助,先随机大幅度调参,根据反卷积可视化结果确认趋势后,再自动进行小幅度调参。例如卷积核是 11×11 大小,有 121 个数值,先随机 100 组对 121 个数值进行 ± 0.1 ,通过可视化反卷积层对图像进行判断,确认变化趋势后,选出 5 组进行局部自动调参,以 0.01 或 -0.01 进行调整,利用硬件快速计算优势多轮迭代,直到识别出正确结果为止。且通过可视化反卷积图像,提供可视化反卷积层和对应的每一层参数,定位影响

结果最大的卷积层。

综上,该方法通过对卷积层进行可视化,人为辅助调整卷积核参数,在一定情况下可达到参数优化效果,见图7,0~250为像素值。但由于没有BP功能,无法对误差进行逆向传播,可能会导致

调整后权值仅适用于该张图像,但在其他图像中会仍出现识别错误问题。这是后面需要解决的技术难点,如使用可训练的终端AI芯片,或软件算法先对问题样本同类特征点进行分类,进行人工辅助类样本扩充。

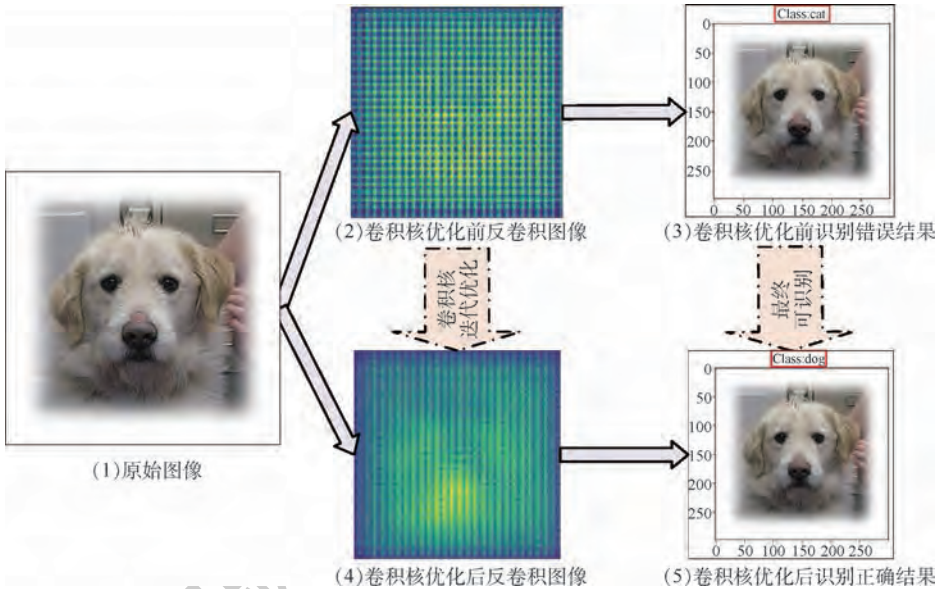


图7 卷积核优化前后反卷积图像和识别结果

Fig. 7 Deconvolution image and recognition results before and after convolution kernel optimization

2.2 基于AI芯片的可视化AI反馈处理器设计

本文基于终端AI芯片,提出一种可视化反馈AI处理器架构,如图8所示,终端AI处理器作为协处理器,用于提高图像处理、识别的速度和精度,同时降低功耗。终端AI处理器中包含以下内容:一是缓存器,输入、输出、权重数据存储的3组缓存器,其中权重数据存储包含原卷积核权重、反卷积核权重和优化卷积核权重3组数据;二是控制器,终端AI包含2个控制器,控制器1用于时序与总线控制,控制器2用于参数反馈调整;三是智能计算核心部分,包含卷积单元、激活单元、池化单元、反激活单元、反卷积单元和参数调整单元,其中卷积单元用于提取图像特征,激活池化单元用于压缩数据,反激活和反卷积单元用于反卷积可视化图像,最后根据反卷积单元,控制器控制参数调整单元对卷积核参数进行调整,迭代处理。研究重点是利用硬件高性能处理能力对参数反复快速迭代,结合反卷积可视化功能对卷积核权重参数进行优化,最终达到识别出目标的目的。

终端AI处理器处理流程如图9所示,具体步骤如下:

步骤1 正向卷积处理得到识别结果。

对输入待识别图像进行多轮卷积、激活和池化处理,最后通过全连接层输出识别结果。当结

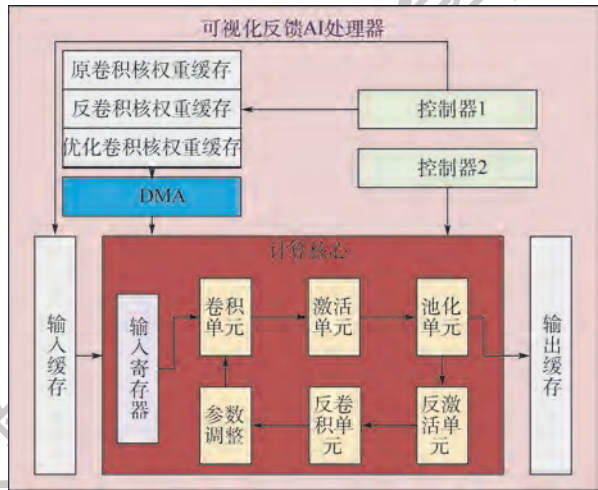


图8 可视化反馈AI处理器

Fig. 8 Visual feedback AI processor

果识别正确时开始识别下一张图,识别错误时,进行反卷积处理。

步骤2 反卷积处理得到可视化图像。

对识别错误输出,从最后一层卷积图像开始,先将图像进行装置,然后逐层反卷积处理,得到多层反卷积可视图像,如 AlexNet 网络,有 5 层卷积层,经过反卷积处理后,最终得到 5 组反卷积图像。

步骤3 卷积核参数优化。

卷积核参数优化需要用到 BP 功能,利用梯度信息对参数进行优化。但对于不具 BP 功能的

终端 AI 芯片,无法通过这种方式对卷积核权重参数进行优化。结合反卷积可视化,利用硬件快速计算能力,选出影响较大的反卷积层对应的卷积核进行局部参数自动调整,反复迭代尝试,直到识别出正确结果为止。然后将新卷积核参数更新进卷积单元,并保留上次卷积核权重参数。

通过上述步骤,终端 AI 处理器可以利用反卷积可视化图像和硬件快速处理优势,对没有 BP 的深度学习框架下的卷积核权重进行局部优化参数处理。避免了花费大量时间重新训练网络参数,提供了一种对深度学习模型下人工参与的解决方案,增强了终端 AI 芯片的普适性和鲁棒性。

本文提出的架构,相比于 CPU、GPU 和 FPGA,在卷积神经网络模型里,更具有高效处理能力和灵活可塑性。所提出的可视化反馈处理器架构,是基于卷积神经网络算法的框架,包含 6 个核心卷积单元、激活单元、池化单元、反激活单元、反卷积单元和参数调整单元,每个单元内部的参数灵活可配,每个单元之间的顺序和重复性可以调整,并通过片内缓存区对数据进行交互。这种设计方式不仅在每单元对不同功能进行了硬件加速封装,

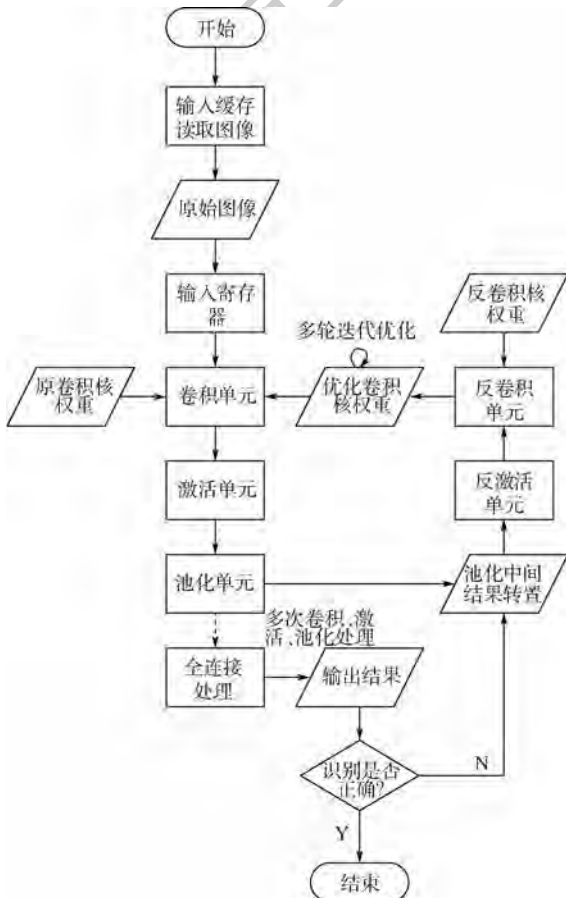


图 9 AI 芯片反卷积可视化硬件处理流程
Fig. 9 AI chip deconvolution visualization hardware processing flow

而且使得每个运算单元都有独立高速处理能力,各个硬件设计单元灵活可配置,能够兼容市面上大部分 CNN 模型算法框架,如 AlexNet、VGGNet 等。

3 实验结果与分析

由于深度学习的数据量和计算量均较为庞大,嵌入式人工终端 AI 处理器的设计需要同具体算法高度契合,以保证最终处理器产品的高性能、低功耗等指标。对于解决特定问题而设计的 AI 算法,需要经过通用平台和硬件环境进行多次算法迭代,最终形成准确度高、可行性强的算法数学模型。此后需要对数学模型进行建模分析、提炼基于此分析的工程化模型,即可实行性方案。最终,对该方案进行芯片前端设计,并通过仿真验证该芯片设计所能实现的性能和计算精度;与此同时,通过数据复用、可重构计算等新型设计方法,进一步提升芯片的整体性能和算法的执行效率。

如图 10 所示,本文实验在 TensorFlow 平台上搭建了准确度高、可行性强的算法数据模型。然后对该模型进行前端设计,并进行仿真验证。如图 10 所示,本文在 TensorFlow 上进行训练,分别搭建了 AlexNet、ResNet18、ResNet50、ResNet101 和 YOLO3 五种模型。ResNet18、ResNet50、ResNet101 由 ResNet 演变而来。使用 Kaggle 数据集,对 12 500 张猫和 12 500 张狗的数据集进行深度学习模型训练,为了充分利用测试图像数据信息,对训练集数据训练 30 次。然后使用 Verilog 语言完成可视化反馈处理器设计,并进行仿真处理,将训练好的参数存入权重缓存,然后对 1 000 张图像测试集进行识别,对识别错误的图像进行可视化反馈卷积核优化处理。

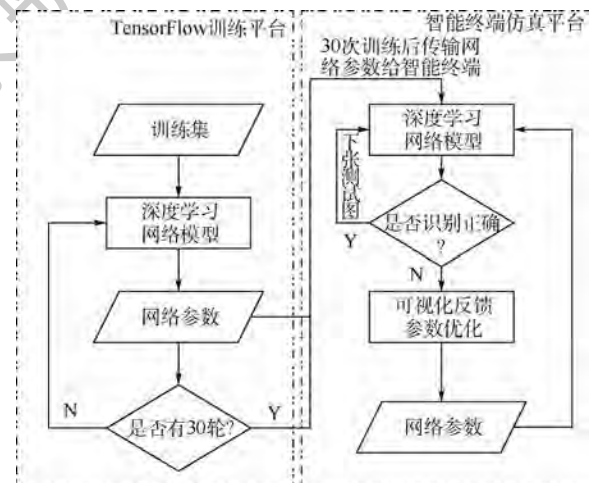


图 10 验证平台流程
Fig. 10 Verification platform process

实验结果如表1所示,可视化反馈终端AI实现了 AlexNet(5层卷积层)、ResNet18(17层卷积层)、ResNet50(49层卷积层)、ResNet101(100层卷积层)和YOLO3(53层卷积层)5种模型。测试CPU处理器是 Intel E5-2680 主频 2.4 GHz 双核处理器, GPU 显卡是 NVIDIA GeForce GTX 1080Ti 主频 1.54 GHz, FPGA 使用 TI 的 ARM11。表中展示了每种模型下的实验结果对比,其中 AlexNet、ResNet18、ResNet50 和 ResNet101 的图像测试幅宽是 244×244 , YOLO3 的图像测试幅宽是 416×416 ; 优化前识别率是优化卷积核参数前的识别率; 优化卷积核参数后的识别率不把当前这张图重新识别正确计算在内; 平均处理时间是在当前网络模型下识别一张图结果的处理时间, 分别在 CPU、GPU、FPGA 和本文架构上进行测试; 平均优化参数时间是当前网络模型下识别错误时, 使用可视化反馈参数优化功能下识别正确一张图的平

均时间, 分别在 CPU、GPU、FPGA 和本文架构上进行测试。

根据实验结果可以分析出, 卷积核优化后识别率有一定的提升, 但增幅不大, 主要原因是因为样本有限, 使得调整后的权值模型适用范围有限, 可能仅适用于该图像, 在其他图像中仍然无法正确识别。该问题需要进一步探讨和解决, 比如可在有轻量级训练终端芯片上, 根据高层特征不变性扩展样本, 能识别出这一类图像集。对比 CPU、GPU 和 FPGA 3 种架构, 本文架构的计算效率明显更高, 平均处理效率是 CPU 的 678 倍, GPU 的 14 倍, FPGA 的 2 倍。其中, 本文架构设计和 FPGA 效率相近, 但在计算优化参数时本文架构的处理效率是其 7.6 倍, 这是由于 FPGA 受限于并运算。相比之下, 本文架构的处理效率优势明显。但优化过程运算量大, 使用时间平均是识别过程的 23 000 倍。

表1 不同模型实验结果对比

Table 1 Comparison of experimental results among different models

模型	优化前		平均处理时间/ms				平均优化参数时间/s			
	识别率/%	识别率/%	CPU	GPU	FPGA	本文架构	CPU	GPU	FPGA	本文架构
AlexNet	54.71	56.26	1 315.1	26.3	3.87	1.94	75 938.3	1 518.65	371.8	48.88
ResNet18	65.39	67.12	5 720.2	161.8	12.84	5.26	188 326.9	22 003.5	725.3	122.29
ResNet50	66.82	67.87	21 736.95	441.8	38.15	14.08	327 688.8	54 300.6	1 964.5	301.73
ResNet101	67.63	68.03	39 126.51	994.1	67.03	25.6	701 909.4	101 542.1	4 553.7	638.59
YOLO3	54.95	56.42	169 065.6	4 682.5	289.64	116.28	2 816 060.9	459 684.2	22 003.5	2 701.6

4 结论

本文提出一种基于终端 AI 芯片的可视化反馈系统架构方法, 针对小样本情况下, 对仅有推理功能的终端 AI 芯片进行了研究, 在识别错误的情况下, 对错误图像的各个卷积层进行反卷积可视化, 利用硬件芯片快速计算优势, 对卷积核权重参数进行优化处理, 达到可识别图像目的。实验验证表明:

1) 所提方法可适性强, 可用于所有具备深度学习功能的终端 AI 芯片, 不受限于深度学习反向传播功能。

2) 所提方法处理效率高, 对比 CPU、GPU 和 FPGA 3 种典型架构, 本文设计架构具有高效处理能力和灵活可塑性。

3) 所提方法提高了终端 AI 芯片的普适性以及识别准确度, 在无 BP 的终端 AI 芯片上, 可以通过该方法对深度学习网络模型参数进行优化, 在不重新训练样本情况下提高了整体识别率。

4) 样本过于单一情况下, 存在一定风险使得优化后的网络卷积核参数仅适用于该图像, 而其他图像仍可能识别错误。且优化过程运算量大, 使用时间是识别过程的 23 000 倍。

基于目前的工作, 后续可以开展进一步研究: 一是进一步优化网络参数, 考虑使用生成式对抗网络 (Generative Adversarial Networks, GAN)^[19] 对识别出错的样本进行扩展, 增加网络模型强健性; 二是优化算法处理性能, 研究新的深度学习可解释算法, 结合终端 AI 芯片特性, 对调整参数的效率进行优化加速处理。

参考文献 (References)

- [1] HINTON G E, SALAKHUTDINOV R. Reducing the dimensionality of data with neural networks [J]. Science, 2006, 313 (5786): 504-507.
- [2] MIROWSKI P, LECUN Y, MADHAVAN D, et al. Comparing SVM and convolutional networks for epileptic seizure prediction from intracranial EEG [C] // Proceedings of IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing. Piscat-

- away;IEEE Press,2008;244-249.
- [3] 杨喜权. 数字逻辑电路[M]. 成都:电子科技大学出版社, 2004:150.
- YANG X Q. Digital logic circuit [M]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology Press, 2004: 150 (in Chinese)
- [4] 施羽暇. 人工智能芯片技术研究 [J]. 电信网技术, 2016 (12):11-13.
- SHI Y X. Research on artificial intelligence process chip technology [J]. Telecommunications Network Technology, 2016 (12):11-13 (in Chinese).
- [5] HECHT-NIELSEN R. Theory of the backpropagation neural network [J]. Neural Networks, 1988, 1 (S1): 445-448.
- [6] 张美芳, 王羽, 郑碧琪, 等. 人工智能在汽车自动驾驶中的应用 [J]. 汽车工业研究, 2019 (3): 2-7.
- ZHANG M F, WANG Y, ZHENG B Q, et al. Application of artificial intelligence in autonomous driving [J]. Automotive Industry Research, 2019 (3): 2-7 (in Chinese).
- [7] 张顺, 龚怡宏, 王进军. 深度卷积神经网络的发展及其在计算机视觉领域的应用 [J]. 计算机学报, 2019, 42 (3): 453-482.
- ZHANG S, GONG Y H, WANG J J. The development of deep convolutional neural network and its application in the field of computer vision [J]. Chinese Journal of Computers, 2019, 42 (3): 453-482 (in Chinese).
- [8] BURDEA G C, COIFFET P. Virtual reality technology [M]. New York: John Wiley & Sons, 2003: 12-13.
- [9] KRIZHEVSKY A, SUTSKEVER I, HINTON G E, et al. ImageNet classification with deep convolutional neural networks [J]. Neural Information Processing Systems, 2012, 141 (5): 1097-1105.
- [10] KOTHARI S C, OH H. Neural networks for pattern recognition [J]. Advances in Computers, 1993, 37: 119-166.
- [11] KRIZHEVSKY A, ILYA S, HINTON G E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks [C] // Proceedings of the 25th International Conference on Neural Information Processing Systems-Volume I. Red Hook: Curran Associates Inc., 2012: 1097-1105.
- [12] SIMONYAN K, ZISSERMAN A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition [EB/OL]. (2015-04-10) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1409.1556>.
- [13] SZEGEDY C, LIU W, JIA Y, et al. Going deeper with convolutions [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-9.
- [14] HE K, ZHANG X, REN S, et al. Deep residual learning for image recognition [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 770-778.
- [15] HU J, SHEN L, SUN G, et al. Squeeze-and-excitation networks [EB/OL]. (2019-05-16) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1709.01507>.
- [16] REDMON J, FARHADI A. YOLOv3: An incremental improvement [EB/OL]. (2018-04-08) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1804.02767>.
- [17] ZEILER M D, FERGUS R. Visualizing and understanding convolutional networks [C] // European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2014: 818-833.
- [18] ZEILER M D, TAYLOR G W, FERGUS R, et al. Adaptive deconvolutional networks for mid and high level feature learning [C] // International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2011: 2018-2025.
- [19] GOODFELLOW I, POUGET-ABADIE J, MIRZA M, et al. Generative adversarial nets [C] // Advances in Neural Information Processing Systems. Red Hook: Curran Associates Inc., 2014: 2672-2680.

作者简介:

李欣致 女, 博士研究生, 工程师。主要研究方向: 控制科学与工程。

董胜波 男, 博士, 研究员, 博士生导师。主要研究方向: 控制科学与工程。

崔向阳 男, 硕士, 工程师。主要研究方向: 智能信息处理。

刘志哲 男, 博士, 研究员。主要研究方向: SoC 芯片和智能处理器。

郭广浩 男, 博士研究生, 工程师。主要研究方向: 智能芯片处理。

Visual feedback system applied to AI chips

LI Xinzhi¹, DONG Shengbo^{1,*}, CUI Xiangyang², LIU Zhizhe¹, GUO Guanghao¹

(1. Beijing Institute of Remote Sensing Equipment, Beijing 100854, China;

2. Aerospace Science and Industry Network Information Development Co., Ltd., Beijing 100048, China)

Abstract: Currently, terminal Artificial Intelligence (AI) chips responsible for inference are commonly used in the market, which use trained parameters to perform fast and efficient calculations on data. However, the training dataset usually has different distribution with the real-world data, and the parameters obtained in this case lead to a decrease in the accuracy of the terminal chip recognition. To this end, this paper proposes a visual feedback system architecture method based on terminal AI chip. Using the deconvolution feature visualization method, the convolution kernel parameters are iteratively optimized on the terminal AI chip with high computational performance to achieve the purpose of recognizing the image. Compared with CPU/GPU and FPGA, the architecture proposed in this paper has more efficient processing capability and flexible plasticity in the convolutional neural network model. Experiments show that the research effectively improves the universality, recognition accuracy and handling efficiency of the terminal chip.

Keywords: deep learning; terminal Artificial Intelligence (AI) chip; convolution layer visualization; convolution kernel parameter optimization; small sample

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0519

动力增程型高超声速飞行器的再入轨迹规划



冯玥, 王容顺, 梅映雪, 孙洪飞, 吴了泥*

(厦门大学 航空航天学院, 厦门 361102)

摘 要: 为研究飞行过程中的动力装置启动时刻及燃料消耗情况,对轨迹进行优化,进而提出一种动力增程型弹道的再入模式。推导 Sanger 弹道的解析解,分析得到高超声速飞行器再入航程最优所必须的迎角及初始速度取值条件等相关前提,利用该结论设计动力装置的启动方式使航程最远、燃料利用率最大。将轨迹设计为 Sanger 弹道和拟平衡滑翔弹道相结合的混合弹道:再入前期利用助推器间隔点火的方式形成等高类周期跳跃弹道以保证足够远的航程;再入后期采用拟平衡滑翔弹道,将最优控制问题转化为复杂多约束非线性规划问题,性能指标综合考虑了轨迹平滑和航程。仿真实现了所提出的动力增程型再入弹道;并在燃料充足、弹道倾角取值合适的条件下,得到“打水漂”弹道形式,该弹道能量损失极慢,具有足够远的飞行能力。仿真表明,与不同点火方式及求解方法得出的弹道相对比,所提动力增程型再入弹道具有3.47~3.84倍的航程、1.04~1.18倍的末端动能以及4.47~15.79倍的燃料利用率。

关键词: 高超声速飞行器; 助推器; 动力增程; 再入返回; 解析解; “打水漂”弹道; 轨迹规划

中图分类号: V412.4⁺1; V448

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1503-11

近年来,高超声速飞行器凭借其飞行速度快、射程远和突防能力强等优势,在军事和民用方面普遍受到重视。高超声速飞行器的再入返回过程一般是无动力返回,而动力增程型高超声速飞行器是一类某种携带少量燃料动力装置(助推器)的飞行器。再入过程中飞行器的速度或高度减小到一定值之后,助推器点火对其进行加速补能,从而达到增加航程的目的。由于燃料有限,飞行过程中如何分配助推器的点火时机、点火次数以及点火时长以达到最远的航程,从而使燃料利用率最高,是动力增程型高超声速飞行器需要研究的新问题。

高超声速飞行器的再入过程^[1]速度大,受热流、动压和过载等过程约束,一般还具有高精度的末端约束,因此轨迹设计是再入返回的关键部分。

20世纪30年代德国科学家 Sanger 和 Bredt 提出拟平衡滑翔概念^[2],1948年钱学森提出了著名的钱学森弹道,为飞行器轨迹规划问题的研究奠定了基础。Lu^[3]、卢宝刚^[4]、张科南^[5]等基于拟平衡滑翔条件提出多种轨迹规划的方法;此外,国外 Rao^[6]、Elangar^[7]等以及国内呼卫军^[8]、雍恩米^[9]等基于伪谱法将再入轨迹规划问题转化为最优控制问题进行求解;近年来,宋超^[10]、杨鹏宇^[11]等分别在轨迹优化基础上考虑了航路点约束问题和故障下的在线轨迹重构问题。根据建模与求解的特点,飞行器轨迹规划问题可以视作非线性、带有状态约束和控制约束的最优控制问题,采用最优控制方法进行求解是自然的选择。

对于动力增程型这样的新型高超声速飞行

收稿日期: 2019-09-24; 录用日期: 2019-11-01; 网络出版时间: 2020-01-16 14:25

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200116.0919.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61673327)

* 通信作者. E-mail: wuliaoni@xmu.edu.cn

引用格式: 冯玥, 王容顺, 梅映雪, 等. 动力增程型高超声速飞行器的再入轨迹规划[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1503-1513. FENG Y, WANG R S, MEI Y X, et al. Reentry trajectory planning for range-extended hypersonic vehicles with boosters[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1503-1513 (in Chinese).

器,国内外对其轨迹规划问题的研究缺少相关文献。在美国学者 Carter 等^[12]的研究中,证实了高超声速飞行器的周期跳跃弹道可以实现减少燃料消耗从而增大航程的目的。该周期弹道通过助推器脉冲点火来维持飞行器跳跃运动的平均高度,在跳跃弹道波谷点火弥补能量消耗,最终调整飞行器状态使其达到与上一周期相同。国内蔺君等^[13]提出了改进的高斯伪谱法(Gauss Pseudospectral Method, GPM),主要解决了分段轨迹规划的连续性问题,但将动力装置的点火次数和点火时长设为已知量不作求解,动力装置的增程作用也没能显现。

本文针对动力增程型高超声速飞行器的再入模式展开研究,发现 GPM 求解变量多、约束强,解算耗时长甚至难以收敛;而周期跳跃弹道具有周期形式的强约束条件,动力装置的启动方式以及飞行器在各个周期的状态均固定,难以灵活协调助推器燃料利用率和弹道航程大小的关系。因此,本文从周期跳跃弹道增程的本质出发,将周期跳跃弹道的强约束去除,重新研究动力装置启动的最佳时机和方式,综合考虑弹道末端落点的精度,提出一种新的动力增程型高超声速飞行器再入模式,并在该模式下提出了一种能量损失缓慢的“打水漂”弹道形式。

1 预备知识

1.1 动力学模型

1.1.1 动力学方程

由于高升阻比特性,高超声速飞行器再入阶段的气动力和地球重力分别约为科氏惯性和地球自转引起的惯性离心力的 100 倍和 1 000 倍^[8],因此可以假设地球为圆球不旋转模型,进而得到无量纲三自由度运动方程^[14]为

$$\frac{dr}{d\tau} = u \sin \theta \quad (1a)$$

$$\frac{d\lambda}{d\tau} = \frac{u \cos \theta \sin \psi}{r \cos \phi} \quad (1b)$$

$$\frac{d\phi}{d\tau} = \frac{u \cos \theta \cos \psi}{r} \quad (1c)$$

$$\frac{du}{d\tau} = -\frac{D}{mg_0} - \frac{1}{r^2} \sin \theta + \frac{F \cos \alpha}{mg_0 u} \quad (1d)$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \frac{L \cos \nu}{mg_0 u} + \frac{u \cos \theta}{r} - \frac{\cos \theta}{ur^2} + \frac{F \sin \alpha}{mg_0 u} \quad (1e)$$

$$\frac{d\psi}{d\tau} = \frac{L \sin \nu}{mg_0 u \cos \theta} + \frac{u \cos \theta \sin \psi \tan \phi}{r} \quad (1f)$$

式中: g_0 为海平面引力加速度; r 、 u 和 τ 分别为无量纲化的地心距 z 、速度 V 和时间 t ,其无量纲化

参数分别为地球平均半径 R_0 、 $\sqrt{g_0 R_0}$ 和 $\sqrt{R_0/g_0}$; λ 为经度; ϕ 为纬度; θ 为弹道倾角; ψ 为航向角; α 为迎角; ν 为倾侧角; F 为助推器点火产生的推力,可假设为分段常值,不点火时有 $F=0$; m 为飞行器与助推器剩余燃料的质量和,其中剩余燃料质量随点火时间增大而线性减小。

无量纲升力 L 、阻力 D 分别为

$$\begin{cases} L = \frac{1}{2} \rho(H) g_0 R_0 u^2 S_{\text{ref}} C_L \\ D = \frac{1}{2} \rho(H) g_0 R_0 u^2 S_{\text{ref}} C_D \end{cases} \quad (2)$$

式中: S_{ref} 为飞行器气动参考面积; C_L 、 C_D 分别为升力系数和阻力系数,通常由飞行器的迎角 α 和马赫数决定; $\rho(H)$ 为大气密度, H 为海拔高度。

本文大气密度模型采用式(3)计算:

$$\rho(H) = \begin{cases} \rho_0 e^{-\beta H} & 0 \leq H \leq \Theta \\ 0 & H > \Theta \end{cases} \quad (3)$$

式中: β 为决定大气密度指数衰减的常数; ρ_0 为海平面的大气密度; Θ 为常值。

1.1.2 控制量

在高超声速飞行器动力学方程(1)中,迎角 α 、倾侧角 ν 和助推器点火产生的推力 F 为 3 个控制量,作为模型的输入。为满足飞行器控制能力要求,一般有如下约束形式:

$$\alpha_{\text{max}} \leq \alpha \leq \alpha_{\text{min}} \quad (4a)$$

$$|\nu| \leq \kappa \quad (4b)$$

$$F t_b \leq I_s m_b \quad (4c)$$

式中: α_{max} 、 α_{min} 为攻角取值范围的上、下限; κ 为倾侧角取值范围的上、下限的绝对值; I_s 为助推器的比冲; t_b 和 m_b 为助推器工作的总时长和助推器携带燃料的总质量。

1.2 问题描述

在本文动力增程型高超声速飞行器再入模式的研究中,需要解决的问题是设计合理的控制量,使航程尽可能得大。没有输入量 F 的情况下,上述问题可看作无动力返回的轨迹规划问题,工程上普遍使用 GPM 来求解最优控制问题的数值解。输入量 F 的存在使轨迹规划问题复杂化,助推器点火的时机、点火次数以及每次点火持续的时长均需要设计,此时 GPM 求解难度大,算法不易收敛;而周期跳跃弹道不能合理利用助推器点火补偿的能量。再有,单纯的跳跃弹道在末端由于跳跃势必会影响末端落点精度。如何利用“点火次数”、“点火时机”、“点火时长”和“末端落点精度”这 4 个因素来设计动力增程型再入弹道是本文主要的研究内容。

2 再入弹道的解析解

下面分析助推器无点火情况下再入弹道的解析解形式,以此作为提出动力增程型再入弹道轨迹规划策略的理论依据。

飞行器再入弹道的解析解一般难以获得,通常需要相当苛刻的假设条件,为得到再入弹道的航程解析解,需做如下假设:

假设 1 飞行器在大气层内运动空域假设处在同温层,空气密度变化为式(3)所示,大气层边缘距地面为常值 Θ (称距地球表面高度超过 Θ 的空间为“大气层外”)。

假设 2 地球为质量分布均匀的不旋转圆球体,忽略地球自转。

假设 3 飞行器飞行中保持侧滑角为零,倾侧角为常值,即飞行器在某个纵向平面飞行。

假设 4 飞行器在 Sanger 弹道的跳跃阶段大气层内所受空气动力作用远大于重力作用。

定义 1 以飞行轨迹点不再出大气层的起点为分界点,整个再入过程以此分界点为界,被分为 2 个阶段。该分界点前的再入轨迹称作“再入前期”,该分界点后的再入轨迹称作“再入后期”。

图 1 为不考虑助推器点火的情况下,高超声速飞行器再入弹道的示意图,图中 V_0 和 θ_0 分别为飞行器第 1 次离开大气层的初始速度和初始弹道倾角; G 点为再入前期与再入后期的分界点,设 G 点处是飞行器第 N 次进入大气层,那么由定义 1 可知,再入前期飞行器共进入大气层 N 次。

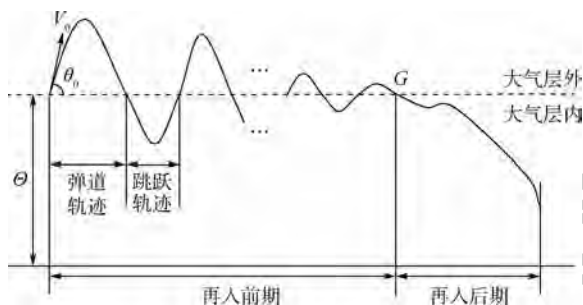


图 1 再入弹道

Fig. 1 Reentry trajectory

2.1 能量转换分析

在假设 2 前提下,研究助推器不工作情况时飞行器的受力情况和能量转换,则再入过程中以下 2 个事实显然成立。

1) 飞行器在大气中仅受 3 个力作用,分别是空气阻力、升力以及重力。由各个力的方向与速度方向的角度关系可知,阻力始终做负功、升力不做功、重力虽然做功但不改变飞行器的机械能。

2) 飞行器进入大气层后由于空气阻力的作用,速度和动能逐渐减小,此时影响机械能的唯一因素是空气阻力。也就是说,飞行器由起点到终点的运动过程中,动能的消耗都用来克服空气阻力做功。

结合式(3)的大气密度模型,由事实 1) 和 2) 可知,当 V_0 和 θ_0 以及末端速度、高度固定,飞行器可以通过多次跳出大气层使能量消耗缓慢,从而达到增程的目的。

由定义 1 可知,飞行器在再入后期阶段不再跳出大气层。可见,再入前期的轨迹设计是动力增程型再入弹道的关键部分,下面推导再入前期弹道的解析解。

2.2 Sanger 弹道解析解

再入前期弹道可近似为 Sanger 弹道,关于 Sanger 弹道的解析解形式文献 [12, 15] 已有研究,现作如下总结。

如图 1 所示,将弹道的每一次跳跃分为 2 种轨迹:称每一次穿越大气层时对应大气层外的轨迹为弹道轨迹 (Ballistic Trajectory);相应地称大气层内的轨迹为跳跃轨迹 (Skip Trajectory)。2 种弹道由于物理特性不同需分别求解,那么再入前期的总航程角解析解可以表示为 2 个航程角分量的和,如式(5)所示:

$$\Phi_t = 2 \sum_{n=1}^N \arctan \left[\frac{\sin \theta_0 \cos \theta_0}{(V_0/V_s)^{-2} e^{-\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} - \cos^2 \theta_0} \right] + \frac{2}{R_0} \sum_{n=1}^{N-1} \left[\ln \left(1 + \frac{V_0^2 e^{-\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} (1 - \cos \theta_0) \beta}{g \cos \theta_0 - \frac{V_0^2 e^{-\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} \cos^2 \theta_0}{R_0}} \right) \right] (\beta \tan \theta_0) \quad (5)$$

式中: V_s 为第一宇宙速度; Φ_t 为总航程角; g 为引力加速度; n 为飞行器进入大气层的次数。

由航程 R_t 与航程角 Φ_t 的关系 $\Phi_t = R_t/R_0$, 可得到再入前期弹道的总航程解析解。推导过程如下:

令

$$\Phi_t = \sum_{n=1}^N \Phi_b^{(n)} + \sum_{n=1}^{N-1} \Phi_s^{(n)} = \Phi_B + \Phi_S \quad (6)$$

式中: $\Phi_b^{(n)}$ 为飞行器从第 n 次离开大气层到第 n 次进入大气层的弹道轨迹的航程角; Φ_B 为全部 N 个弹道轨迹的总航程角; $\Phi_s^{(n)}$ 为飞行器从第 n 次进入大气层到第 $n+1$ 次离开大气层的跳跃轨迹的航程角; Φ_S 为全部 $N-1$ 个跳跃轨迹的总航程角。

为方便叙述,以下约定变量的下标 e 和 d 分别指进入大气层和跳出大气层, n 作上标表示次数。

根据文献[16],可直接获得第 n 个弹道轨迹的航程角为

$$\Phi_b^{(n)} = 2 \arctan \left[\frac{\sin \theta_d^{(n)} \cos \theta_d^{(n)}}{(V_d^{(n)}/V_s)^{-2} - \cos^2 \theta_d^{(n)}} \right] \quad (7)$$

分析飞行器以速度 $V_d^{(n-1)}$ 进入大气层然后以速度 $V_d^{(n)}$ 离开大气层的飞行过程:由假设 1 和假设 3 可知飞行器在此阶段所受地心引力与自身重力相等;根据 Keplerian 动力学方程^[17],结合假设 2 和假设 4 易知飞行器飞行路径的法向和切向运动方程分别为

$$\frac{1}{2} C_{L\rho} (H) V^2 S_{ref} = -m V^2 \frac{d\theta}{ds} \quad (8)$$

$$-\frac{1}{2} C_{D\rho} (H) V^2 S_{ref} = m \frac{dV}{dt} \quad (9)$$

式中: $d\theta/ds = -1/r_c$, r_c 为地球曲率半径, s 为航程。

将 $dH/ds = -\sin \theta$ 与式(3)代入式(8)中,并对 θ 进行积分有

$$\frac{C_{L\rho_0} S_{ref}}{2\beta m} e^{-\beta H} = \cos \theta - \cos \theta_e^{(n-1)} \quad (10)$$

将 $ds/dt = V$ 代入式(9)中,并对 s 进行积分,有

$$\frac{V_d^{(n)}}{V_e^{(n-1)}} = e^{\frac{\theta_d^{(n)} - \theta_e^{(n-1)}}{L/D}} \quad (11)$$

结合假设 1, 不难得到

$$\begin{cases} \theta_d^{(1)} = \theta_d^{(2)} = \dots = \theta_d^{(N)} = \theta_0 \\ \theta_e^{(1)} = \theta_e^{(2)} = \dots = \theta_e^{(N-1)} = -\theta_0 \end{cases} \quad (12)$$

则式(11)变为

$$V_d^{(n)} = V_0 e^{\frac{2(n-1)\theta_0}{L/D}} \quad (13)$$

最终,结合式(7)、式(12)和式(13),可知 Sanger 弹道 N 个弹道轨迹总航程角为

$$\Phi_B = 2 \sum_{n=1}^N \arctan \left[\frac{\sin \theta_0 \cos \theta_0}{(V_0/V_s)^{-2} e^{\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} - \cos^2 \theta_0} \right] \quad (14)$$

接着,求解跳跃轨迹对应的航程角,以 $\Phi_s^{(1)}$ 为例,其他段同理可得。以下叙述中约定下标 j 和 v 分别表示 Sanger 弹道第 1 个跳跃轨迹的起点和波谷点位置。在假设 3 的前提下,当弹道倾角很小时,由动力学方程式(1)可得

$$\frac{\rho(H) V^2}{2\beta C_L} - g \cos \theta = -\frac{V^2 \cos^2 \theta}{R_0 + H} \quad (15)$$

式中: $\beta C_L = m/(C_L S_{ref})$ 。

取 $R_0 + H \approx R_0$, 将式(15)表示为密度的方程为

$$\rho = \frac{2\beta C_L}{V^2} \left(g \cos \theta - \frac{V^2 \cos^2 \theta}{R_0} \right) \quad (16)$$

由式(10)可知,跳跃轨迹上的点与起点满足如下规律:

$$\cos \theta - \cos \theta_j = \frac{1}{2\beta\beta C_L} (\rho - \rho_j) \quad (17)$$

在波谷点有 $\theta_v = 0$ 。取 $\theta = \theta_v$, 将式(16)、式(3)代入式(17),求解可得

$$y_s = H_j - H_v = \frac{1}{\beta} \ln \left(1 + \frac{V_0^2 (1 - \cos \theta_j) \beta}{g \cos \theta_j - \frac{V_0^2 \cos^2 \theta_j}{R_0}} \right) \quad (18)$$

式中: $y_s = H_j - H_v$ 为跳跃深度。

当跳跃深度最大时,假设满足如下关系式:

$$\frac{H_v - H_j}{R_v - R_j} = \tan \theta_j \quad (19)$$

那么第 1 个跳跃轨迹航程的最大值可近似表达为

$$R_1 = 2(R_v - R_j) = 2 \frac{H_v - H_j}{\tan \theta_j} \quad (20)$$

式中: R_1 为第 1 个跳跃轨迹的航程。

将式(18)代入式(20),进而得到第 1 个跳跃轨迹的最大航程角为

$$\Phi_s^{(1)} = \frac{R_s^{(1)}}{R_0} = \frac{2}{R_0} \left[\ln \left(1 + \frac{V_0^2 (1 - \cos \theta_0) \beta}{g \cos \theta_0 - \frac{V_0^2 \cos^2 \theta_0}{R_0}} \right) \right] (\beta \tan \theta_0) \quad (21)$$

类似地,结合式(12)和式(13)可以得到 Sanger 弹道全部 N-1 次跳跃轨迹的总航程角为

$$\Phi_s = \sum_{n=1}^{N-1} \left[\ln \left(1 + \frac{V_0^2 e^{\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} (1 - \cos \theta_0) \beta}{g \cos \theta_0 - \frac{V_0^2 e^{\frac{4(n-1)\theta_0}{L/D}} \cos^2 \theta_0}{R_0}} \right) \right] (\beta \tan \theta_0) \frac{2}{R_0} \quad (22)$$

将式(14)与式(22)代入式(6),即可得到 Sanger 弹道总航程角的解析解。至此,式(5)的推导完毕。

注 1 对式(5)进行分析可知,Sanger 弹道的航程完全取决于 V_0 、 θ_0 以及飞行器的升阻比;在不超过第一宇宙速度的前提下,初始速度越大航程越大,同时升阻比越大航程也越大。因此,再入前期弹道轨迹的最大航程一定是在合适的初始弹道倾角、最大升阻比和最大初始速度的条件下

实现。

3 动力增程型弹道再入描述

为给出动力增程型高超声速飞行器再入模式,将整个再入过程分为再入前期和再入后期2个阶段,根据设计目标的不同,需要分段进行规划。再入前期通过助推器点火形成等高类周期跳跃弹道,利用注1结论得到动力装置的启动方式,保证了航程最远;再入后期采用拟平衡滑翔形式,解决了跳跃弹道带来的难跟踪、机动性能差以及落点精度低等问题。

针对以上描述,给出如图2所示的动力增程型弹道再入模式(记第 i 次上升至波峰的点为 P_i)。下面将分别介绍再入前期和再入后期的弹道特征以及需要解决的问题。

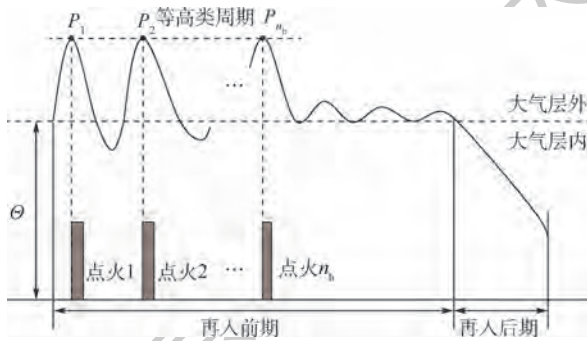


图2 动力增程型弹道再入模式

Fig.2 Range-extended trajectory reentry mode

3.1 再入前期

为了方便对再入前期弹道进行研究,除上述提出的假设外,还需做以下补充:

假设5 地面推进系统已经足够好,其能够保证飞行器在最佳初始弹道倾角状态脱离,顺利将其送至预定最大高度,在达到最大高度前,助推器无需点火。

假设6 助推器所携带的燃料充足,产生的推力为常值推力,其方向与飞行器空速方向的夹角为 0° 。

设 V_c 为高度 θ 处的临界速度,它代表飞行器在该高度下能够绕地球飞行的最大速度,这个值略低于第一宇宙速度,超过速度 V_c 飞行器将脱离地球引力束缚。

根据2.1节可以知道,再入前期的轨迹需采用跳跃弹道,在该阶段助推器点火,使飞行器尽可能多地跳出大气层,从而减少能量消耗,获得更远的航程。

弹道初期为等高类周期跳跃弹道,助推器点火结束后,弹道呈现自由跳跃的Sanger弹道形

式。该阶段的轨迹规划策略是基于弹道解析解得到的,研究动力装置的最佳启动方式(包括助推器的点火次数 n_b 、点火时刻 τ_i 以及单次点火时长 σ_i ,带下标 i 的物理量表示其第 i 次点火的值, $i=1,2,\dots,n_b$)是该阶段弹道设计的难点。

3.1.1 等高类周期跳跃

如图2所示,等高类周期是指该阶段弹道的每个相位周期都具有相同最大高度。助推器的点火发生在此阶段,高度限制的存在使得助推器的燃料不能在第一次点火时全部耗尽,因而出现等高类周期跳跃的形式,类周期重复的次数由助推器所带燃料以及该阶段的最大速度共同决定。

因此,该阶段需要合理设计助推器的工作方式,使得飞行器速度达到临界速度 V_c 前,每个类周期具有爬升至与发射上升段波峰高度 P_i 相等的的能力,如果无法做到一次性耗尽所有燃料,则下次点火耗尽所有燃料,以此类推,最终形成等高类周期跳跃弹道。

注2 助推器点火补能的前提是该阶段的速度不超过 V_c ,因此,在飞行器速度大于 V_c 前,助推器能够工作至燃料耗尽;否则应在速度达到 V_c 时,停止助推器继续工作。

3.1.2 自由跳跃

助推器最后一次点火结束,飞行器由于没有能量补充而呈现自由跳跃,来回穿梭大气层使得飞行器能量逐渐消耗,形成波峰高度逐渐减小的Sanger弹道形式。该阶段的弹道形式可以根据等高类周期跳跃弹道的最大速度是否达到 V_c 分为两类。

若在上一阶段燃料耗尽,仍不能使飞行器速度达到临界速度 V_c ,那么由于没有能量补充,速度衰减很快,最终将不再跳出大气层,此时表现为普通的Sanger弹道。若在上一阶段飞行器经多次点火后,速度能够达到临界速度 V_c ,当轨迹满足一定弹道倾角时,将出现一种特殊的Sanger弹道形式——“打水漂”弹道。该模式下,飞行器以 θ 高度的大气层为分界面,进入大气后在极短的时间内“反弹”到大气层外,这种跳跃能量损失少,速度减小缓慢,飞行器能够重复多次这种“打水漂”跳跃,以基本不变的速度飞行足够远的航程,直至速度减小到不足以再跳出大气层,作为再入前期结束的标志。

3.1.3 轨迹规划策略

再入前期的首要任务是保证足够的航程,该阶段再入弹道的轨迹规划需要设计的输入量为迎

角 α 、助推器点火次数 n_b 、助推器点火时刻 τ_i 以及每次助推器点火时长 σ_i 。

助推器点火次数 n_b 取决于助推器携带的燃料以及等高类周期跳跃弹道的最大速度。结合假设 5、假设 6 和 Sanger 弹道解析解的结论,再入前期弹道的航程最优一定是在满足以下条件的情况下实现:

条件 1 迎角 α 取值为最大升阻比所对应的迎角 $\alpha_{\max}^{L/D}$ 。

条件 2 推器点火时刻 τ_i 取每个类周期波峰对应的时刻,第 1 次点火发生在飞行器达到发射上升段的波峰。

在上述条件下,由皮卡-林德洛夫定理可知,助推器每次的点火时长 σ_i 有唯一解。

3.2 再入后期

由于再入后期没有助推器的点火过程,待设计的控制量中不用再考虑动力装置的启动参数,问题相对比较简单。

这样看来,再入后期的轨迹规划问题可描述为一个多约束轨迹优化问题,其本质上可以看作最优控制问题,可以使用求解最优控制问题的一般方法来解决,本文使用 GPM 进行再入后期轨迹优化问题的求解。

下面结合具体约束与性能指标,给出了该非线性规划问题的数学表达形式。

3.2.1 约束形式

再入后期由于没有动力装置的启动,飞行过中以飞行攻角 α 和倾侧角 ν 为控制变量。那么,为了满足飞行器控制能力要求,通常有式(4a)、式(4b)的控制量约束形式,此外还需满足式(1)的模型约束^[18]。除上述 2 种约束类型外,本文还考虑了如下过程约束和终端约束。

为保证再入飞行器在结构和热防护上的可靠性,再入过程要求严格对驻点热流密度 \dot{Q} 、动压 q 和法向过载 n_y 进行约束,即

$$\begin{cases} \dot{Q} = C\rho^{0.5}(\sqrt{g_0 R_0} V)^{3.15} \leq \dot{Q}_{\max} \\ q = \frac{1}{2}\rho(\sqrt{g_0 R_0} V)^2 \leq q_{\max} \\ n_y = \frac{L\cos\alpha + D\sin\alpha}{mg} \leq n_{y\max} \end{cases} \quad (23)$$

式中: C 为常数; \dot{Q}_{\max} 为最大热流密度; q_{\max} 为最大动压; $n_{y\max}$ 为最大法向过载。

为保证将飞行器以指定的角度、速度和高度到达弹道终端,还需加上如下终端约束:

$$\begin{cases} z_{\min} \leq z(t_f) \leq z_{\max} \\ V(t_f) = V_f \\ \theta(t_f) = \theta_f \\ \psi(t_f) = \psi_f \end{cases} \quad (24)$$

式中: t_f 为终端时刻,带下标 f 的物理量表示其在终端时刻的值。

3.2.2 性能指标

再入后期的性能指标综合考虑航程大小和弹道平滑程度。这里采用式(25)作为再入后期弹道的性能指标:

$$J = w_1 \int_{t_0}^{t_f} V \cos \theta dt + w_2 \int_{t_0}^{t_f} \dot{\theta}^2 dt + w_3 \int_{t_0}^{t_f} \dot{\psi}^2 dt \quad (25)$$

式中: t_0 为初始时刻; J 为性能指标; w_1 、 w_2 、 w_3 为权重系数,用于调节优化指标中飞行器飞行航程以及弹道平滑性最优之间的权重,且 $w_1 + w_2 + w_3 = 1$ 。

最终,所要研究的多约束问题可描述为:在满足动力学方程约束式(1)、控制约束式(4a)、式(4b)、过程约束式(23)以及终端约束式(24)情况下,寻找合适的状态轨迹和控制输入,使得性能指标式(25)最小。

4 仿真结果及分析

仿真在 MATLAB 环境下进行,首先给出了燃料充足情况下的动力增程型再入弹道的仿真实实现,证实了“打水漂”弹道的可实现性,仿真结果表明本文所提出的再入模式具有足够远的飞行能力;进而将本文提出的动力增程型再入弹道与已有研究做出对比,仿真结果显示,本文提出的再入模式能够充分利用助推器点火补充的能量,使飞行器能够以更少的燃料飞行更远的距离,同时获得更高的末端能量。

4.1 实现流程

第 3 节中提出的动力增程型弹道再入模式,其计算流程如图 3 所示,其中 \mathbf{x}_0 为状态量的初值。

4.2 动力增程型再入弹道的仿真实实现

为验证本文所提出的动力增程型再入弹道的可实现性,在燃料充足的情况下进行仿真验证,仿真参数如下所述。

1) 基本参数:飞行器质量 1 500 kg,另装载燃料 510 kg,助推器比冲 $I_s = 300$ s,常值推力 $F = 15$ kN,最大升阻比对应迎角 $\alpha_{\max}^{L/D} = 12^\circ$,大气密度参数 $\theta = 80$ km, $\beta = 1.406 \times 10^{-4}$, $\rho_0 = 1.225$ kg/m³,地球平均半径 $R_0 = 6371004$ m。

2) 初始状态量: $z_0 = 6451004$ m, $V_0 = 7100$ m/

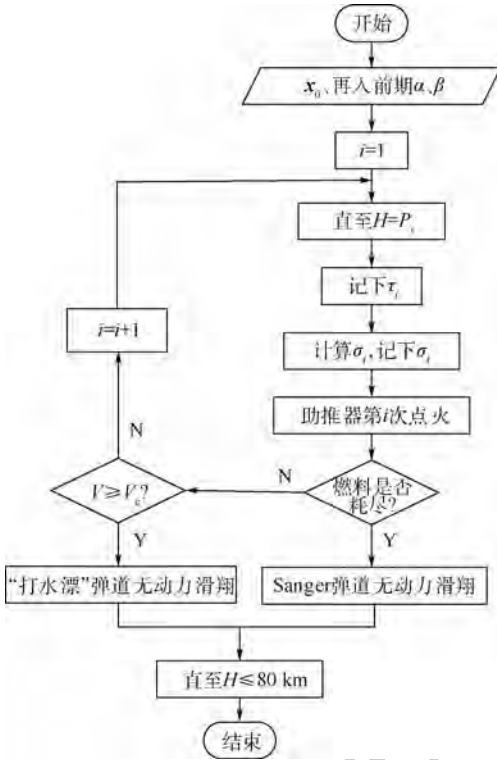


图 3 动力增程型弹道再入模式流程图

Fig. 3 Flowchart of range-extended trajectory reentry mode $s, \lambda_0 = 0^\circ, \phi_0 = 0^\circ, \theta_0 = 2.1^\circ, \psi_0 = 0^\circ$.

3) 约束条件: 状态量 $z \leq 6471004 \text{ m}$; 式(23)

过程约束 $\dot{Q}_{\max} = 8000 \text{ kW/m}^2, q_{\max} = 100 \text{ kPa}, n_{y,\max} = 2g, C = 5.188 \times 10^{-8}$; 式(4) 控制量约束中 $\alpha_{\min} = 10^\circ, \alpha_{\max} = 30^\circ, \kappa = 0^\circ$; 式(24) 终端约束中 $V_f = 2000 \text{ m/s}, z_{f,\min} = z_{f,\max} = 6401004 \text{ m}$.

图 4 ~ 图 7 为该仿真条件下的动力增程型再入弹道的高度、推力、速度、迎角及过程约束随时间的变化。

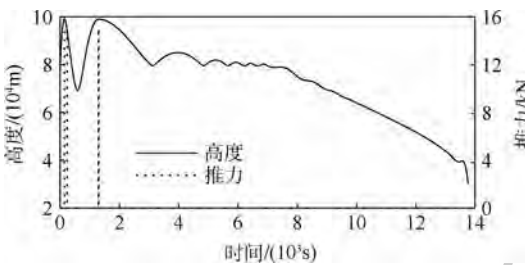


图 4 高度、推力随时间的变化

Fig. 4 Variations of altitude and thrust changing with time

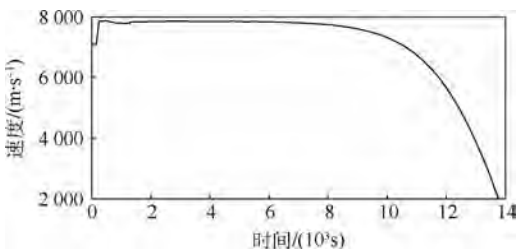


图 5 速度随时间的变化

Fig. 5 Variation of velocity changing with time

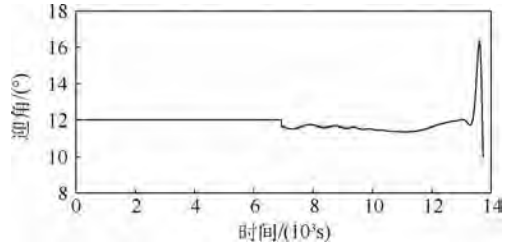
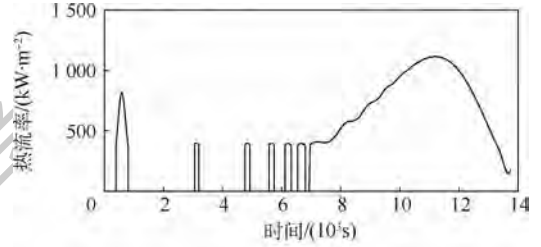
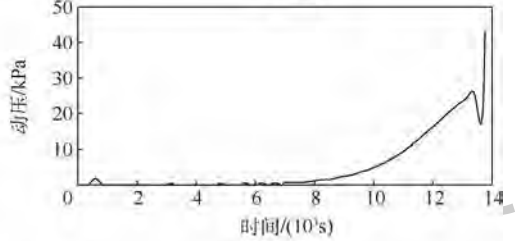


图 6 迎角随时间的变化

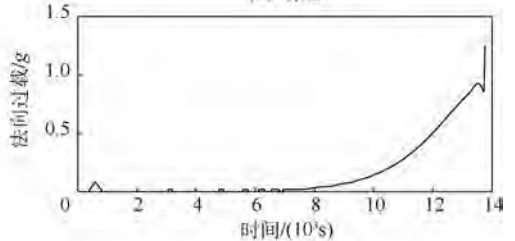
Fig. 6 Variation of angle of attack changing with time



(a) 热流率



(b) 动压



(c) 法向过载

图 7 过程约束随时间的变化

Fig. 7 Variations of process constraints changing with time

为方便分析, 给出助推器 2 次点火分别消耗的燃料, 以及再入过程中各个阶段的航程大小和飞行时间, 如表 1、表 2 所示。

表 1 助推器点火消耗的燃料

Table 1 Fuel consumed by booster ignition

点火次数	消耗燃料/kg
第 1 次	456.9
第 2 次	30.6

表 2 动力增程型再入弹道的基本参数

Table 2 Basic parameters of range-extended reentry trajectory

飞行模式	航程/km	飞行时间/s
再入前期	54157.5	6929.8
再入后期	43924.9	6467.3
再入全程	98082.4	13397.1

从仿真结果可以看出,再入前期的等高类周期跳跃弹道共点火2次,在第2次点火后,飞行器以合适的弹道倾角达到临界速度,顺利进入“打水漂”状态。直至速度减小至飞行器不再跳出大气层,进入再入后期的拟平衡滑翔段,最后以约束的高度和速度结束整个再入过程。最终,仿真得到的动力增程型高超声速飞行器再入弹道轨迹平滑,飞行器状态在整个再入过程中满足各项约束。

4.3 多种弹道形式的仿真对比

为证实本文提出的飞行模式具有高的燃料利用率、验证弹道解析解推导得出的结论,本节将等高类周期跳跃弹道(记为“弹道1”)分别与以下3种弹道作对比:“弹道2”为文献[12]中所提的周期跳跃弹道;“弹道3”为在波谷处点火的跳跃弹道;“弹道4”为文献[12]中提出的GPM分段优化算法解算出的弹道,选取航程最远为性能指标,需预设 σ_i 与 n_b 。各个弹道仿真条件相同,参数见3.1节。

图8为弹道1分别与弹道2~弹道4的高度、推力随时间变化的对比。助推器的启动方式为本文主要研究内容,因此以下针对助推器发生点火的再入前期弹道进行对比。图8中,弹道1与弹道4明显呈现类周期跳跃,而弹道2与弹道3呈现相位周期跳跃。

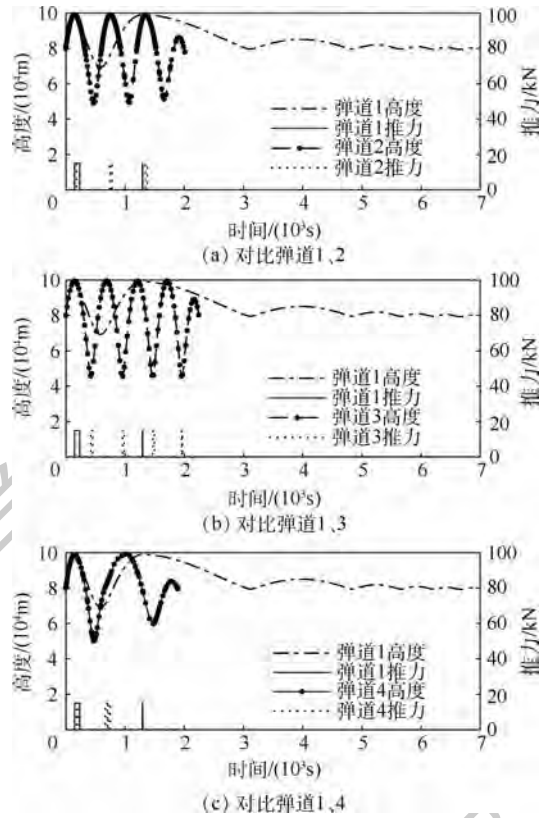


图8 不同飞行模式下高度、推力随时间变化的对比

Fig. 8 Comparison of variations of altitude and thrust changing with time under different flight modes

同样地,给出各个弹道的点火次数和每次点火消耗的燃料质量,以及航程大小、再入前期的末端速度和飞行时间对比如表3、表4所示。

表3 不同飞行模式下助推器点火消耗的燃料对比

Table 3 Comparison of fuel consumed by booster ignition under different flight modes

弹道形式	第1次点火消耗燃料/kg	第2次点火消耗燃料/kg	第3次点火消耗燃料/kg	第4次点火消耗燃料/kg	剩余量/kg
弹道1	456.9	30.6			32.5
弹道2	188.5	165.9	155.6		0
弹道3	160.7	150.2	141.4	47.7	10
弹道4	166.7	166.7	166.6		10

表4 不同飞行模式下弹道参数对比

Table 4 Comparison of trajectory parameters under different flight modes

弹道形式	航程/km	末端速度/(m·s ⁻¹)	飞行时间/s
弹道1	54 157.5	7 809.9	6 929.8
弹道2	14 540.4	7 150.4	1 345.9
弹道3	15 589.1	6 639.1	2 245.9
弹道4	14 110.2	7 537.4	1 889.8

下面分别从燃料消耗、航程大小以及能量损耗3个方面进行分析。

1) 燃料消耗:结合图8、表3数据可知,弹

道1共点火2次,燃料消耗主要在第1次点火;弹道2、弹道3以及弹道4的前3次点火,燃料消耗量基本相同。弹道1的燃料消耗量以及点火次数均最少,总燃料消耗量约为其他弹道的95%。

2) 航程大小:表4中数据显示,弹道1的类周期弹道航程明显大于其他弹道,约为其他弹道的3.47~3.84倍。

3) 能量损耗:再入前期结束时,各个弹道高度相同、质量接近(燃料剩余量不同),可以忽略势能变化的差异,仅考虑动能。由表4可知,弹道1的末端动能大于其他弹道,约为其他弹道的1.04~1.18倍;弹道3具有最大的能量损耗。

所有弹道形式中,弹道 1 使用的助推器启动方式,最大限度地助推器点火补充的能量转化为飞行航程以及飞行器机械能(体现在末端速度中);而其余弹道形式为了获得航程,在消耗助推器能量的同时,还损失了飞行器本身的机械能。为了衡量各个弹道的燃料利用能力,本文提出式(26)来计算各个弹道的燃料利用率 η_c ,弹道编号 $c=1,2,3,4$ 。

$$\eta_c = \frac{(R_t - R_{t_0})/g_0 + \text{sgn}(V_f - V_0)(V_f - V_0)^2 \sqrt{g_0}}{m_b - m_r} \quad (26)$$

式中: $R_{t_0}=4782.6\text{ km}$ 为助推器不点火时的航程; m_r 为助推器燃料剩余质量; $\text{sgn}()$ 为符号函数。

结合表 4 数据,将计算结果归一化后分别为: $\eta_1=0.6997$, $\eta_2=0.0994$, $\eta_3=0.0443$, $\eta_4=0.1566$ 。可见,弹道 1 的燃料利用率最高,在式(26)定义下,为其余弹道的 4.47~15.79 倍;同时,2 个类周期弹道的 η_c 值均高于周期弹道,弹道 3 值最小。

综上,本文提出的动力增程型弹道再入模式无论从燃料消耗、航程大小、能量损耗以及燃料利用方面均优于其他弹道,并且优势是十分显著的。因此,该飞行模式是相对于其余弹道形式更优的选择,该模式下的助推器燃料利用率与航程都是在文献[12-13]基础上取得了很大的进步。

5 结 论

1) 本文设计了一种针对增强型高超声速飞行器的动力增程型再入弹道,该弹道再入前期通过设计助推器点火方式形成等高类周期弹道保证了航程最优,再入后期看作无动力返回的非线性轨迹优化问题以满足各项约束条件。

2) 从再入弹道的解析解出发,得出了 Sanger 弹道达到航程最大的条件;进而提出再入前期轨迹规划策略;最终给出形成等高类周期跳跃弹道的动力装置启动方式的解,解决了“高度受限”以及“末端落点精度高”条件下,“点火次数”、“点火时机”和“点火时长”的计算问题。

3) 再入后期提出以各项性能指标的加权和作为 GPM 算法的总性能指标,在航程足够远的同时,保证了优化轨迹的平滑程度,通过优化算法求解的弹道符合各项约束条件。

4) 综合考虑每单位质量的燃料燃烧对增程和转化为飞行器机械能的贡献;相应地提出评判标准的数学表达式。

5) 相对于现有研究成果、不同点火时机形成的弹道以及优化算法迭代的结果,本文提出的动力增程型再入弹道能够以 95% 的燃料获得 3.47~3.84 倍的航程和 1.04~1.18 倍的末端动能,燃料利用率高达 4.47~15.79 倍。

6) 从弹道跳跃方式上重新分析数据,可知,无论形成方式为何,相对于周期跳跃的规则弹道,类周期跳跃的弹道总是能够更好地将助推器点火产生的能量转化为机械能储存在飞行器中,并获得更高的末端速度和燃料利用率。

7) 在大气密度分层、弹道倾角合适并且燃料充足的条件下,仿真实现了“打水漂”弹道。事实上,这样的弹道仅仅是理想化弹道,因为实际的空气环境不可能存在一个曲面将大气层和真空环境严格区分开。但是,这样的“打水漂”弹道作为一个标准,为实际工程提供了努力的方向。

参考文献 (References)

- [1] 孙国庆,杨大光. 再入航天器返回过程简介[J]. 科技创新导报, 2011(18): 88.
SUN G Q, YANG D G. Brief introduction of reentry spacecraft reentry process[J]. Science and Technology Innovation Herald, 2011(18): 88 (in Chinese).
- [2] SANGER E, BRETT J. A rocket drive for long range bombers [M]. HAMERMESH M, translated. Washington D. C.: Technical Information Branch, Navy Department, 1994: 108-135.
- [3] LU P. Reentry guidance trajectory control for reusable launch vehicle[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1997, 20(1): 143-149.
- [4] 卢宝刚,傅瑜,崔乃刚,等. 基于拟平衡滑翔的数值预测再入轨迹规划算法[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2015, 47(1): 14-19.
LU B G, FU Y, CUI N G, et al. Numerical prediction method of reentry trajectory planning based on quasi equilibrium glide condition[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2015, 47(1): 14-19 (in Chinese).
- [5] 张科南. 基于坡度率的再入飞行器在线轨迹规划[J]. 战术导弹技术, 2015(5): 24-29.
ZHANG K N. On-board trajectory planning for reentry vehicle based on slope rate[J]. Tactical Missile Technology, 2015(5): 24-29 (in Chinese).
- [6] RAO A V, MEASE K D. Entry trajectory tracking law via feedback linearization[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1998, 21(5): 726-740.
- [7] ELANGAR G N, KAZEMI M A. Pseudospectral Chebyshev optimal control of constrained nonlinear dynamical systems[J]. Computational Optimization and Applications, 1998, 11(2): 195-217.
- [8] 呼卫军,卢青,常晶,等. 特征趋势分区 Gauss 伪谱法解再入轨迹规划问题[J]. 航空学报, 2015, 36(10): 3338-3348.
HU W J, LU Q, CHANG J, et al. Reentry trajectory planning

- method based on Gauss pseudospectral with characteristics of trend partion [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(10): 3338-3348 (in Chinese).
- [9] 雍恩米. 高超声速滑翔式再入飞行器轨迹优化与制导方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2008: 48-68.
YONG E M. Study on trajectory optimization and guidance approach for hypersonic glide-reentry vehicle[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008: 48-68 (in Chinese).
- [10] 宋超, 黎志强, 刘旭. 考虑航路点的飞行器再入轨迹优化与仿真[J]. 航空计算技术, 2019, 49(1): 19-23.
SONG C, LI Z Q, LIU X. Reentry trajectory optimization and simulation of aircraft with waypoints considered[J]. Aeronautical Computing Technique, 2019, 49(1): 19-23 (in Chinese).
- [11] 杨鹏宇, 齐瑞云, 郭小平. 故障下高超声速飞行器再入在线轨迹重构[J]. 战术导弹技术, 2017(4): 73-81.
YANG P Y, QI R Y, GUO X P. On-line trajectory reconfiguration for reentry hypersonic vehicle under failures[J]. Tactical Missile Technology, 2017(4): 73-81 (in Chinese).
- [12] CARTER P H, PINES D J, RUDD L V. Approximate performance of periodic hypersonic cruise trajectories for global reach [J]. IBM Journal of Research and Development, 2000, 44(5): 703-714.
- [13] 蔺君, 何英姿, 黄盘兴. 基于改进分段 Gauss 伪谱法的带推力高超声速飞行器再入轨迹规划[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(9): 1662-1671.
LIN J, HE Y Z, HUANG P X. Powered hypersonic vehicle reentry trajectory optimization based on improved multi-phase Gauss spectral method[J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(9): 1662-1671 (in Chinese).
- [14] VINH N X. Optimal trajectories in atmospheric flight[M]. Amsterdam: Elsevier Scientific Publishing Co., 1981: 47-75.
- [15] 郑伟, 汤国建. 弹道导弹自由段解算的等高约束解析解[J]. 宇航学报, 2007, 28(2): 269-272.
ZHENG W, TANG G J. Contour restricted analytical solution for free flight trajectory of ballistic missile[J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(2): 269-272 (in Chinese).
- [16] EGGERS A J J, ALLEN J H, NEICE S E. A comparative analysis of the performance of long-range hypervelocity vehicles: NACA-1958-1382[R]. Washington, D. C.: NACA, 1958.
- [17] TIMOSHENKO S, YOUNG D H. Advanced dynamics[M]. New York: McGraw-Hill Company, 1948: 106-190.
- [18] 雍恩米, 陈磊, 唐国金. 飞行器轨迹优化数值方法综述[J]. 宇航学报, 2008, 29(2): 397-406.
YONG E M, CHEN L, TANG G J. A survey of numerical methods for trajectory optimization of spacecraft[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(2): 397-406 (in Chinese).

作者简介:

冯玥 女, 博士研究生。主要研究方向: 飞行器自适应控制、轨迹规划。

王容顺 男, 硕士研究生。主要研究方向: 飞行器自适应控制。

吴了泥 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 飞行器控制技术。

Reentry trajectory planning for range-extended hypersonic vehicles with boosters

FENG Yue, WANG Rongshun, MEI Yingxue, SUN Hongfei, WU Liaoni*

(School of Aerospace Engineering, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

Abstract: A reentry trajectory for a hypersonic vehicle with an accessory rocket-powered engine is optimized in terms of the ignition time of boosters and the fuel consumption, based on which a reentry mode of range-extended trajectory is proposed. The analytical solution of Sanger trajectory reveals the conditions of the attack angle and initial velocity for the vehicle to travel the longest distance, which can be used to manipulate the boosters with the goal of maximum travel distance and minimum fuel consumption. The reentry trajectory is designed as a combination of Sanger trajectory and quasi-equilibrium glide trajectory. In the first stage of reentry, the vehicle flies along an equal altitude quasiperiodic trajectory guaranteed by boosters interval ignition, and ensures that the range is longest. In the second stage of reentry, the vehicle flies along a quasi-equilibrium gliding trajectory which is the solution of an optimal control problem with trajectory smoothness and distance as the performance index and the problem is converted and solved by constrained nonlinear programming. Finally, the proposed reentry trajectory is simulated and the results show that the trajectory is quite analogous to the so called “stone skipping” under the conditions of sufficient fuel and appropriate path angle, which can efficiently use its mechanical energy of a stone to long range over a lake. Compared with the trajectories with boosters working in different modes and the trajectories solved in different ways, the proposed reentry trajectory has 3.47 – 3.84 times range, 1.04 – 1.18 times end kinetic energy and 4.47 – 15.79 times fuel availability.

Keywords: hypersonic vehicles; booster; range-extended; reentry; analytical solution; “stone skipping” trajectory; trajectory planning

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0493

铜互连扩散阻挡层工艺优化

傅晓娟^{1,2}, 赵毅强^{1,*}, 刘峻², 宋凯悦¹

(1. 天津大学 微电子学院 天津市成像与感知微电子技术重点实验室, 天津 300072;

2. 长江存储科技有限责任公司, 武汉 430205)



摘 要: 针对金属线间击穿电压小、可靠性差的问题,对铜扩散阻挡层(包括钽阻挡层厚度和氮化硅阻挡层薄膜质量)进行研究优化。使用自对准双重图形(SADP)方法能够使金属互连线的特征尺寸缩小,使得互连线扩散阻挡层的厚度期望降低。通过制备不同厚度的钽阻挡层对金属互连体系电阻和击穿电压做详细对比分析,发现硬质的钽金属对化学机械研磨(CMP)产生影响,导致互连体系电阻和击穿电压随着钽阻挡层厚度减小而增加,过薄的阻挡层会导致阻挡性能降低、整体晶圆均匀性变差;铜线界面上存在的氧元素极大地降低了氮化硅的黏附性,影响阻挡层性能。在氮气预处理阶段通入不同流量的氮气,在预沉积阶段改变预沉积时间,增加过渡阶段,通过实验分析氮化硅的黏附性,结果证明:氮气流量的增加、预沉积时间的减少、过渡阶段的增加能提高氮化硅的黏附性,改善了薄膜阻挡能力。

关键词: 互连体系; 铜扩散; 扩散阻挡层; 钽; 氮化硅

中图分类号: TN305.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1514-07

近年来,随着集成电路工艺持续高速化、微缩化的发展,后段金属互连线的特征尺寸呈现快速缩小的趋势。这种趋势使金属互连线的线宽不断减小的同时,也使电流传输密度不断增大,从而引起金属互连线的可靠性问题^[1-3]。金属互连线的电迁移^[4,5](Electro-Migration, EM)问题是造成器件可靠性差的重要因素之一,与其他金属及其化合物相比,铜金属以其低电阻、较好的抗应力、抗迁移能力成为后段金属互连体系的重要互连材料。然而,铜原子(离子)易在介电层中扩散,对介电层造成污染,在相同条件下铜离子的扩散速率远大于原子的扩散速率。铜离子的扩散对于器件的性能和介电质的可靠性来说是致命的,这种扩散将会导致铜互连线之间的电压衰减,甚至会引起互连层间的电压击穿,严重影响电路的可靠性^[6]。

铜互连中的阻挡层必须能够有效地阻止铜扩散。一个好的阻挡层必须具备以下条件:①阻挡层对于被阻挡物质具有良好的热稳定性和黏附性;②阻挡层电阻较小,且与被阻挡物质的接触电阻也较小;③阻挡层具有均一性,即厚度与结构基本保持一致。然而,目前在芯片后段的金属层互连线制造小线宽工艺产品线上,由于其线宽仅为20 nm级,但其传输速度的目标值为2.4 Gbit/s,这必然会引起电流密度增大,在这种趋势下,金属层间的介质会发生漏电问题,从而造成产品失效,严重影响晶圆的可靠性和产品的良率。

本文针对金属层上小线宽铜金属互连线扩散阻挡层系统进行分析研究,通过优化铜扩散阻挡层,包括钽阻挡层厚度和氮化硅阻挡层黏附性,解决后段互连铜扩散导致的击穿电压初始失效问题。

收稿日期: 2019-09-10; 录用日期: 2019-10-11; 网络出版时间: 2019-10-23 14:39

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191023.1238.002.html

* 通信作者. E-mail: yq_zhao@tju.edu.cn

引用格式: 傅晓娟, 赵毅强, 刘峻, 等. 铜互连扩散阻挡层工艺优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1514-1520.
FU X J, ZHAO Y Q, LIU J, et al. Optimization of diffusion barrier process on copper interconnection[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1514-1520 (in Chinese).

1 铜互连线缩小对扩散阻挡层的影响

1.1 铜互连线制备工艺

在集成电路深亚微米制造工艺中,有 2 种方式能够获得 20 nm 或者更小的特征尺寸:①在现有的 193 nm 浸入式光刻技术的基础上结合图形技术,使得金属线获得更小的线宽,在多种图形技术中,自对准图形技术^[7-8]可以使金属线获得更好的均匀性和线宽粗糙度,更多地应用于芯片制造中;②使用先进的极紫外光刻技术^[9-10],极紫外光刻技术完全解决了现有光刻技术由于光线衍射带来的图形形变的弊端,虽然极紫外光刻技术能够获得分辨率更好的小线宽互连线,但由于极紫外光刻设备的高额费用使其很难用于制造工厂的大规模生产上。

实验采用自对准双重图形 (Self-Aligned Double Pattern, SADP) 技术获得小线宽金属线。SADP 又叫做侧墙工艺,即第一次光刻后形成核心图形,刻蚀后在核心图形两侧淀积形成侧墙,去除核心图形保留侧墙,再以侧墙为掩膜进行刻蚀形成最终图形。整个曝光工艺理论上只有一次光刻,后续工艺包括淀积、刻蚀和化学机械研磨 (CMP)。SADP 的工艺流程如图 1 所示。SADP 技术^[11]规避了光刻-刻蚀-光刻-刻蚀 (Litho-Etch-Litho-Etch, LE-LE) 和光刻-光刻-刻蚀 (Litho-Litho-Etch, LLE) 技术存在的上下层对准问题,获得线宽更加均匀的同时也使得上下层对准更加准确^[12]。

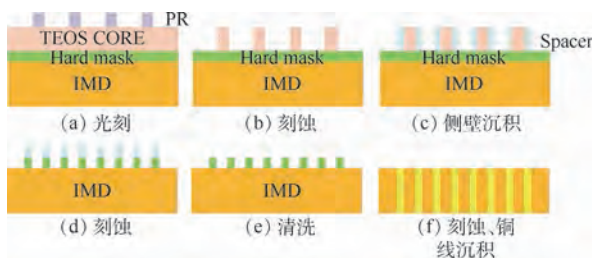


图 1 SADP 工艺简化流程

Fig. 1 Simplified process of SADP

1.2 针对小线宽铜互连线的扩散阻挡层

铜原子的高迁移特性使其极易氧化与介质材料发生反应,在化学电镀铜形成连线之前需要一层扩散阻挡层结构,阻挡铜扩散,降低金属线失效问题。被扩散阻挡层包封的铜连线的尺寸和电阻都会增加。假设互连材料电阻率为 ρ , 扩散阻挡层材料电阻率为 ρ_b , 互连线长 L , 宽 W , 高 H , 扩散阻挡层厚度为 b , 除去扩散阻挡层, 互连线自身电

阻为 $R^{[5]}$ 。

$$R = \frac{\rho L}{WH}$$

当互连线覆以扩散阻挡层时,互连体系电阻变为 R_b 。

$$\frac{1}{R_b} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{(W-2b)(H-2b)}{L} + \frac{1}{\rho_b} \cdot \frac{2b(H+W-2b)}{L}$$

化简得

$$\frac{1}{R_b} = \frac{WH}{\rho L} + \left(\frac{1}{\rho L} - \frac{1}{\rho_b L} \right) \cdot \left\{ 4 \left[b - \left(\frac{W+H}{4} \right)^2 \right] - \left(\frac{W+H}{2} \right)^2 \right\} \quad (1)$$

由式(1)看出, ρ_b 和 b 的增加将导致电阻 R_b 的增大, 因此为了降低互连体系的电阻, 扩散阻挡层的电阻率和厚度应该尽可能得低。

国内外多种研究证明, 氮化钽/钽 (TaN/Ta) 阻挡层结构是能够有效阻挡铜扩散, 同时获得尽可能小的互连体系电阻的最好选择^[5]。但是随着互连技术的不断发展, 对于越来越小的金属线而言, 氮化钽/钽组合阻挡层模式无法适应极小的线宽体系, 在仅有十几纳米的线宽内, 无法容纳几纳米的阻挡层。本文在不增加新工艺、额外成本和后续工艺操作的基础上, 舍弃钽为阻挡层主要材料的前提下, 放弃电阻率较高的氮化钽, 仅留下钽完成对铜扩散的阻挡。钽阻挡层沉积工艺采用的是反溅射物理气相沉积^[13] (Physical Vapor Deposition, PVD), 同时使用回流工艺均匀薄膜厚度。

1.3 氮化硅沉积工艺

在金属互连体系中, 整个金属线侧壁和底部包裹着钽阻挡层, 金属线上部 CMP 后沉积一层覆盖层来完成对铜扩散的阻挡, 经刻蚀后, 铜金属层与上下通孔层相连。通常采用氮化硅作为覆盖层的主要材料。在电迁移测试中, 阻挡层和种子层界面是最为薄弱的环节, 因为界面铜的活化能较低, 容易形成铜原子的快速扩展通道, 氮化硅阻挡层和钽阻挡层间需要紧密连接, 一旦出现间隙, 铜原子 (离子) 就会沿界面扩散, 导致铜线连接引起器件失效。

铜原子 (离子) 在含氧化合物中能够迅速扩散。CMP 后铜线暴露在含氧环境中, 极易被氧化成氧化铜。氧化铜在等离子体的轰击下会产生铜离子在介质层中扩散, 同时污染氮化硅和电介质的界面造成铜线间导通, 引起器件失效。所以在沉积阻挡层氮化硅前, 需要彻底清除氧化铜。另外, 氧化物的存在会降低薄膜的黏附性。当铜表

面被氧化时,薄膜黏附性下降,进而降低界面的扩散阻挡能力^[14]。在铜扩散简化后的简易计算模式里,界面阻挡能 ΔG_m 可以近似地与界面黏附力做功 γ 成正比: $\Delta G_m = \alpha\gamma$, α 为一个小于 1 的常数,与原子当前位置有关。由此可见,氮化硅的黏附能力对铜扩散的阻挡有着至关重要的影响。在芯片制造生产上,每道工艺之间有着严格的时间限制,铜化学机械抛光后的工艺等待时间会直接影响氮化硅薄膜的黏附性,过长的等待时间会使膜的黏附性变差,对铜的阻挡能力产生影响^[15]。

2 扩散阻挡层工艺问题及优化方法

2.1 钽阻挡层工艺优化

本文做了一组实验来检测不同的钽阻挡层厚度对铜扩散的阻挡能力,以及其对互连体系的影响。本组实验采用 SADP 技术完成对金属线的刻蚀,对线槽清洗后完成钽阻挡层的反溅射沉积,时间控制阻挡层的厚度,随后进行金属铜填充。为了获得密度较好的铜线和较平整的平面,金属铜的填充是过量的,随后进行 CMP 将平面磨平便于沉积氮化硅阻挡层,金属层工艺结束后进行通孔层槽孔的刻蚀。鉴于极小的金属线宽和互连系统电阻的考量,金属阻挡层要尽可能得薄以获得较小的互连体系电阻,从而钽阻挡层的厚度不宜过大。实验分别选取 a1、a2、a3 的钽阻挡层厚度为实验变量,从 a1 到 a3 依次增加 2 个单位厚度,单位为 Å。晶圆编号分别记为 S1、S2、S3。分别从

晶圆击穿电压、电阻 2 个方向进行对比分析。

2.2 氮化硅阻挡层沉积工艺优化

依据表 1 所示的 AMAT BMK 手册中氮化硅的沉积程式,氮化硅薄膜沉积主要有 5 个步骤:①气压稳定,通入氨气和氮气达到所需气压;②氨气预处理,主要目的是利用氨气和氮气生成的等离子体去除铜互连线表面氧化铜;③预沉积,在晶圆表面沉积一层很薄的氮化硅薄膜;④主沉积;⑤气体抽离,将反应腔体内残余的气体经真空泵抽离。由沉积步骤可知,氨气预处理与预沉积会直接影响沉积后氮化硅薄膜的质量和黏附性。依据表 1 中的沉积程式,针对氨气预处理和预沉积阶段氨气流量、时间和加热器高度方面探究其对氮化硅黏附力的影响,利用纳米压痕仪对氮化硅的临界附着力进行测量。

六片晶圆的实验配置如表 2 所示。氨气的流量从 f_1 到 f_3 ,时间从 t_1 到 t_2 ,加热器高度从 H_1 到 H_2 都是依次增大的。S4 号和 S5 号晶圆依据表 1 中 AMAT BMK 氮化硅的沉积程式步骤完成氮化硅的沉积,预沉积阶段 S5 号晶圆氨气流量高于 S4 号晶圆;S6 号、S7 号、S8 号晶圆在预沉积阶段后增加过渡阶段,过渡阶段的沉积程式更接近于主沉积程式配比。S6 号、S7 号、S8 号 3 组实验对比验证不同阶段氨气流量对于薄膜黏附性的影响。同时过渡阶段将加热器高度从 H_1 调节为 H_2 ,氨气预处理阶段时间较 S4、S5 号晶圆降低 2 s,预沉积阶段时间 S8 号晶圆与 S4、S5 号晶圆保

表 1 AMAT BMK 手册中的氮化硅沉积程式

Table 1 Recipe of silicon nitride in AMAT BMK's handbook

参数	气压稳定阶段	氨气预处理阶段	预沉积阶段	主沉积阶段	气体抽离阶段
反应腔	全部	全部	全部	全部	全部
结束控制	时间截至	时间截至	时间截至	时间截至	时间截至
最大反应时间/s	7	15	3	待定	10
结束点选择	无	无	无	无	无
气压/torr	4.2	4.2	4.2	4.2	TF0°
高频射频功率/W	0	150	440	440	0
加热器温度/°C	350	350	350	350	350
加热器温度预设/mW	0	0	0	0	0
加热器高度/mil	350	350	490	490	升起
气体名称	NH ₃	NH ₃	SiH ₄	SiH ₄	SiH ₄
气体流量/scem	75	75	75	205	-2°
气体名称	N ₂	N ₂	NH ₃	NH ₃	NH ₃
气体流量/scem	5 000	5 000	65	65	-2°
气体名称			N ₂	N ₂	N ₂
气体流量/scem			5 000	5 000	-2°

注:scem 为标准公升每分钟流量值;torr 为压力单位,1 torr = 1.333 22 × 10² Pa;mil 为体积单位,1 mil = 10⁻³ L。

持一致,S6号、S7号晶圆增加1s,过渡阶段的时间均为 $t+1$ s。S6号晶圆氨气流量一致维持 f_1 ,S7号晶圆氨气流量则为 f_2 ,S8号晶圆在最后过渡阶段将氨气浓度调节为 f_3 ,预沉积阶段的硅烷流量保持一致。在S9号晶圆上,将氨气预处理阶段

与预沉积阶段合并,氨气流量为 f_1 ,加热器高度定位 H_2 ,处理总时间与之前实验总时间保持一致。所有晶圆中,仅S6号、S7号晶圆在总处理时间上多出1s,探究预沉积阶段氨气的流量对氮化硅附着力的影响。

表 2 六片晶圆实验配置

Table 2 Experimental configuration of six wafers

晶圆 编号	气压稳定阶段		氨气预处理阶段			预沉积阶段			增加过渡阶段			总时间/s
	NH ₃ 流量/ sccm	时间/s	NH ₃ 流量/ sccm	时间/s	加热器 高度/ mil	NH ₃ 流量/ sccm	时间/s	加热器 高度/ mil	NH ₃ 流量/ sccm	时间/s	加热器 高度/ mil	
S4	f_2	A	f_2	t_2+2	H_1	f_2	t_1	H_1				$t+A$
S5	f_2	A	f_2	t_2+2	H_1	f_3	t_1	H_1				$t+A$
S6	f_1	A	f_1	t_2	H_1	f_1	t_1+1	H_1	f_1	t_1	H_2	$t+A+1$
S7	f_2	A	f_2	t_2	H_1	f_2	t_1+1	H_1	f_2	t_1	H_2	$t+A+1$
S8	f_2	A	f_2	t_2	H_1	f_2	t_1	H_1	f_3	t_1	H_2	$t+A$
S9	f_1	A	氨气预处理和预沉积合并			f_1	t	H_2				$t+A$

3 工艺优化结果分析

3.1 互连体系电阻及击穿电压分析

根据互连电阻式(1)可以看出,随着钽阻挡层厚度的增加,互连体系的电阻变大。实验1中3组不同钽阻挡层厚度电阻测量结果如图2(a)所示,结果显示不同钽阻挡层厚度时,互连体系电阻明显随之增加而减小。从图2(b)中3组不同钽阻挡层厚度晶圆击穿电压也可以看出,金属线间击穿电压随着钽阻挡层厚度的增加有降低趋势。不论电阻还是击穿电压都明显表示,钽阻挡层厚度越小,晶圆击穿电压均匀性变得越差,而电阻变得越大,与公式推论相悖。

此外实验过程还发现,过薄的阻挡层在铜的阻挡上存在风险。由于线槽宽度窄,深宽比较大,钽阻挡层沉积过程不可避免出现线槽的中间部分薄两端厚的现象,如图3(a)所示铜金属线横向TEM(Transmission Electron Microscop)图,金属线槽呈上宽下窄,钽阻挡层中间部分厚度最小。较薄的阻挡层部分会存在铜扩散到介质层中引起击穿电压失效的风险,如图3(b)所示小线宽金属线上铜元素分析图,图中明显有铜通过阻挡层扩散到金属介质层中。线槽的两端钽阻挡层厚度较厚,中间部分会是整个阻挡层的最薄弱部分,一旦厚度过低,铜就会扩散进入介质层。

图4给出了S1电阻与击穿电压的晶圆分布。图中:网格表示整片晶圆上75个测试点的测试结果,颜色越深代表数值越大。图4所示的电阻和金属线间击穿电压均显示晶圆中心部分比边缘部分数值较小。对于同一片晶圆上出现的电阻和击

穿电压的差异,除钽阻挡层厚度沉积不均匀的情况外,还有一个关键的影响因素: CMP。

依据第一层金属线(M1 SADP)线间击穿电压的测试方法(见图5),相邻两条金属线分别施加高压(V+)和低压(V-)。可以看出,击穿电压的大小与线间距有直接关联,线间距越大,线间击穿电压也应该越大,而线槽上宽下窄的形貌决定化学机械掩膜的度影响同一片晶圆上击穿电压的大小。由此推断,铜沉积后的CMP工艺对晶圆中心和边缘产生差异,依据电阻的计算公式(1)判断金属线的高度越小,使得互连体系的电阻越大,说明晶圆边缘位置出现CMP过磨现象。

实验结果与数学模型结果相反的原因是由CMP造成的。为了保证实验变量唯一性,3组晶圆采用相同的CMP程式,由于钽是一种比铜更加坚硬的金属,相同的CMP过程下,钽阻挡层厚度大的晶圆研磨掉的厚度更小,鉴于金属线槽刻蚀形成类似于倒梯形的形状(见图3),磨损的厚度越小金属线宽越大,根据击穿电压测试方法可以看出,金属线间的间隔越小,导致线间击穿电压越小。所以出现钽阻挡层的厚度越大,互连体系电阻越小,击穿电压也降低的现象。

随着金属线宽的不断减小,对钽阻挡层厚度的期望也在减小,芯片厂商希望获得更小的金属线宽以极大地缩小芯片尺寸,但极小的线宽对后段工艺提出了巨大挑战。面对自对准四重图形技术(Self-Aligned Quadruple Pattern, SAQP)技术造就的10nm级的金属线宽,过度减小的钽阻挡层已经不能完成其阻挡铜扩散的任务,这就需要一种新的阻挡材料和后段沉积工艺。

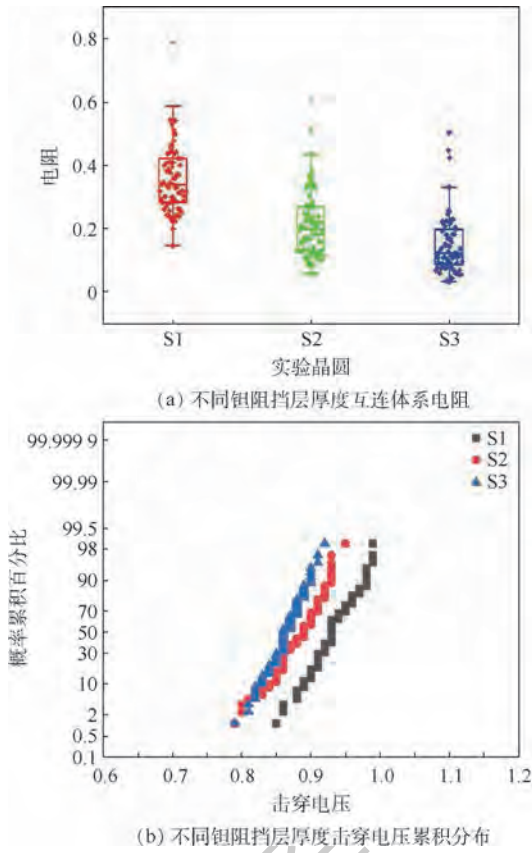


图2 不同钽阻挡层厚度互连体系电阻和击穿电压累积分布

Fig.2 Resistance of interconnect systems and breakdown voltage accumulation distribution with different Ta thickness

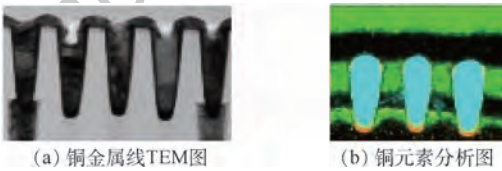


图3 铜金属线 TEM 示意图及其铜元素分析图

Fig.3 TEM of copper wire and copper element analysis

3.2 薄膜附着力分析

从图6可以看出,S4与S5氮化硅薄膜的附着力改变并不明显,预沉积阶段氨气流量的增加对薄膜附着力的影响微弱。依据图6显示的实验结果,过渡阶段的增加明显使氮化硅薄膜的黏附力增强,过渡阶段程式配比越接近于主沉积程式,氨气预处理时间越小,氮化硅薄膜的附着力越好。预沉积阶段氨气通入时间的增加对黏附力的增加影响微弱,但氨气流量对氮化硅质量的提高有着重要的意义,尤其过渡阶段,氨气的流量越接近主沉积程式,氮化硅的附着力越强。通过对S9的对比,氮化硅的沉积程式不同阶段的合并使薄膜的附着力降低,沉积程式分类越明显对薄膜的附着力的提升越有帮助。

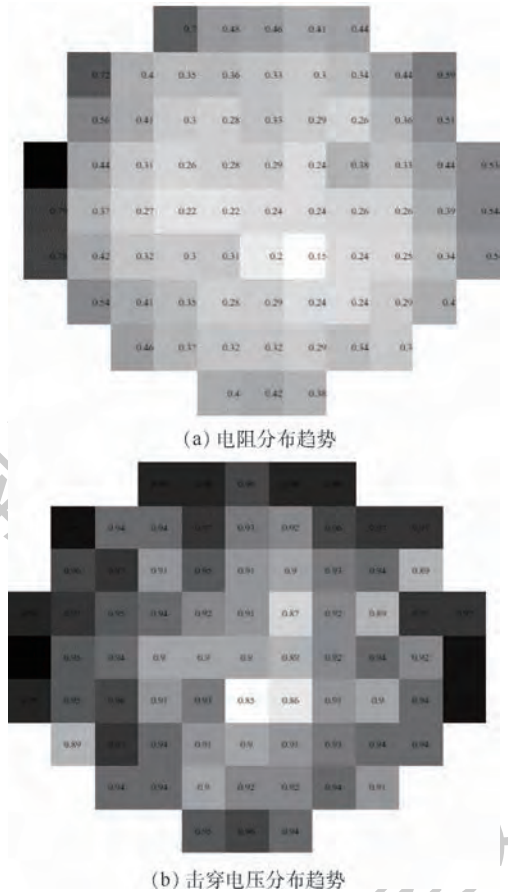


图4 S1电阻及击穿电压分布趋势

Fig.4 Resistance distribution trend and VBD distribution trend of S1

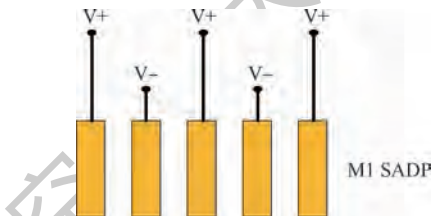


图5 击穿电压测试方法

Fig.5 Test method of VBD

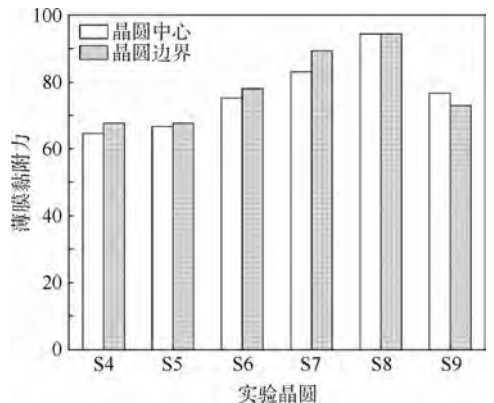


图6 六片晶圆中心与边界位置附着力对比
Fig.6 Center adhesion contrast with edge adhesion of six wafers

4 结束语

随着线宽和线间距的缩小,SADP 技术对现有的铜扩散阻挡层工艺产生挑战,针对铜互连线间击穿电压小、初始电压失效、可靠性差的问题,本文对钽阻挡层厚度和氮化硅阻挡层薄膜质量进行研究优化。通过制备不同厚度的钽阻挡层对比分析互连体系电阻和金属线间击穿电压的变化,通过在氨气预处理阶段通入不同流量的氨气、在预沉积阶段改变预沉积时间和增加过渡阶段对氮化硅的黏附性进行分析。实验结果表明,由于硬质钽材料对研磨产生影响,导致互连体系电阻和线间击穿电压随着钽厚度的减小而增加,过薄的阻挡层会导致阻挡性能降低和整体晶圆均一性变差,氨气流量的增加、预沉积时间的减少、过渡阶段的增加均能提高氮化硅的黏附性,提高了阻挡层性能,实现了基于 SADP 技术的金属互连线阻挡层性能的提升。

参考文献 (References)

- [1] LO C L, CATALANO M, KHOSRAVI A, et al. Enhancing interconnect reliability and performance by converting tantalum to 2D layered tantalum sulfide at low temperature [EB/OL]. (2019-01-23) [2019-09-01]. <https://arxiv.org/abs/1901.08143>.
- [2] GHORBANI H, ABDOLLAH-ZADEH A, BAGHERI F, et al. Improving the bio-corrosion behavior of AISI316L stainless steel through deposition of Ta-based thin films using PACVD [J]. Applied Surface Science, 2018, 456: 398-402.
- [3] JANG K T, LEE S Y, NA S K, et al. Electromigration characteristics and morphological evolution of Cu interconnects on CVD Co and Ru liners for 10 nm class VLSI technology [J]. IEEE Electron Device Letters, 2018, 39(7): 1050-1053.
- [4] BUSH J, PALMER X, ASMAR A, et al. Electrotactic migration of chondrocytes in a 3D collagen matrix [J]. Biophysical Journal, 2018, 114(3): 518-519.
- [5] OREIFEJ R S, AL-HADDAD R, ZAND R, et al. Survivability modeling and resource planning for self-repairing reconfigurable device fabrics [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2018, 48(2): 780-792.
- [6] 桂鹏,汪辉.铜互连氮化硅薄膜沉积技术中电压衰减的研究 [J]. 电子与封装, 2011, 11(3): 25-28.
- [7] GUI P, WANG H. Study on voltage attenuation in copper interconnect silicon nitride thin film deposition [J]. Electronics & Packaging, 2011, 11(3): 25-28 (in Chinese).
- [8] CHEN H C, SPOONER T A, STEPHENS J E, et al. Planarity considerations in SADP for advanced BEOL patterning [C] // IEEE International Interconnect Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 17014575.
- [9] SONG Y, KIM S, SHIN Y. Timing-aware wire width optimization for SADP process [C] // Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition. Piscataway: IEEE Press, 2017: 16881431.
- [10] YANG C C, CHEN F, LI B, et al. In-situ metal/dielectric capping process for electromigration enhancement in Cu interconnects [C] // IEEE International Interconnect Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2012: 12905532.
- [11] MA X, WANG Z, CHEN X, et al. Gradient-based source mask optimization for extreme ultraviolet lithography [J]. IEEE Transactions on Computational Imaging, 2019, 5(1): 120-135.
- [12] SAGI K V, AMANAPU H P, ALETY S R, et al. Potassium permanganate-based slurry to reduce the galvanic corrosion of the Cu/Ru/TiN barrier linear stack during CMP in the BEOL interconnects [J]. ECS Journal of Solid State Science and Technology, 2016, 5: 256-263.
- [13] CHEN Y, CHENG Q, KANG W. Analysis of process characteristics of self-aligned multiple patterning [J]. Microelectronic Engineering, 2012, 98: 184-188.
- [14] HAO Z, TAO Z, CHEN H. Revisiting weighted Stego-image Steganalysis for PVD steganography [J]. Multimedia Tools and Applications, 2019, 78: 7479-7497.
- [15] LLOYD J R, LANE M W, LINIGER E G. Relationship between interfacial adhesion and electromigration in Cu metallization [C] // IEEE International Integrated Reliability Workshop Final Report. Piscataway: IEEE Press, 2003: 7748327.
- [16] MARDANI S, NORSTRÖM H, SMITH U, et al. Electromigration behavior of Cu metallization interfacing with Ta versus TaN at high temperatures [J]. Journal of Vacuum Science & Technology B, 2016, 34(6): 0606.

作者简介:

傅晓娟 女,硕士研究生。主要研究方向:半导体器件工艺。

赵毅强 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:集成电路设计,半导体传感器(压力、光电)与 MEMS 研究及其集成系统设计, VLSI 测试、可测性设计与可靠性研究。

Optimization of diffusion barrier process on copper interconnection

FU Xiaojuan^{1,2}, ZHAO Yiqiang^{1,*}, LIU Jun², SONG Kaiyue¹

(1. Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology, School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Yangtze Memory Technologies Co., Ltd., Wuhan 430205, China)

Abstract: Facing the problems about low breakdown voltage and poor reliability of the metal interconnection, the copper diffusion barrier including the thickness of the tantalum barrier and the quality of silicon nitride barrier film was studied and optimized. The Self-Aligned Double Pattern (SADP) method can reduce the critical dimension of metal interconnection and cut down the thickness expectation of the interconnection wire diffusion barrier. In this paper, the resistance and breakdown voltage of metal interconnection system are compared and analyzed in detail by preparation of tantalum barriers with different thickness. It is found that the hard tantalum material has an impact on Chemical Mechanical Polish (CMP). As the thickness of tantalum decreases, the resistance and breakdown voltage of the interconnection system will increase, and the over-thin barrier will degrade the performance of the barrier and make the uniformity of the whole wafer worse. Meanwhile, the presence of oxygen at the copper wire interface can greatly reduce the adhesion of silicon nitride, which degrades the performance of the silicon nitride barrier. In this experiment, the adhesion of silicon nitride is analyzed by feeding different flow rates of ammonia during the ammonia treatment stage, changing the pre-deposition time and increasing the transition stage in the pre-deposition stage. Experiments show that the adhesion of silicon nitride can be improved with the increase of ammonia flow rate, the decrease of pre-deposition time and the addition of the transition stage, and the blocking ability of film is improved.

Keywords: interconnection system; copper diffusion; diffusion barrier; tantalum; silicon nitride

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0500

考虑物料供应干扰的飞机移动生产线动态调度

卢斌, 陆志强*

(同济大学 机械与能源工程学院, 上海 201804)



摘 要: 针对飞机装配过程中出现的物料供应延期干扰问题,对飞机移动生产线装配作业调度进行了研究。通过对物料供应信息的动态分析,将反应调度决策划分为固定决策和不同场景下的预测决策,并建立了物料供应干扰环境下的动态调度框架。在滚动决策点,以最小化与模板装配计划的偏差及工期的加权和期望值为目标函数,建立了二阶段近似优化模型。针对模型的决策逻辑,设计了以两阶段禁忌搜索算法为框架的启发式算法,求解滚动决策点的优化问题。不同规模下的数值实验表明,所提出的动态调度方法能够有效利用不断更新的物料供应信息,获得接近后验精确解的调度结果,且相比于传统的调度方法,所提方法能更有效地应对物料供应干扰。

关键词: 飞机移动生产线; 物料供应; 不确定性; 动态调度; 滚动决策

中图分类号: TP29

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1521-14

飞机移动生产线制造模式作为一项长期精益实践的成果,具有生产效率高、生产连续稳定、信息化程度高等特点,受到各大航空制造企业的青睐。飞机移动生产线由多个前后衔接的“虚拟大工位”构成,飞机主体在每个大工位上以相同速度移动,并完成一定数量的装配作业。国内外学者对飞机移动生产线调度相关问题进行了较为充分的研究^[1-4],其研究大多致力于模板装配计划的制定,在决策装配作业的开始时均假定物料能准时供应。然而在实际装配环境中,飞机装配所需的零部件种类复杂且数量巨大^[5],各供应商的产能、服务水平、运输条件等因素易受外部环境或突发事件影响,物料供应的准时性难以保证,装配作业推迟执行的情况时有发生。物料供应延期不仅影响到装配作业本身,还会影响到后续其他作业的调度执行,导致模板装配计划不可行,使得生产管理人员不得不对模板计划进行响应调

整,从而增加了装配现场资源调配负担。因此,在生产线的实时运作过程中,提供一种能够有效应对物料供应延期干扰的反应调度方法具有重要的实际意义。基于该实际需求,本文对物料供应干扰环境下的飞机移动生产线调度问题进行了研究。

物料供应干扰环境下的飞机移动生产线调度问题本质上是一类不确定环境下的项目调度问题,现有文献针对此类问题进行了较为充分的研究。部分学者从前摄调度方法入手,考虑了作业时长的不确定性,通过插入缓冲时间来提高模板调度计划的稳定性,设计了基于抽样仿真评价的启发式和元启发式算法来优化分配整个调度中的缓冲区^[6-9]。Lambrechts^[10]和Ma^[11]等考虑了资源可用性的不确定性,设计了前摄-反应调度框架,前摄阶段以调度计划解鲁棒性为优化指标生成模板调度计划,执行阶段采用反应式调度策略,

收稿日期: 2019-09-11; 录用日期: 2020-02-03; 网络出版时间: 2020-02-06 12:57

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200206.1236.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61473211,71171130)

* 通信作者. E-mail: zhiqianglu@tongji.edu.cn

引用格式: 卢斌, 陆志强. 考虑物料供应干扰的飞机移动生产线动态调度[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1521-1534.
LU B, LU Z Q. Dynamic scheduling for aircraft mobile production line considering material supply interference[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1521-1534 (in Chinese).

以最小化与模板调度计划的偏差为目标函数生成新调度计划。van de Vonder 等^[12]针对作业突发中断问题,提出了鲁棒串行和并行调度机制,结合优先级规则和启发式算法,设计了鲁棒反应式调度程序。Chakraborty 等^[13]分别考虑资源中断干扰场景,建立了混合整数规划模型,提出了多种启发式算法来求解模型。Davari 和 Demeulemeester^[14]针对作业时长的不确定性,综合考虑前摄调度和反应调度所产生的成本,提出了基于多阶段动态规划的数学模型来解决最优化问题。Chand 等^[15]针对资源干扰环境的项目调度问题,建立了多目标规划模型,并设计了基于遗传规划的改进优先规则启发式程序进行求解。针对物料供给延期干扰,陆志强等^[16]建立了以最小化调度计划变动成本和资源额外投入成本加权和为目标函数的调度模型,设计了基于支持向量数据描述的动态调度算法进行求解。

从上述文献来看,考虑的不确定性因素主要集中在作业时长、作业所需资源可用性等方面,对考虑作业所需物料供应不确定性的项目调度问题研究较为匮乏。文献[16]虽然在飞机移动生产线背景下考虑了物料供应不确定环境,但在问题描述中仅考虑后续作业的物料预计可送达时间,简化了对物料供应不确定性的处理。实际上,随着飞机装配进度的推进及对物料供应过程的实时监测,生产管理人员除了能准确获知某些作业的物料延期到达时间以外,还能对后续作业的物料到达时间概率分布进行预测。在物料延期干扰发生时,生产管理人员希望利用最新掌握的物料供应信息,兼顾调度决策的反应性和预见性,从而最大程度地降低物料供应干扰环境对飞机移动生产线正常运作的影响。针对此需求,本文以物料供应干扰环境下的飞机移动生产线装配作业调度问题为研究对象,借鉴文献[17]中针对多阶段随机优化过程的、基于二阶段近似优化模型的决策框架,提出了物料供应干扰环境下的动态调度框架,建立了滚动决策点的二阶段近似优化模型。针对模型的决策逻辑,设计了以两阶段禁忌搜索算法为框架的启发式算法进行求解。通过数值实验,验证了所提动态调度方法的有效性。

1 问题描述与数学模型

1.1 问题描述与基本假设

物料供应干扰环境下的飞机移动生产线装配作业调度问题,是在物料供应延期导致装配作业

无法按原始计划执行的情况下,通过反应调度优化决策未开始作业的开始时间,以减少实际执行计划与模板装配计划的偏差和装配工期,从而达到最小化反应调度总成本的目的。针对飞机移动生产线装配工位特点,给出如下基本假设:①装配工位的模板装配计划已定;②将装配工位调度问题抽象为资源受限项目调度问题,即装配作业的调度应同时满足作业优先级、可用资源上限等基本约束;③如图1所示,在飞机移动生产线各个装配工位中考虑多类共享的可更新资源,包括装配工人、关键装配设备、能源供应设备、线边存储空间等;④装配作业所需物料动态到达且为齐套准时化配送;⑤时间轴作离散化处理。

表1汇总了参数及决策变量,其中作业编号0与 $n+1$ 为虚作业,其执行工期与资源需求量为0。

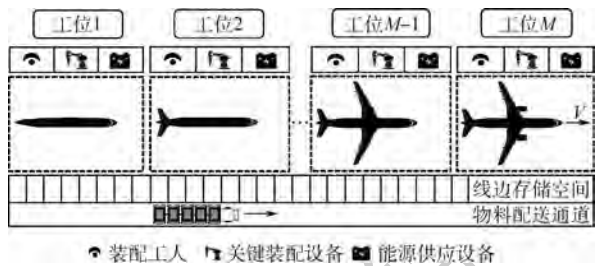


图1 飞机移动生产线装配工位布局图

Fig. 1 Assembly station layout of aircraft mobile production line

表1 参数与决策变量

Table 1 Parameters and decision variables

参数	定义
J	作业集合
n	作业数量
$j \in [0, 1, \dots, n, n+1]$	作业序号
K	可更新资源集合
$k \in K$	资源种类编号
T	时间集合
$t \in T$	时间编号
p_j	作业 j 的执行工期
P_j	作业 j 的紧前作业集合
r_{jk}	作业 j 对第 k 种资源的需求量
R_k	第 k 种资源总量
s_j^0	作业 j 的模板计划开始时间
A_j^0	作业 j 的物料计划到达时间
d	作业的物料配送提前期
决策变量	定义
s_j	整数变量,作业 j 的开始时间
x_{jt}	0/1 变量,作业 j 在时刻 t 开始取1,否则取0

1.2 物料供应干扰环境下的动态调度框架

本文所考虑的物料供应干扰具体体现为 2 个方面:①当前某一作业的物料供应发生延期且延期到达时间已知,此类干扰直接导致作业推迟执行;②部分未开始作业的物料到达时间服从某概率分布,换言之,这些作业的物料到达情况具备多个可能的场景,每个场景均可能发生物料延期干扰,这些干扰虽尚未发生,但隐含在后续计划执行过程中。由此,本文将受干扰作业的物料延期到达时间归为确定性信息,将部分未开始作业的物料到达时间概率分布定义为不确定性信息。

由于部分作业的物料供应方式为 JIT 供货方式,其物料供应过程易受外部环境影响,此类作业的物料到达时间具有不确定性。对于此类作业,在其物料开始配送之前,管理人员只能通过预测获得其物料到达时间的概率分布,且概率分布的方差(即预测准确度)会随着预测时间的临近越来越小。此外,当干扰事件发生时,即作业的物料到达时间晚于计划配送时间时,触发反应调度动作,此时延期物料的到达时间变为确定性信息,同时后续作业的物料到达时间概率分布得到更新。

在反应调度动作层面,本文所提出的动态调度方法是由于干扰事件驱动的,干扰事件发生的时间点为滚动决策点。与常规重调度方法不同的是,本文将后续作业的调度决策分为两阶段进行:将第 q 次干扰发生的时刻记为 T_q ,将 T_q 后具有完全确定性信息的时间段记为固定决策阶段,将 T_q 后首次出现不确定性信息的时间点记为 T_{q+1} ,则 T_q 到 T_{q+1} 之间的时间为固定决策阶段,该阶段的决策模型为确定性模型,其决策用以替代该阶段的原始计划;而 T_{q+1} 后的时间为预测决策阶段,该阶段的决策模型为不确定性模型,通过构建场景的方法建模求解,其决策无需实际执行,仅用于评价固定决策阶段的决策。

依据上述分析,在 T_q 时刻,将作业划分为 3 类集合,如图 2 所示。图中:虚线框为物料配送

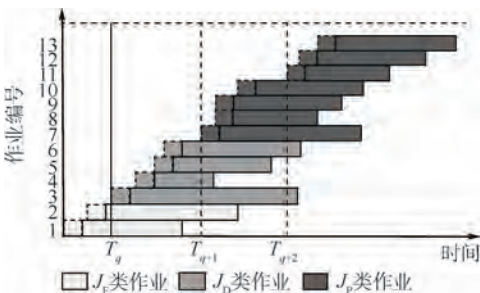


图 2 T_q 时刻的甘特图

Fig. 2 Gantt chart at T_q

作业,实线框为装配作业。3 类作业的决策属性描述如下:

1) J_F 类。物料配送作业已经完成或已经开始但未完成的作业(作业 1、2),按原始计划执行。

2) J_D 类。物料计划配送时间位于固定决策阶段内的作业,包括物料延期到达的作业(作业 3),以及物料到达时间已确定的作业(作业 4、5、6),将进行固定决策。

3) J_P 类。物料计划配送时间在 T_{q+1} (作业 7 的物料到达时间不确定)后的作业(作业 7、8、9、10、11、12、13),将进行不同场景下的预测决策。

为了明确描述相邻滚动决策点间的决策更新情况,以图 2 中 T_q 时刻的甘特图为例进行说明。此时 J_D 类作业将进行固定决策,决策结果将替代原始计划并实际执行;当时间推进至 T_{q+1} ,得到图 3 所示的甘特图,其中作业 3、4、5、6 的开始时间为 T_q 时刻进行固定决策的结果,对于作业 7、8、9、10、11、12、13 而言,由于物料到达信息的更新,保留了其在 T_{q+1} 进行决策更新的权利。在 T_{q+1} ,作业 1、2、3、4、5、6 更新为 J_F 类作业,作业 7、8、9、10 更新为 J_D 类作业,作业 11、12、13 更新为 J_P 类作业。

结合信息和操作层面的分析,以及对不同作业类型决策属性的描述,给出物料供应干扰环境下的动态调度框架,如图 4 所示。

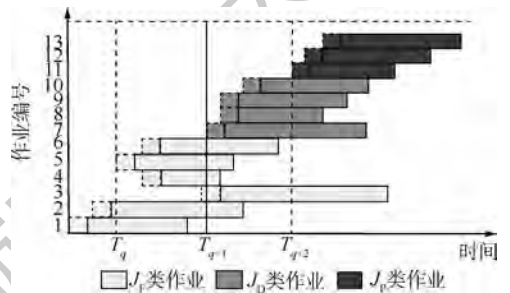


图 3 T_{q+1} 时刻的甘特图

Fig. 3 Gantt chart at T_{q+1}

1.3 二阶段近似优化模型

根据 1.2 节的两阶段决策逻辑,本节建立二阶段近似优化模型。由于飞机装配复杂度高,集成在生产线上的装配资源种类较多,模板装配计划耦合了大量的装配资源配置计划。一旦出现作业因物料供应延期而推迟执行的干扰,模板装配计划将不再可行,实际执行的调度结果会产生不可避免的偏差,将加重装配资源调配负担,同时装配工位实际工期也将被迫延长。因此,本文的目标函数同时考虑了实际执行计划与模板装配计划的偏差和装配工期 2 类指标。根据企业实际需

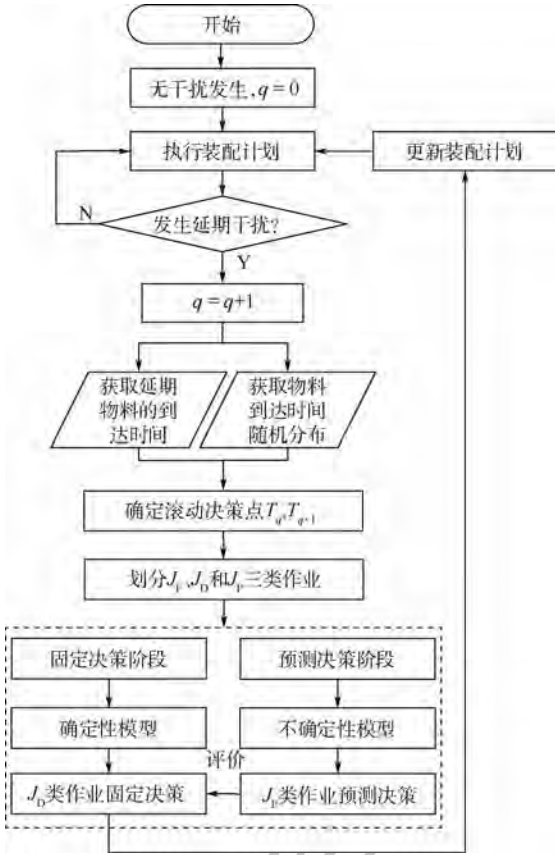


图4 动态调度框架

Fig. 4 Framework of dynamic scheduling

求, 可为 2 类优化指标设定单位时间成本权重 ω_1 和 ω_2 , 并采用加权求和的标量化方法将 2 个不同的优化指标转化为单目标函数。由此, 本文以最小化与模板装配计划的偏差及工期的加权和作为调度决策 (记为 S) 的综合成本衡量指标 $f(S)$, 可写为

$$f(S) = \omega_1 \sum_{j=0}^{n+1} |s_j - s_j^0| + \omega_2 s_{n+1} \quad (1)$$

设 A_j 表示作业 j 的物料到达时间。对于物料到达时间已知的作业, 直接获取其物料到达时间确定值; 对于物料到达时间不确定的作业, 采用蒙特卡罗抽样法, 从已知概率分布中随机抽样, 获取其物料到达时间样本值。对每个概率分布进行单次抽样后, 含有 n 个作业物料到达时间的序列 Y 可表示为

$$Y = (A_1, A_2, \dots, A_n)$$

将每次抽样后获得的序列 Y 定义为一个物料到达场景。重复抽样 N 次后, 物料到达场景集合 Θ 可表示为

$$\Theta = (Y_1, Y_2, \dots, Y_N)$$

通过设置物料到达场景集合, 将不确定性问题转化为若干个场景下的优化问题, 其中每个场景下的优化问题均包含对 J_D 类作业的固定决策

(记为 S_1) 和 J_P 类作业的预测决策 (记为 $S_{2,\theta}, \theta \in \Theta$)。2 个阶段的决策分别对应固定成本 $f(S_1)$ 和期望成本 $E[f(S_{2,\theta})]$, 目标函数可表示为两者之和, 即

$$\min Z = f(S_1) + E[f(S_{2,\theta})] \quad (2)$$

式(2)可通过不同场景下的预测决策, 评估固定决策的自身效能及应对不同场景的反应能力, 达到兼顾调度决策反应性和预见性的目的。为了使模型表达更为简洁, 决策变量统一用场景进行表述。补充参数并修正决策变量, 修正后的参数和决策变量如表 2 所示。

表 2 修正的参数与决策变量

Table 2 Modified parameters and decision variables

参数	定义
$q \in [0, 1, \dots, \varepsilon]$	干扰编号, 0 代表无干扰, ε 为干扰总数
T_q	第 q 次干扰发生时刻
J_F, J_D, J_P	3 类作业集合
$s_{R,j} (j \in J_F)$	J_F 类作业 j 的实际开始时间
ω_1, ω_2	ω_1 为与模板装配计划偏差的单位时间成本权重, ω_2 为工期的单位时间成本权重, 且满足 $\omega_1 + \omega_2 = 1$
Θ	物料到达场景集合
N	场景数量
$\theta \in \Theta$	场景编号
$A_{j,\theta}$	场景 θ 下, 作业 j 的物料到达时间
决策变量	定义
$s_{j,\theta}$	整数变量, 场景 θ 下, 作业 j 的开始时间
$x_{j,t,\theta}$	0/1 变量, 场景 θ 下, 作业 j 在时刻 t 开始取 1, 否则取 0

修正参数与决策变量后, 式(2)可改写为目标函数式(3), 目标函数受式(4)~式(12)的约束。

$$\min Z = \sum_{\theta}^N \left(\omega_1 \sum_{j=0}^{n+1} |s_{j,\theta} - s_j^0| + \omega_2 s_{n+1,\theta} \right) / N \quad (3)$$

s. t.

$$s_{j,\theta} = s_{R,j} \quad \forall j \in J_F, \theta \in \Theta \quad (4)$$

$$s_{j,\delta_1} = s_{j,\delta_2} \quad \forall j \in J_D, \delta_1, \delta_2 \in \Theta \quad (5)$$

$$s_{j,\theta} = \sum_{t=0}^T (x_{j,t,\theta} \cdot t) \quad \forall j \in J, \theta \in \Theta \quad (6)$$

$$s_{j,\theta} \geq s_{h,\theta} + p_h \quad \forall j \in J, h \in P_j, \theta \in \Theta \quad (7)$$

$$\sum_{j=1}^n \left(r_{jk} \sum_{\tau=t-p_j+1}^t x_{j\tau,\theta} \right) \leq R_k \quad \forall k \in K, t \in T, \theta \in \Theta \quad (8)$$

$$\sum_{t=0}^T x_{j,t,\theta} = 1 \quad \forall j \in J, \theta \in \Theta \quad (9)$$

$$\sum_{t=0}^T (x_{j,t,\theta} \cdot t) - d \geq A_{j,\theta} \quad \forall j \in J, \theta \in \Theta \quad (10)$$

$$\sum_{t=0}^T (x_{j,t,\theta} \cdot t) - d \geq T_q \quad \forall j \in J_D \cup J_P, \theta \in \Theta \quad (11)$$

$$x_{j,t,\theta} = \{0,1\} \quad \forall j \in J, t \in T, \theta \in \Theta \quad (12)$$

式(4)表示任意场景下任意 J_F 类作业的决策一致;式(5)表示对 J_D 类作业的固定决策在任意场景下保持一致;式(6)表示决策变量 $s_{j,\theta}$ 与 $x_{j,t,\theta}$ 之间的关系;式(7)表示任意场景下任意作业均应满足作业优先级约束;式(8)表示任意场景下任意时刻所有执行的作业对任意种类的资源需求量均不大于该资源供给上限;式(9)表示任意场景下任意作业一旦开始不能中断;式(10)表示任意场景下任意作业的物料开始配送时间不应早于物料到达时间;式(11)表示任意场景下任意 J_D 和 J_P 类作业的物料开始配送时间不应早于干扰发生时刻;式(12)表示决策变量 $x_{j,t,\theta}$ 的可行域。

2 算法设计

依据模型的决策逻辑,本文设计了以两阶段禁忌搜索算法为框架的启发式算法(Two-stage Tabu Search Based Heuristic, TTSBH),其中解码算法采用了基于局部前瞻搜索的串行调度机制。算

法设计思路如下:TTSBH 算法分 2 层嵌套运用禁忌搜索算法,依次搜索 J_D 类作业的固定决策和不同场景下 J_P 类作业的预测决策。具体而言,对于搜索到的每一个固定决策结果(即 J_D 类作业的调度结果),进一步地,在该固定决策结果基础上,重复搜索不同场景 $\theta(\theta \in \Theta)$ 下 J_P 类作业的预测决策结果,通过计算目标函数值,来反馈评估该固定决策结果的优劣。TTSBH 算法采用作业列表进行编码,编码顺序代表作业的调度顺序。依据 3 类作业的决策属性,对编码进行拆分,如图 5 所示。其中,对于 J_F 类作业的固定编码按照实际执行顺序升序排列,每经过一次滚动决策都将进行更新;对应 J_D 类作业的固定决策编码,其初始列表(记为 L_1)按模板装配计划开始时间升序排列;对应 J_P 类作业的预测决策编码,其初始列表(记为 L_2)按模板装配计划中的开始时间升序排列。TTSBH 算法框架及流程如图 6 所示。

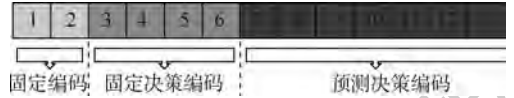


图 5 作业列表编码拆分示意图

Fig. 5 Schematic diagram of job list coding splitting

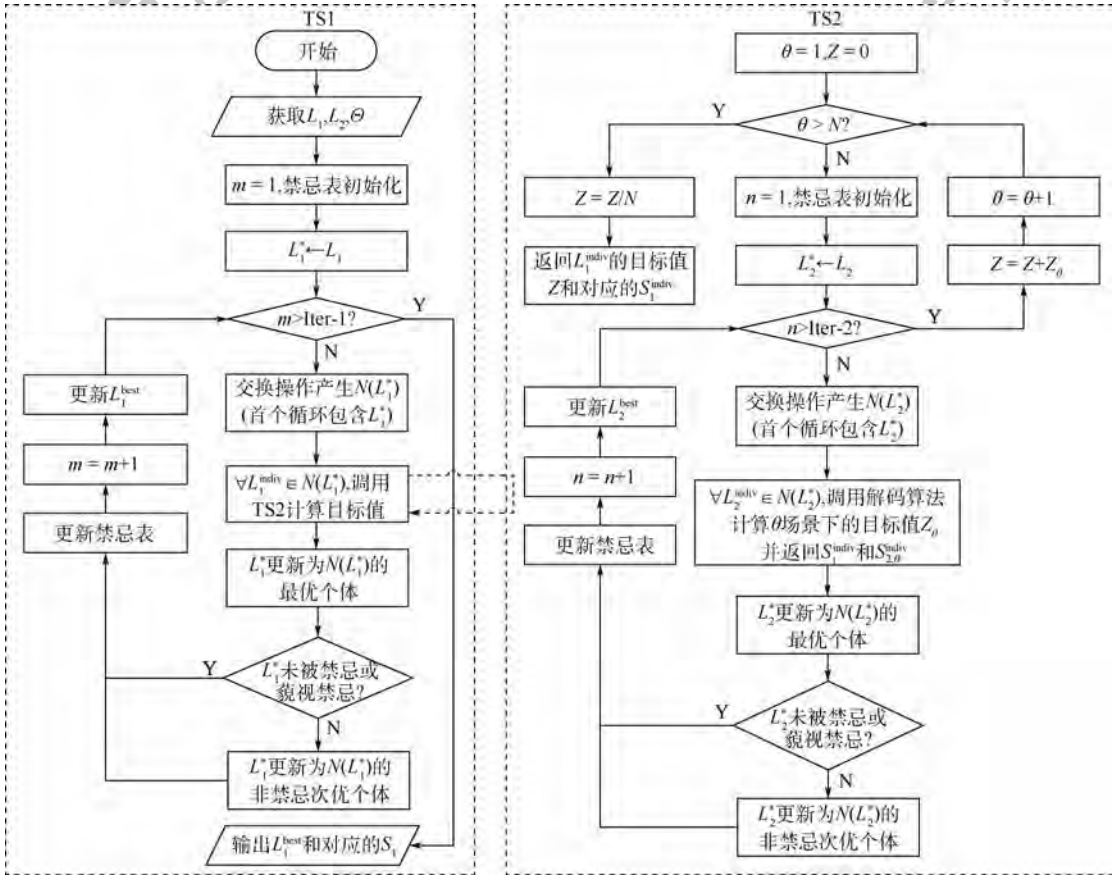


图 6 TTSBH 算法流程

Fig. 6 Flowchart of TTSBH algorithm

2.1 第一阶段禁忌搜索 TS1

第一阶段禁忌搜索 TS1 为 J_D 类作业搜索固定决策。对候选编码个体 L_i^{indiv} , 任取 2 个作业进行位置互换, 生成邻域个体 L^D 。由于作业间存在优先级关系, 该方式可能生成不可行的作业列表, 由此本文针对邻域个体生成方式进行如下改进:

步骤 1 已知候选编码个体 $L_i^{indiv} = \{j_1^M, j_2^M, \dots, j_m^M\}$, 任意选取 2 个不同作业 j_f^M 和 $j_g^M (1 \leq f < g \leq m)$ 。

步骤 2 交换 j_f^M 和 j_g^M , 令 $j_f^D \leftarrow j_g^M, j_g^D \leftarrow j_f^M$, 得到待判定个体 $L^D = \{j_1^D, j_2^D, \dots, j_m^D\}$ 。

步骤 3 若存在 $u \in \{f, f+1, \dots, g\}$, 使得 $P_{j_u^D} \cap \{j_u^D, j_{u+1}^D, \dots, j_g^D\} \neq \emptyset$ 成立, 则取消本次交换, 否则接受交换并生成邻域个体。

重复上述过程, 构建邻域集合 $N(L_i^{indiv})$ 。禁忌对象为最近若干次迭代的作业互换操作, 禁忌表长度为 TL-1, 禁忌对象遵守先进先出原则, 迭代次数为 Iter-1。对搜索到的每一个作业列表, 调用 TS2 算法模块进行评估。

2.2 第二阶段禁忌搜索 TS2

第二阶段禁忌搜索 TS2 为 J_P 类作业搜索不同场景下的预测决策。禁忌搜索的邻域生成方式、禁忌对象设置与 TS1 相同, 禁忌表长度为 TL-2, 迭代次数为 Iter-2。在获取 TS1 中待评估作业列表基础上, 对搜索到的每一个作业列表, 采用基于局部前瞻搜索的串行调度机制进行解码, 得到当前场景下的调度结果。需要注意, 在各个场景下重复进行禁忌搜索寻优过程中, 对 J_P 类作业的决策结果均补充自同一个固定决策。

2.3 基于局部前瞻搜索的串行调度机制

结合目标函数中所考虑的优化指标, 本文设计了基于局部前瞻搜索的串行调度机制对作业列表进行解码, 算法具体步骤如下:

步骤 1 获取场景 θ 所对应的作业物料到达时间序列 $(A_{1,\theta}, A_{2,\theta}, \dots, A_{n,\theta})$, 合并 2 个决策阶段的作业列表, 得到作业数量为 I 的调度序列 $\{j_1,$

$j_2, \dots, j_I\}$, 令 $i = 1$ 。

步骤 2 选取作业 j_i , 将其紧前作业的最晚完成时间 $\max\{s_j + p_j, j \in P_{j_i}\}$ 作为拟安排开始时间 T_{j_i} 。

步骤 3 若 $T_{j_i} \geq \max(T_q + d, A_{j_i,\theta} + d)$, 转步骤 4, 否则令 $T_{j_i} = \max(T_q + d, A_{j_i,\theta} + d)$, 转步骤 4。

步骤 4 若 $\forall t \in [T_{j_i}, T_{j_i} + p_{j_i}], \forall k \in K, r_{j_i k} \leq R_k$ 恒成立, 转步骤 6, 否则转步骤 5。

步骤 5 $T_{j_i} = T_{j_i} + 1$, 转步骤 4。

步骤 6 若 $T_{j_i} > s_{j_i}^0, s_{j_i} = T_{j_i}$, 转步骤 10, 否则令待决策值 $v = T_{j_i}$, 待决策值集合 $\Omega_{j_i} = \emptyset$, 转步骤 7。

步骤 7 若作业 j_i 的开始时间安排为 v 时, 且 $\forall t \in [v, v + p_{j_i}], \forall k \in K, r_{j_i k} \leq R_k$ 恒成立, 则 $\Omega_{j_i} = \Omega_{j_i} \cup v$, 转步骤 8, 否则直接转步骤 8。

步骤 8 若 $v < s_{j_i}^0, v = v + 1$, 转步骤 7, 否则转步骤 9。

步骤 9 对 Ω_{j_i} 中的待决策值进行局部前瞻搜索。依次将待决策值安排为作业开始时间, 将后续作业按照尽早开始原则进行预解码。对预解码后得到的局部调度计划, 计算其与模板装配计划的偏差及工期的加权和, 作为待决策值的适应度。取最小适应度所对应的待决策值作为作业的最佳开始时间 s_{j_i} , 转步骤 10。

步骤 10 若 $i < I$, 令 $i = i + 1$, 转步骤 2, 否则输出决策结果。

为了更好地说明基于局部前瞻搜索的串行调度机制, 以图 5 中作业列表编码为例, 依次决策作业 3、4、5、6 的开始时间, 解码过程如图 7 所示。对于作业 3, 其待决策值仅为 5, 直接决策作业 3 的开始时间为 5; 对于作业 4, 其待决策值集合为 $\{7, 8, 9, 10\}$, 对每个待决策值进行局部前瞻搜索, 计算其所生成局部调度计划的适应度, 将其中最小适应度所对应的待决策值 9 作为作业 4 的最佳开始时间; 作业 5、6 的解码方式与作业 4 相同, 不再赘述。依次解码作业列表, 直至确定全部作业的开始时间。

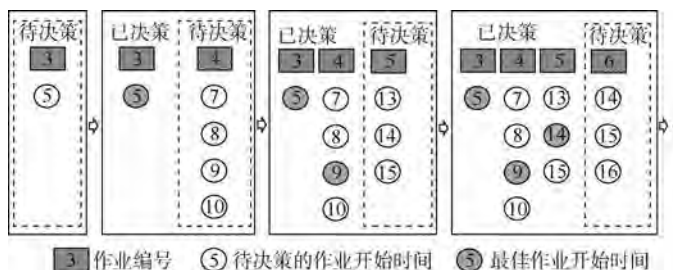


图 7 解码过程示例

Fig. 7 An example of decoding process

3 数值实验

以文献[16]中模板装配计划实例为参考,结合所研究问题的特点,进行算例扩充,构造作业数量为 20、30、60、90、120 等 5 类规模的数据,分别生成 10 组算例。取 $\omega_1 = 0.5, \omega_2 = 0.5$ 。设置物料配送提前期为 10。假设受干扰作业占作业数量的 10%。其余作业的物料到达时间均已知,且与物料计划配送时间的偏差值在 $[10, 20]$ 内随机选取。受干扰作业的物料实际延期时间在区间 $[20, 30]$ 内随机选取。将进度时间距离作业模板开始时间的差值记为 λ , 在 λ 所在的不同范围 ($\lambda > 90, 50 < \lambda \leq 90, 10 < \lambda \leq 50$), 其预估的物料到达时间与实际到达时间的偏差分别服从正态分布 $N(0, 2), N(0, 1), N(0, 0.5)$ 。在每个滚动决策点设置场景池, 大小为 2 000, TS2 从中抽取 30 个场景作为物料到达场景集合。实验通过 MATLAB(2014b) 平台进行, 计算机配置为 Intel i7-4790U 处理器, 3.6 GHz 主频, 8 GB 内存。获取后验精确解使用的 CPLEX 软件版本号为 12.6.3。以作业规模为 120 的 10 个算例作为预实验对象, 确定 TTSBH 算法所用的参数: Iter-1 为 10, TL-1 为 4, Iter-2 为 2, TL-2 为 1。选取其中一个算例的测试结果, 给出 TTSBH 算法的收敛曲线, 如图 8 所示。

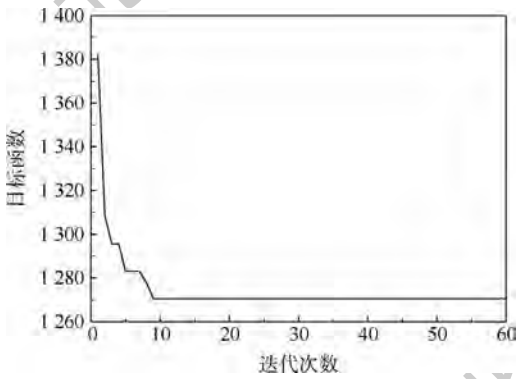


图 8 TTSBH 算法收敛曲线

Fig. 8 Convergence curve of TTSBH algorithm

3.1 与 CPLEX 后验求解结果对比

为了验证 TTSBH 算法的精确性及解码算法的有效性, 本节利用后验信息(即所有作业的物料实际到达时间提前已知), 设计了如下对比实验:

1) 实验 1。使用 CPLEX 软件单次求解数学模型。

2) 实验 2。采用简化的动态调度框架和 TTSBH 算法(固定决策阶段的作业为前两次干扰

发生时刻之间的作业, 后续作业利用后验信息进行预测决策), 单次求解数学模型。

3) 实验 3。设计类似实验 2, 但两阶段禁忌搜索算法中的解码算法采用传统的串行调度机制(SSGS), 该机制将作业开始时间安排为最早可开始时间。将该实验的算法命名为基于串行调度机制的两阶段禁忌搜索算法, 简记为 TTS-SSGS。

由于 CPLEX 不适用于求解大规模算例, 表 3 给出作业规模 V 为 20、30、60 各 10 组不同算例的求解结果, 其中 Z 为目标函数值, t 为求解时间, G 为其他算法得到的 Z 值与 CPLEX 求解结果的差值百分比, 带“*”的算例编号表示该算例在使用 CPLEX 求解时仅能获得 3 h 内所得的最优低界值。

通过与 CPLEX 实验对比可以发现, TTSBH 算法在各个规模算例中均能获得较优解, 且在部分算例中获得了精确解。在各个作业规模下, 与

表 3 基于后验信息的实验结果

Table 3 Experiment results based on posterior information

V 算例	实验 1			实验 2			实验 3		
	Z	t/min		Z	t/min	G	Z	t/min	G
20	1	260.0	0	260.0	0.1	0	287.0	0.1	10.4
	2	304.5	0.1	304.5	0	0	304.5	0	0
	3	300.0	0	300.0	0.1	0	304.5	0	1.5
	4	242.0	0	245.0	0.4	1.2	261.5	0	8.1
	5	281.0	0	281.0	0.1	0	287.0	0.1	2.1
	6	264.5	0.1	264.5	0.1	0	267.0	0	0.9
	7	328.0	0	356.0	0.1	8.5	356.5	0.1	8.7
	8	358.5	0.3	358.5	0.1	0	360.0	0	0.4
	9	232.0	0.1	232.0	0.1	0	243.0	0.1	4.7
	10	346.5	0.4	362.0	0.1	4.5	370.5	0.1	6.9
	均值	291.7	0.1	296.4	0.1	1.4	304.2	0.1	4.4
30	1	315.5	0.6	315.5	0.2	0	315.5	0.2	0
	2	262.5	0.7	300.0	0.2	14.3	300.0	0.1	14.3
	3	344.0	0.6	369.5	0.3	7.4	369.5	0.2	7.4
	4	353.5	0.6	353.5	0.1	0	353.5	0.1	0
	5	250.5	0.9	250.5	0.4	0	250.5	0.2	0
	6	249.0	0.7	256.0	0.3	2.8	256.0	0.3	2.8
	7	398.5	1.4	398.5	0.8	0	406.0	0.6	1.9
	8	261.0	0.7	261.0	0.4	0	261.0	0.1	0
	9	448.5	1.8	448.5	0.6	0	448.5	0.4	0
	10	383.0	1.1	394.5	0.5	3.0	416.5	0.3	8.7
	均值	326.6	0.9	334.8	0.4	2.8	337.7	0.3	3.5
60	1	543.5	126	543.5	4.6	0	544.0	3.3	0.1
	2	538.5	42	541.0	3.8	0.5	541.0	2.9	0.5
	3	815.0	137	848.0	4.7	4.0	903.5	3.3	10.9
	4	667.5	92	667.5	3.5	0	682.0	2.1	2.2
	5*	803.5	180	803.5	4.6	0	835.0	3.4	3.9
	6	547.0	38	552.0	3.1	0.9	567.0	2.9	3.7
	7	440.5	30	458.0	3.7	4.0	458.0	2.8	4.0
	8*	665.5	180	750.0	3.0	12.7	756.0	2.8	13.6
	9	506.0	142	506.0	4.7	0	522.0	4.1	3.2
	10	587.0	83	618.5	3.7	5.4	618.5	2.4	5.4
	均值	611.4	105	628.8	3.9	2.8	642.7	3.0	4.8

CPLEX 求解结果的 G 均值分别为 1.4%、2.8% 和 2.8%，证明了 TTSBH 算法的有效性。随着作业规模增加，CPLEX 求解所需时间迅速上升，在作业规模为 60 下，平均时间达到了 105 min，部分算例甚至无法在可接受时间得到理想低界。而 TTSBH 算法不仅能在较短时间内得到优质解，且求解时间稳定，说明 TTSBH 算法在求解时间上也具有较大优势。TTS-SSGS 算法虽然在求解时间方面略优于 TTSBH 算法，但求解结果在各作业规模下的 G 均值分别达到 4.4%、3.5% 和 4.8%，其求解质量劣于 TTSBH 算法，表明基于局部前瞻搜索的串行调度机制相比于传统 SSGS 具有一定优势，解码效果更优。

3.2 物料供应干扰环境下的对比实验

为了验证本文动态调度方法的求解效果，本节设计了物料供应干扰环境下的对比实验：

1) 实验 4。采用本文的动态调度框架和 TTSBH 算法，滚动求解数学模型。

2) 实验 5。以各个概率分布的期望值构建期望场景，预测决策阶段仅利用期望场景下的预测决策结果对固定决策阶段决策进行评价，滚动求解数学模型。

3) 实验 6。采用单阶段决策方法，即仅进行固定决策，并利用 TTSBH 中的 TS1 算法和解码算法滚动求解简化后的数学模型。

4) 实验 7。采用典型的右移策略 (Right Shift, RS)，滚动应对执行过程中发生的物料延期干扰。

5) 实验 8。采用文献 [18] 中的前摄-反应决策框架，即在计划执行前预先考虑已知的物料到达时间概率分布，在原始模板装配计划的基础上使用该文献中基于代理目标评价的自适应遗传算法建立前摄性计划，反应阶段使用右移策略应对实际发生的延期干扰。其中，代理目标函数考虑前摄计划的工期（即质量鲁棒性指标）和文献 [18] 采用的松弛时间代理指标 2 项指标，松弛时间为作业在不影响后续作业情况下可推迟执行的最大时间，自适应遗传算法的编码、种群初始化、交叉、变异、选择等操作均借鉴文献 [4] 中的方法，并采用传统的串行调度机制对作业列表解码。

采用 3.1 节中的 CPLEX 求解结果作为对比基准。由于 CPLEX 在作业规模为 60 时已出现部分算例无法在可接受时间内求解，因此作业规模

为 90 和 120 的算例不再进行实验 1 的求解。实验 2 是采用后验信息进行求解的，由表 3 可知其与 CPLEX 所求解足够接近，因此在更大规模下采用实验 2 的算法结果作为后验对比基准。表 4 和表 5 分别给出规模为 20、30、60 和规模为 90、120 的求解结果， Z 值为滚动求解后的实际执行计划与模板装配计划偏差与实际工期的加权和， GAP_1 为本文方法的 Z 值与后验结果的差值百分比， GAP_2 、 GAP_3 、 GAP_4 和 GAP_5 分别为其他方法与本文方法的 Z 值差值百分比。

通过表 4 和表 5 可以发现，在采用了本文方法的情况下，各个作业规模的 GAP_1 均值分别为 2.9%、3.5%、3.1%、3.9% 和 4.5%，且个别算例求解结果能获得精确解，可见不同场景下的预测决策能有效辅助固定决策阶段作出更优的决策，体现本文方法的后验优化能力。对比实验 4 和实验 5，不同作业规模下的 GAP_2 均值为 0.5%、0.6%、1.3%、2.3% 和 4.8%，表明仅利用期望信息，虽在小规模算例中达到了和本文方法相似的调度效果，但随着规模不断增加，其调度效果呈现越来越劣的趋势，显示出随机场景信息在预测决策阶段的价值。对比实验 4 和实验 6，不同规模下的 GAP_3 均值为 0.7%、1.0%、3.0%、13.5% 和 24.4%，表明随着算例规模增大，单阶段决策方法的全局优化能力越来越差，体现了本文方法中的固定决策在不同场景的预测决策评估影响下具备了较强的全局优化能力，显示出本文的动态调度方法具有兼顾调度反应性和预见性的优势。对比实验 4 和实验 7，不同规模下的 GAP_4 均值为 24.0%、7.1%、8.9%、23.5% 和 31.3%，显示出右移策略在应对干扰时的被动性，体现了本文方法在应对物料延期干扰事件时所具有的明显优势，也体现了充分利用物料到达场景信息的重要性。对比实验 4 和实验 8，不同作业规模下的 GAP_5 均值为 3.9%、3.5%、4.0%、10.3% 和 12.7%，表明本文方法相比于现有的前摄-反应方法，具有更优的调度效果。具体而言，前摄-反应方法虽然能确保生成的前摄计划具有较强的鲁棒性，但缺乏对不确定性信息更新的反馈，易造成作业间松弛时间过大或不足的情况，导致调度效果较差，侧面体现了本文方法能充分利用不断更新的不确定性信息，进而做出更有效的决策。

表 4 小规模算例实验结果

Table 4 Experiment results of small-scale example

V	算例	实验 4		实验 5		实验 6		实验 7		实验 8	
		Z	GAP ₁	Z	GAP ₂	Z	GAP ₃	Z	GAP ₄	Z	GAP ₅
20	1	260.0	0	260.0	0	260.0	0	307.5	18.3	265.0	1.9
	2	309.5	1.6	310.5	0.3	310.5	0.3	358.5	15.8	313.5	1.3
	3	300.0	0	300.5	0.2	304.5	1.5	363.5	21.2	324.5	8.2
	4	262.0	8.3	262.0	0	266.5	1.7	356.5	36.1	271.5	3.6
	5	281.0	0	284.0	1.1	281.0	0	357.0	27.0	299.0	6.4
	6	271.0	2.5	275.5	1.7	268.5	-0.9	390.0	43.9	285.5	5.4
	7	356.0	8.5	361.0	1.4	356.0	0	369.5	3.8	368.0	3.4
	8	366.5	2.2	366.5	0	364.5	-0.5	419.0	14.3	378.5	3.3
	9	234.5	1.1	234.5	0	241.5	3.0	356.0	51.8	243.0	3.6
	10	364.0	5.1	365.0	0.3	370.0	1.6	392.5	7.8	370.0	1.6
均值		300.5	2.9	302.0	0.5	302.3	0.7	367.0	24.0	311.9	3.9
30	1	315.5	0	319.0	1.1	315.5	0	317.5	0.6	315.5	0
	2	302.5	15.2	303.5	0.3	307.5	1.7	331.0	9.4	323.0	6.8
	3	369.5	7.4	370.0	0.1	369.5	0	378.5	2.4	370.0	0
	4	353.5	0	355.0	0.4	356.5	0.8	353.5	0	358.5	1.4
	5	259.0	3.4	260.5	0.6	260.5	0.6	314.5	21.4	279.5	7.9
	6	257.5	3.4	260.0	1.0	256.0	-0.6	268.0	4.1	264.0	2.5
	7	402.5	1.0	405.0	0.6	407.0	1.1	418.5	4.0	410.5	2.0
	8	261.0	0	261.0	0	261.0	0	261.0	0	261.0	0
	9	448.5	0	451.0	0.6	457.5	2.0	487.5	8.7	467.5	4.2
	10	401.5	4.8	408.5	1.7	420.0	4.6	483.5	20.4	442.5	10.2
均值		337.1	3.5	339.4	0.6	341.1	1.0	361.4	7.1	349.2	3.5
60	1	543.5	0	548.0	0.9	549.5	1.1	558.0	2.8	555.5	2.2
	2	542.5	0.7	547.5	0.9	538.5	-0.7	547.0	0.8	546.5	0.7
	3	852.5	4.6	875.5	2.7	913.5	7.3	974.5	14.3	941.0	10.4
	4	674.5	1.0	678.0	0.5	676.5	0.3	780.5	15.7	702.0	4.1
	5*	810.5	0.9	824.5	1.7	824.5	1.7	827.5	2.1	827.0	2.0
	6	558.0	2.0	565.5	1.3	552.0	-1.1	633.0	13.4	573.5	2.8
	7	465.5	5.7	472.5	1.5	504.5	8.4	522.0	12.1	495.5	6.4
	8*	722.5	8.6	730.0	1.0	750.0	3.8	857.5	18.7	765.5	6.0
	9	511.0	1.0	515.0	0.8	548.5	7.3	548.5	7.3	529.0	3.5
	10	622.5	6.0	631.5	1.4	635.5	2.1	631.5	1.4	632.5	1.6
均值		630.3	3.1	638.8	1.3	649.3	3.0	688.0	8.9	656.8	4.0

表 5 大规模算例实验结果

Table 5 Experiment results of large-scale example

V	算例	后验结果	实验 4		实验 5		实验 6		实验 7		实验 8	
		Z	Z	GAP ₁	Z	GAP ₂	Z	GAP ₃	Z	GAP ₄	Z	GAP ₅
90	1	652.5	668.5	2.5	702.5	5.1	802.5	20.0	859.5	28.6	739.0	10.5
	2	654.0	674.5	3.1	691.5	2.5	918.0	36.1	962.5	42.7	849.5	25.9
	3	918.0	930.0	1.3	949.0	2.0	1155.5	24.2	1016.5	9.3	1005.0	8.1
	4	891.0	921.0	3.4	965.0	4.8	1162.5	26.2	1104.5	19.9	993.5	7.9
	5	702.5	774.0	10.2	796.5	2.9	952.5	23.1	962.5	24.4	871.5	12.6
	6	776.5	808.0	4.1	814.5	0.8	776.5	-3.9	914.0	13.1	867.5	7.4
	7	652.5	715.0	9.6	715.0	0	728.0	1.8	864.0	20.8	782.5	9.4
	8	823.5	843.5	2.4	850.5	0.8	843.5	0	1281.0	51.9	922.5	9.4
	9	988.0	1002.0	1.4	1032.5	3.0	1063.0	6.1	1071.0	6.9	1071.0	6.9
	10	946.0	959.0	1.4	967.5	0.9	974.0	1.6	1124.0	17.2	1008.5	5.2
均值		800.5	829.6	3.9	848.5	2.3	937.6	13.5	1016.0	23.5	911.1	10.3
120	1	1224.5	1269.5	3.7	1335.5	5.2	1582.5	24.7	1684.0	32.7	1405.5	10.7
	2	1239.5	1279.0	3.2	1343.0	5.0	1520.5	18.9	1678.0	31.2	1414.5	10.6
	3	1228.0	1275.0	3.8	1339.5	5.1	2283.0	79.1	1626.0	27.5	1471.0	15.4
	4	1247.0	1314.0	5.4	1374.0	4.6	1380.0	5.0	1548.0	17.8	1445.0	10.0
	5	1035.5	1057.5	2.1	1134.0	7.2	1691.5	60.0	1476.0	39.6	1267.0	19.8
	6	1086.5	1208.0	11.2	1263.5	4.6	1281.0	6.0	1743.0	44.3	1363.5	12.9
	7	855.0	904.5	5.8	945.0	4.5	1117.5	23.5	1395.0	54.2	1073.5	18.7
	8	965	968.0	0.3	983.0	1.5	1003.0	3.6	1003.5	3.7	1003.0	3.6
	9	1282	1370.5	6.9	1413.0	3.1	1433.5	4.6	1735.5	26.6	1510.5	10.2
	10	1270	1302.0	2.5	1392.5	7.0	1539.0	18.2	1756.5	34.9	1496.5	14.9
均值		1143.3	1194.8	4.5	1252.3	4.8	1483.2	24.4	1564.6	31.3	1345.0	12.7

3.3 不同干扰程度影响下的方法性能对比

飞机装配在不同环境中会受到不同干扰程度的影响,本节通过改变干扰发生次数(即干扰作业数量),对本文方法的优化效果进行有效性验证。以作业规模为90的10组算例为测试对象,将干扰发生次数从0逐渐增大到9,记录不同方法下求得Z值,结果如图9所示。可知,本文方法在不同干扰次数下得到的调度结果均优于其他方法,且能够保持接近后验结果的求解性能。随着干扰次数增加,本文方法与单阶段决策方法、RS方法、前摄-反应方法的求解效果差距越来越明显。与期望场景方法对比,当干扰次数小于6时,本文方法的求解优势较小,当干扰次数达到6以上时,求解优势开始呈现越来越明显的趋势。由分析可知,本文方法在不同干扰程度影响下能获得较优的调度效果,能较大幅度降低物料供应干扰环境对飞机装配过程的影响。

因此,本节通过改变目标函数中2个子目标的权重比,对本文方法的适应性进行测试。以作业规模为90的10组算例为测试对象,将工期权重从0逐渐增大到1,记录不同方法所求得的评价指标Z值及2类子目标指标的均值,结果如图10所示。可知,随着工期权重的增加,不同方法的Z值均逐渐降低。本文方法在不同权重比下得到的Z值均接近后验结果的Z值,且随着工期权重增加,越来越逼近后验结果,表明动态调度方法具有良好的求解质量和适应性。当工期权重为1时,不同方法求得的结果相差不大,相比较于其他4种方法,动态调度方法没有明显优势。在工期权重从0增大到1的过程中,本文方法求得的结果均显著优于单阶段决策方法、RS方法和前摄-反应方法。从柱形图中可以看出,不同工期权重下各个方法的工期目标值相差不大,但在与模板装配计划的偏差值方面,本文方法均能获得更优的求解结果,表明该方法能较好地兼顾调度计划的稳定性和调度质量,即本文提出的动态调度方法可适用于解决不同权重下的飞机装配反应调度问题。

3.5 应用案例

以某型号客机尾翼部分的装配工位为例,验证本文方法在实际应用中的可行性。该工位包含23项装配作业,其中作业1和作业23为虚作业,资源包括装配工人、关键装配设备、能源供应设备、线边存储空间4类,资源上限数量分别为[12,7,10,12],物料配送提前期为5。模板装配计划如表6所示。作业5、19、8为受物料供应干扰的作业,其物料实际延期时间分别为28、31、30。在 λ 所在的不同范围($\lambda > 75, 40 < \lambda \leq 75, 5 < \lambda \leq 40$),对干扰作业预估的物料到达时间与实际到达时间的偏差分别服从正态分布 $N(2, 2), N(1, 1), N(0, 0.5)$ 。

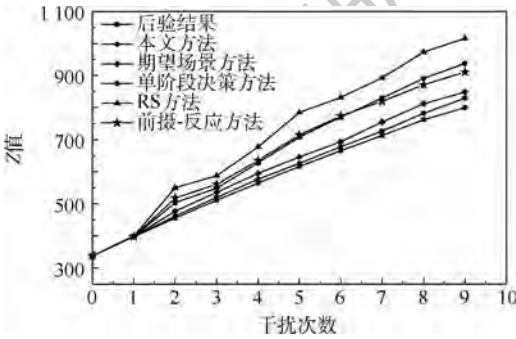


图9 不同干扰次数下的方法性能对比
Fig.9 Performance comparison of methods under different interference times

3.4 不同目标权重比下的方法性能对比

上述实验均取 $\omega_1 = 0.5, \omega_2 = 0.5$,然而在实际生产调度中,权重需根据企业实际需求确定。

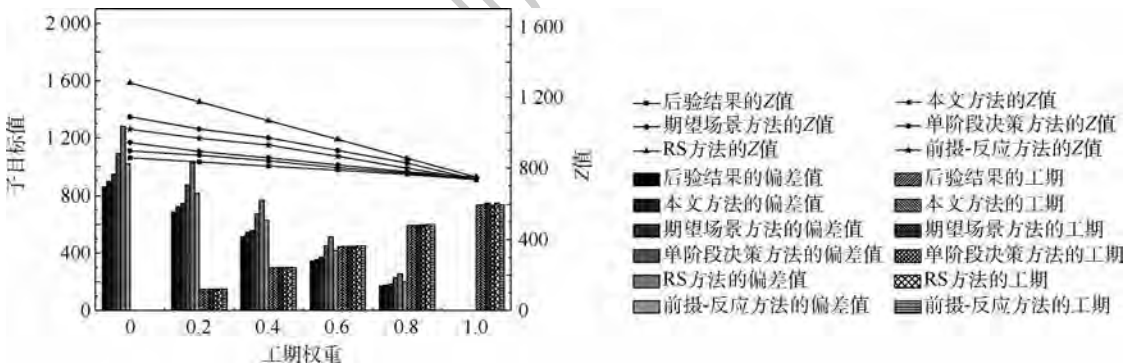


图10 不同工期权重下的方法性能对比
Fig.10 Performance comparison of methods under different duration weights

表 6 尾翼装配工位模板装配计划

Table 6 Template assembly plan of tail assembly station

作业编号	开始时间	装配工时	物料计划到达时间	资源占用	紧后作业
AO15001	0	0		[0,0,0,0]	2,3,4
AO15002	0	12	0	[2,1,1,2]	7,8
AO15003	0	12	0	[2,1,1,2]	5,6,11
AO15004	0	14	0	[2,2,1,2]	10
AO15005	12	24	6	[3,2,1,2]	9
AO15006	12	52	0	[5,2,1,5]	8
AO15007	12	8	2	[2,2,1,5]	11,12
AO15008	132	21	126	[2,2,1,4]	18
AO15009	92	60	77	[4,3,1,5]	17
AO15010	14	48	7	[4,2,1,2]	13
AO15011	20	18	12	[6,4,1,5]	14,16,19
AO15012	132	48	117	[4,2,1,2]	16,18
AO15013	64	13	47	[4,3,1,4]	15
AO15014	64	28	48	[6,4,1,5]	15
AO15015	92	40	85	[6,4,1,5]	20
AO15016	180	16	175	[5,2,1,5]	21
AO15017	152	35	146	[6,4,1,5]	20
AO15018	187	14	180	[5,4,1,2]	20
AO15019	38	10	30	[2,1,1,2]	22
AO15020	201	32	196	[2,1,1,2]	21,22
AO15021	233	25	226	[2,1,1,2]	23
AO15022	233	11	228	[2,1,1,2]	23
AO15023	258	0		[0,0,0,0]	

注:紧后作业一栏为简写,如 2 表示作业编号为 AO15002 的作业。

分别利用本文方法和前述对比方法求解该应用案例,结合调度结果绘制甘特图,如图 11 ~ 图 16 所示。图中不同方法所求得的 Z 值(即实际执行计划与模板装配计划的偏差和实际工期的加权和)分别为 280.5、284.5、310、307.5、339 和 309.5,可见本文方法的求解结果与后验信息下的求解结果相差不大,体现了其较强的后验优化能力。对比本文方法与其他方法的调度结果可以看出,本文方法具有更优的求解效果。具体而言,本文方法和其他方法所求得的实际工期分别为 279、279、278、288 和 288,实际执行计划与模板装配计划的偏差分别为 290、341、337、390、331,表明本文所提出的动态调度方法不仅能获得较短的工期,还能使实际执行计划与模板装配计划之间的变动性更小,兼顾了调度质量和调度计划执行的稳定性。结合实验结果和应用案例可知,本文方法相比于现有方法,具有更优的求解效果,且在实际应用中具备可行性。

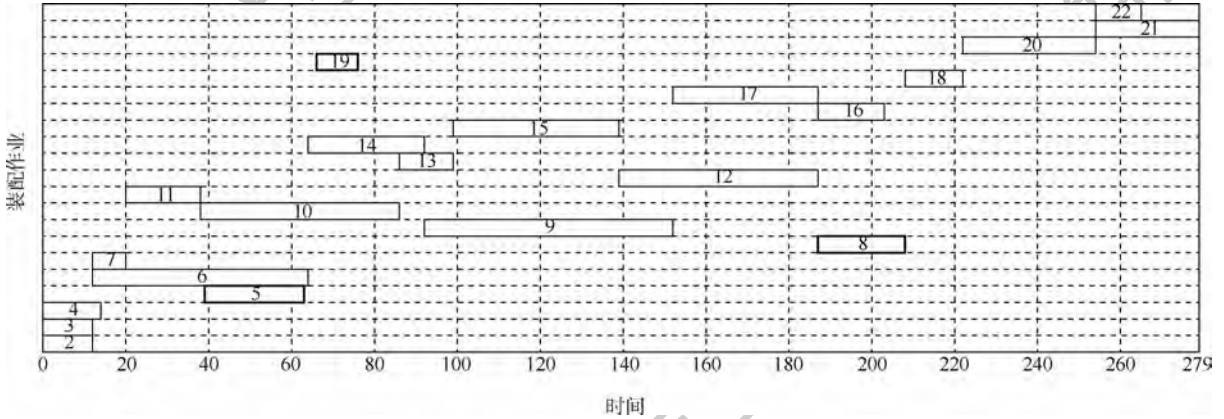


图 11 后验求解调度结果 ($Z = 280.5$)

Fig. 11 Scheduling results of posteriori solution ($Z = 280.5$)

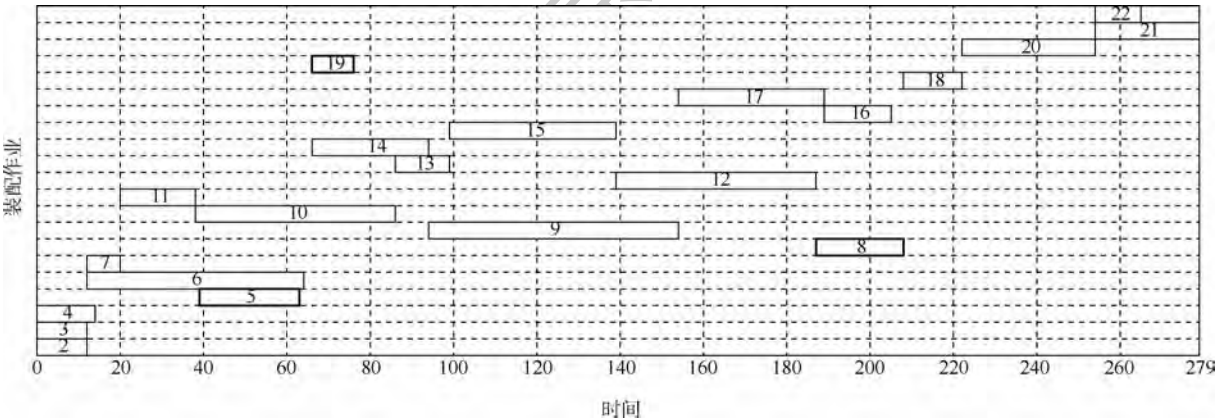


图 12 本文方法调度结果 ($Z = 284.5$)

Fig. 12 Scheduling results of proposed method ($Z = 284.5$)

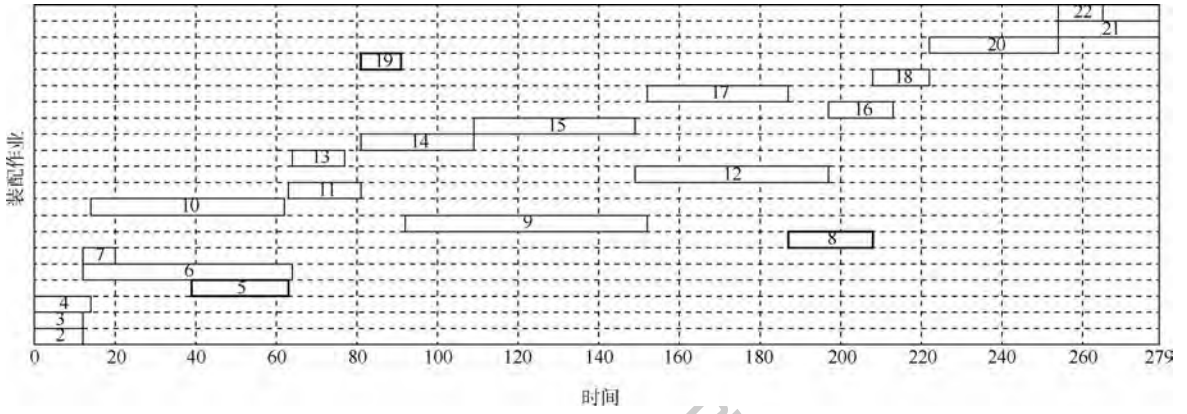


图 13 单阶段决策方法调度结果 ($Z = 310$)

Fig. 13 Scheduling results of single stage decision method ($Z = 310$)

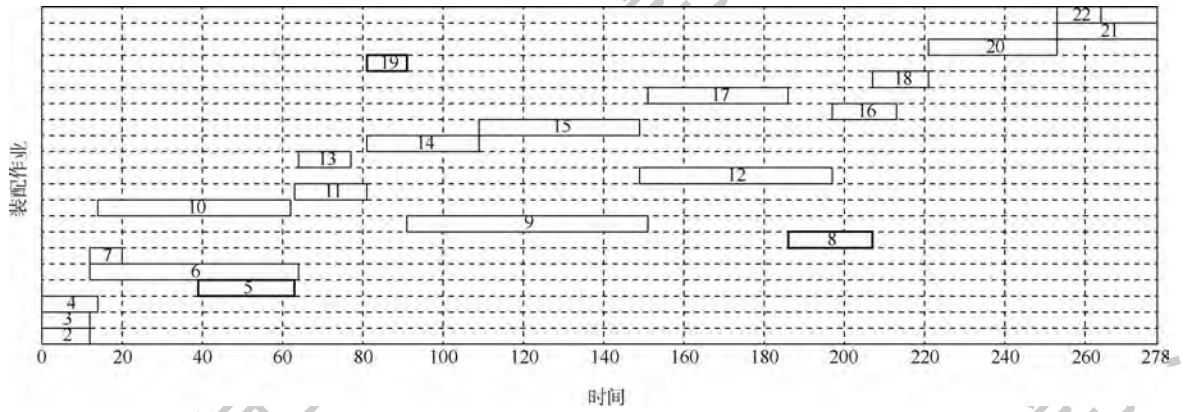


图 14 期望场景方法调度结果 ($Z = 307.5$)

Fig. 14 Scheduling results of expectation scenario method ($Z = 307.5$)

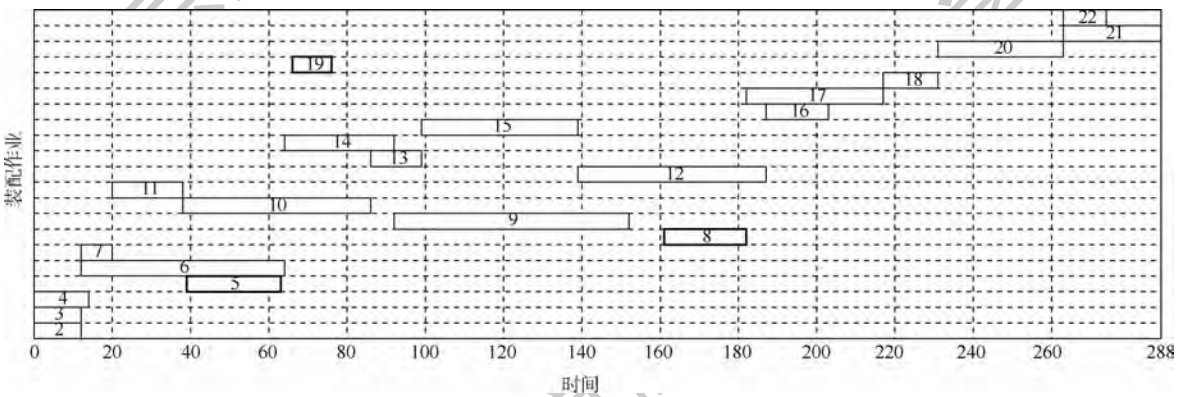


图 15 RS方法调度结果 ($Z = 339$)

Fig. 15 Scheduling results of right shift method ($Z = 339$)

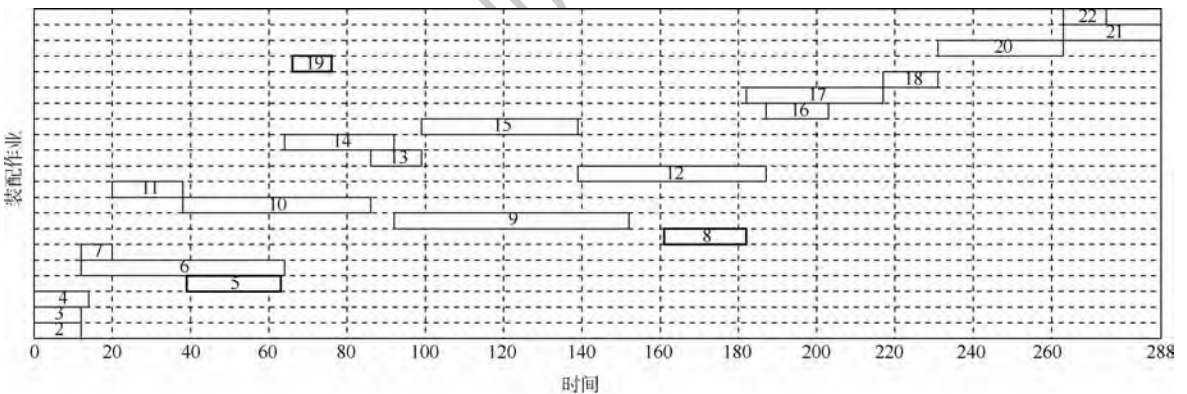


图 16 前摄-反应方法调度结果 ($Z = 309.5$)

Fig. 16 Scheduling results of proactive-reactive method ($Z = 309.5$)

4 结 论

1) 以物料供应干扰环境下的飞机移动生产线装配作业调度问题为研究对象,建立了动态调度框架,将滚动决策点的调度决策划分为固定决策阶段和预测决策阶段,并建立了二阶段近似优化模型。

2) 设计了以两阶段禁忌搜索为框架的启发式算法来求解二阶段近似优化模型,算法中内嵌了基于局部前瞻搜索的串行调度机制。数值实验表明,算法在求解质量方面具有良好的性能。

3) 物料供应干扰环境下的数值实验和应用案例表明,预测决策阶段充分利用了最新获得的不确定性信息,能有效辅助固定决策阶段做出更优的决策结果,增强了调度决策的后验优化能力,验证了动态调度方法的有效性和可行性。

后续研究将进一步考虑物料供应干扰环境下的飞机移动生产线周期性调度问题,以完善飞机移动生产线的干扰管理方法。

参考文献 (References)

- [1] LU H, LIU X, PANG W, et al. Modeling and simulation of aircraft assembly line based on quest[J]. *Advanced Materials Research*, 2012, 569: 666-669.
- [2] 郑倩, 奚立峰. 飞机移动生产线作业调度问题的启发式算法[J]. *工业工程与管理*, 2015, 20(2): 116-121.
ZHENG Q, XI L F. Heuristics for aircraft moving assembly line scheduling problem[J]. *Industrial Engineering & Management*, 2015, 20(2): 116-121 (in Chinese).
- [3] SHAN S, HU Z, LIU Z, et al. An adaptive genetic algorithm for demand-driven and resource-constrained project scheduling in aircraft assembly[J]. *Information Technology and Management*, 2017, 18(1): 41-53.
- [4] 胡鑫铭, 陆志强. 考虑物料配送的飞机移动生产线调度问题优化[J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 44(12): 2573-2582.
HU X M, LU Z Q. Optimization of aircraft moving assembly line scheduling problem considering material delivery[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2017, 44(12): 2573-2582 (in Chinese).
- [5] BANERJEE A G, YUND W, YANG D, et al. A hybrid statistical method for accurate prediction of supplier delivery times of aircraft engine parts[C]// *Proceedings of the ASME 2015 International Design Engineering Technical Conferences & Computers and Information in Engineering Conference*. New York: ASME, 2015: 286-295.
- [6] CHTOUROU H, HAOUARI M. A two-stage-priority-rule-based algorithm for robust resource-constrained project scheduling[J]. *Computers & Industrial Engineering*, 2008, 55(1): 183-194.
- [7] VAN DE VONDER S, DEMEULEMEESTER E, HERROELEN W. Proactive heuristic procedures for robust project scheduling: An experimental analysis[J]. *European Journal of Operational Research*, 2008, 189(3): 723-733.
- [8] CHAKRABORTTY R K, SARKER R A, ESSAM D L. Resource constrained project scheduling with uncertain activity durations[J]. *Computers & Industrial Engineering*, 2017, 112: 537-550.
- [9] BRUNI M E, DI PUGLIA PUGLIESE L, BERARDI P, et al. An adjustable robust optimization model for the resource-constrained project scheduling problem with uncertain activity durations[J]. *Omega*, 2016, 71: 66-84.
- [10] LAMBRECHTS O, DEMEULEMEESTER E, HERROELEN W. Proactive and reactive strategies for resource-constrained project scheduling with uncertain resource availabilities[J]. *Journal of Scheduling*, 2008, 11(2): 121-136.
- [11] MA Z Q, DEMEULEMEESTER E, HE Z W, et al. A computational experiment to explore better robustness measures for project scheduling under two types of uncertain environments[J]. *Computers & Industrial Engineering*, 2019, 131: 382-390.
- [12] VAN DE VONDER S, BALLESTÍN F, DEMEULEMEESTER E, et al. Heuristic procedures for reactive project scheduling[J]. *Computers & Industrial Engineering*, 2007, 52(1): 11-28.
- [13] CHAKRABORTTY R K, SARKER R A, ESSAM D L. Single mode resource constrained project scheduling with unreliable resources[J]. *Operational Research*, 2018, 1: 1-35.
- [14] DAVARI M, DEMEULEMEESTER E. The proactive and reactive resource-constrained project scheduling problem[J]. *Journal of Scheduling*, 2019, 22(2): 211-237.
- [15] CHAND S, SINGH H, RAY T. Evolving heuristics for the resource constrained project scheduling problem with dynamic resource disruptions[J]. *Swarm and Evolutionary Computation*, 2019, 44: 897-912.
- [16] 陆志强, 胡鑫铭, 朱宏伟. 物料供给不确定环境下的飞机移动生产线动态调度方法[J]. *同济大学学报(自然科学版)*, 2019, 47(5): 723-730.
LU Z Q, HU X M, ZHU H W. Dynamic scheduling method for aircraft moving assembly line under uncertain supply of material[J]. *Journal of Tongji University (Natural Science)*, 2019, 47(5): 723-730 (in Chinese).
- [17] ZHANG G M, SMILOWITZ K, ERERA A. Dynamic planning for urban drayage operations[J]. *Transportation Research Part E: Logistics and Transportation Review*, 2011, 47(5): 764-777.
- [18] 韩笑乐, 许可, 陆志强. 集装箱码头泊位-堆场资源的鲁棒性模板决策[J]. *计算机集成制造系统*, 2020, 26(3): 784-794.
HAN X L, XU K, LU Z Q. Robust scheduling of berth and yard resource template in container terminal[J]. *Computer Integrated Manufacturing Systems*, 2020, 26(3): 784-794 (in Chinese).

作者简介:

卢斌 男, 硕士研究生。主要研究方向: 生产调度的建模与优化。

陆志强 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 物流与供应链建模与优化、生产工程等。

Dynamic scheduling for aircraft mobile production line considering material supply interference

LU Bin, LU Zhiqiang*

(School of Mechanical Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: To solve the problem of material supply delay during the assembly process of aircraft, the assembly operation scheduling problem of aircraft mobile production line is studied. Through the dynamic analysis of material supply information, reactive scheduling decisions were divided into fixed decisions and predictive decisions in different scenarios, and a dynamic scheduling framework in the environment of material supply interference was established. At each rolling decision point, a two-stage approximate optimization model was established with the objective function of minimizing the expected weighted sum of the deviation from the template plan and the makespan. On the basis of the decision logic of the model, a two-stage tabu search based heuristic was designed to solve the optimization problem of each rolling decision point. Numerical experiments with different scales indicate that the proposed dynamic scheduling method can effectively utilize the constantly updated material supply information to obtain scheduling results which is close to the posterior exact solution, and compared to the traditional scheduling strategies, the proposed method can more effectively deal with the interference of material supply.

Keywords: aircraft mobile production line; material supply; uncertainty; dynamic scheduling; rolling decision

Received: 2019-09-11; **Accepted:** 2020-02-03; **Published online:** 2020-02-06 12:57

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200206.1236.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61473211, 71171130)

* **Corresponding author.** E-mail: zhiqianglu@tongji.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0486

复杂管网系统未知信息调节阀的一种瞬变建模方法

王焯君¹, 陈阳^{1,*}, 蔡国飙¹, 黄玉龙², 王仙勇²

(1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083; 2. 北京航天测控技术开发公司, 北京 100041)

摘 要: 关键调节阀信息缺失是制约复杂管网系统可建模的重要因素。通过对调节阀建模研究的分类和总结, 得出了多数调节阀的流量特性曲线均处于等百分比与线性之间的结论; 进而针对结构和节流特性均未知的调节阀, 提出了一种利用信息已知的基准阀门模型和有限的系统试验数据进行建模的方法。对核心机试验台气路系统中 2 个未知信息调节阀的建模与仿真表明: 在常温 0~1400 s、低温 0~1240 s 两种工况下, 选用 3 种不同基准阀门模型仿真结果的差别低于 10%, 2 个调节阀在 47 组件气路全系统仿真中的流量曲线与试验曲线之间的平均误差在 15% 以内, 系统下游两支路的压强仿真曲线与试验曲线之间的最大误差低于 15%, 为解决此类问题提供了一种有效的建模方案。

关键词: 核心机试验台; 气体管网; 系统动力学; 未知信息阀门; 瞬变建模

中图分类号: V434

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1535-10

由众多管道和调节设备组成的管网系统在供水^[1-3]、气力输送^[4-7]、液体推进系统^[8-10]等工程领域中应用广泛, 国内外对这类系统也已开展了诸多研究。由于这类系统一般构成复杂, 组件众多, 以目前的技术条件主要集中在系统层面开展数值仿真研究, 重点关注系统的整体特性及单个部件在系统中的作用和对系统的影响。对于此类复杂管网系统, 其中的流量、压力等调节设备对系统的控制是至关重要的, 这些调节设备大多是各类调节阀, 要对这类系统进行仿真研究, 就必须对各种各样的调节阀进行建模。而在多组件多学科的系统层次的研究中, 对阀门进行二维、三维的建模是不可行的^[10], 常见的思路是采用一维或零维的方法进行建模。

对于阀门, 当流体流经阀芯时会产生节流现象, 并伴随着旋涡的产生与相互作用。在物理上

的断面必然会引起数值上的不连续, 同时阀芯的开度介于完全关闭与完全打开之间。若将阀芯作为一个集中参数网格, 使用一维动量方程无法对阀芯开度变化引起的流量变化进行描述, 特别是当开度为零时流量为零的情况。因此, 一般的建模方法是引入阀门流量代数方程来代替一维动量方程, 实质上是阀芯节流面积远小于管道流通面积情况下的喷嘴模型。具体做法是: 先假定阀芯处的流动为理想气体等熵流动, 推导出质量流量方程后再分别通过流量系数、相对开度把阀门的局部压强损失作用、开关规律考虑进去。此流量系数并非通常所定义的计算流量与实际流量的比值, 而是对等熵情况下方程的一种修正, 即为考虑阀门的局部压强损失作用而引入的经验系数, 一般通过对阀芯试验数据进行插值或拟合得到^[9-10], 代表了阀门的节流特性。使用这种方法

收稿日期: 2019-09-06; 录用日期: 2020-01-17; 网络出版时间: 2020-02-10 12:46

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200210.1145.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(11101023)

*通信作者. E-mail: yangchen@buaa.edu.cn

引用格式: 王焯君, 陈阳, 蔡国飙, 等. 复杂管网系统未知信息调节阀的一种瞬变建模方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1535-1544. WANG Y J, CHEN Y, CAI G B, et al. A transient modeling method for unknown information regulating valves in complex pipeline network system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1535-1544 (in Chinese).

对阀门进行建模就需要知道具体的结构和节流特性,文献[9,11]均是依据这2个信息对调节阀开展建模的。但是在实际的系统调试中,工程试验人员往往仅根据经验调节各类阀门,很多阀门的结构和节流特性等信息由于渠道、时间等因素而并不清楚,这就使得数值研究人员的阀芯节流建模难以进行,从而导致整个管网系统的仿真研究无法开展。

根据上述阀门建模所需要的2个关键信息,可以将相关研究大致分为2类:第1类为阀门结构已知而其节流特性未知。例如, Mahgerfteh等^[7]将拟合某球阀流量特性曲线得到的流量系数和开度之间的关系式用于高压CO₂输送管道中球阀的建模;陈勇等^[8]通过变化液氧输送管路末端控制阀的节流特性来分析不同特性的控制阀在开启和关闭时对液氧输送管路的瞬变影响。第2类为阀门结构和节流特性均未知。此类研究在阀门的建模与仿真中均使用了系统大量的试验数据,根据所使用试验数据的不同又可分为2种情形:①使用的是系统试验时对阀门的直接测量数据,如裴希同等^[12]以孔板对高空台的蝶阀进行等效建模,根据调台试验中阀门大量的直接测量数据对孔板流量系数特性表进行反复修正得到阀门的实际流量特性;②使用的是全系统的试验数据,如孟成和苏明^[13]采用直线型结构阀门模型对重型燃气轮机的天然气供应系统中的阀门进行建模,并使用大量系统试验数据训练BP神经网络得到阀门流量随燃气轮机负荷等参数变化的预测模型,在仿真中通过PID控制器调节阀门来达到预测模型提供的预测流量值。

第二类情况在流体力学管网试验台系统和城市供水管网系统中十分常见。许多试验台由于建成时

间久远,组件更换频繁且来源复杂,导致阀门信息缺失,再加上试验任务繁重,也无法及时拆卸阀门做单独试验;而由成百上千条管道组成的城市供水管网系统,其各个阀门的运行状态难以确定,现有的研究,如 Piller 和 Vanzyl^[14]虽然采用基于测量数据的约束优化方法处理阀门的节流问题,给出了管网的压力分布,但对于常规的变开度动态调节仿真并不适用。并且对于第二类情况,在系统试验数据有限时,尚未查到有公开文献给出解决方案。对此,本文提出了一种利用信息(指结构和节流特性)已知的基准阀门模型和未知信息待定调节阀的有限调台数据对复杂管网系统中未知信息调节阀进行瞬变建模的方法,并通过在核心机试验台气路系统上的仿真应用验证该方法的有效性。

1 核心机试验台气路系统模型

核心机试验台气路系统主要为试验发动机提供不同工况的模拟环境,本文将此系统模块化建模^[9-10,15],如图1所示,其为由流体源、气体管道、气体阀门、气体容积、气体掺混器、气体稳定器、热交换器冷气体共7个模块组合而成的47组件数值仿真系统,并结合0~1400s常温工况和0~1240s低温工况2次调台试验开展仿真研究。从图1中可以看出,该系统由大量气体管道组成,并包含众多的调节阀,通过各个阀门之间的联动调节,以达到对空气流量、压力、温度等参数的控制,从而实现试验台不同的工况。

在常温工况试验中,F3调节阀用于控制空气的总流量,F9和F10调节阀分别用于调控进入发动机和旁路的空气,F4、F6、F7和F11调节阀处于关闭状态,F5和F8调节阀处于全开状态,F1调

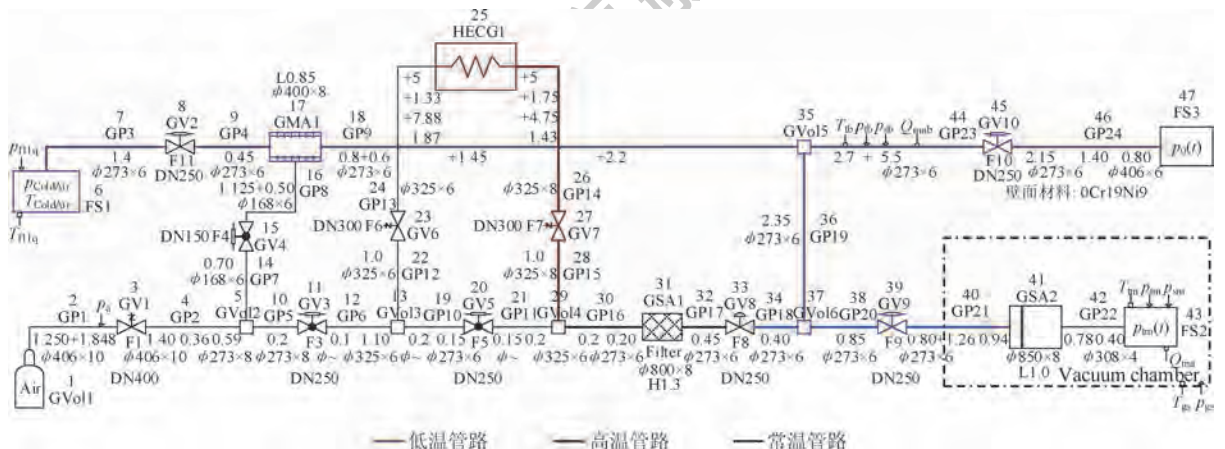


图1 核心机试验台气路系统的数值仿真模型

Fig. 1 Numerical simulation model of core engine test rig gas circuit system

调节阀开度始终为 0.31;在低温工况试验中,F4 调节阀用于控制常温空气,F11 调节阀始终处于全开状态,F9 和 F10 调节阀的功能与在常温工况中相同,F3 和 F8 调节阀处于关闭状态,F1 调节阀开度始终为 0.25。对于 F9、F10 和 F11 三个 Vanessa 30000 气动零泄漏蝶阀(以下简称 Vanessa 阀),通过分析该系列阀门的资料,可以得到其结构和流量特性曲线及相应的节流流量方程。而对于 F3 和 F4 调节阀,由于试验台相关记录缺失,所以仅知道其为气动 V 型球阀,具体信息未知。试验台中的压力传感器为中国航天空气动力技术研究院 YZD-2 型绝压传感器,精度为 $\pm 0.5\%$;温度测量模块为欧姆龙 CS1W-PTS01-V1,精度为 $\pm 0.1\%$;流量通过总静压法间接测量得到。

2 未知信息调节阀瞬变建模方法

2.1 建模思想

在阀门模型中,对仿真精度影响最大的便是阀芯节流模型^[10],这也是不同阀门模型区别最大的一点。而阀芯节流特性具体又体现在流量特性曲线(流量系数和阀芯相对行程即开度之间的关系曲线,由阀门生产厂家根据试验所得)上,对该曲线进行拟合便可以得到阀门的流量系数与开度之间的关系式,再加上相应的节流流量方程就可以基本完成对阀门的建模。常用的流量特性有线性、等百分比和快开等几种^[16-17]。快开特性适用于需要快速切断或位式控制的情况;线性特性在小开度情况下灵敏度高,在大开度情况下控制迟滞,调节不及时;等百分比流量特性在全行程范围内具有相同的控制精度^[16]。基于上述原因,大部分对流量、压力等参数有调控要求的阀门所采用的流量特性均为等百分比^[8-11,18-19]和线性^[13,20],而采用等百分比流量特性的阀门,其流量特性曲线的变化趋势又是基本相同的。这意味着多数调节阀的流量特性曲线均处于等百分比和线性之间,未知信息的调节阀便可据此结论开展建模。

在试验台系统中,F3、F4 调节阀起着精确调控流量的作用,其信息未知虽然不影响调台试验,但是如何在结构和节流特性数据缺失的情况下对

其建模及模型的准确性决定着整个系统建模的成败。本文利用基准阀门和有限的调台试验数据对这 2 个待定阀门进行建模。其中,F3 调节阀的试验数据来源于其所在管路上下游的测点;而 F4 调节阀由于缺少直接的试验数据,故使用调台过程中系统其他部分的测量数据。

2.2 气体阀门模型

2.2.1 有限体积模型

采用一维的方法对气体阀门进行建模时,可以将阀门看作是阀芯节流模型和阀芯上下游的有限体积模型的组合。如图 2 所示,将阀芯上下游的各半个速度单元视为 2 个速度单元 u_1 、 u_2 ,其模型方程如下:

连续方程

$$\begin{cases} \frac{d\rho_1}{dt} = \frac{1}{V_1}(\rho_1^{\text{in}} u_n A_n - Q_m) \\ \frac{d\rho_2}{dt} = \frac{1}{V_2}(Q_m - \rho_2^{\text{out}} u_0 A_0) \end{cases} \quad (1)$$

能量方程

$$\begin{cases} \frac{dE_{v1}}{dt} = \frac{1}{V_1} \left[(E_{v1}^{\text{in}} + p_1^{\text{in}}) u_n A_n - (E_{v1}^{\text{out}} + p_1^{\text{out}}) \frac{Q_m}{\rho_1} - \dot{q}_1 S_1 \right] \\ \frac{dE_{v2}}{dt} = \frac{1}{V_2} \left[(E_{v2}^{\text{in}} + p_2^{\text{in}}) \frac{Q_m}{\rho_2} - (E_{v2}^{\text{out}} + p_2^{\text{out}}) u_0 A_0 - \dot{q}_2 S_2 \right] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $E_v = \rho(e + u^2/2)$ 为单位体积总能量; Q_m 、 ρ 、 V 、 u 、 A 、 e 、 p 、 \dot{q} 、 S 分别为质量流量、密度、体积、速度、横截面积、单位质量内能、压强、流体与管壁间的对流换热密度^[21]、控制体内表面积。

2.2.2 基准阀门的阀芯节流模型

本文选择 3 种基准阀门以进行对比,分别为 Vanessa 阀、HCB 笼式双座高容量套筒调节阀^[9-10](以下简称 HCB 阀)及某汽车冷却水系统中所用调节阀^[22](以下简称 YYL 阀),前者的流量特性介于线性和等百分比之间,后两者为等百分比流量特性,如图 3 所示。

Vanessa 阀的流量是根据国际电工委员会的膨胀系数法来计算的,以下为上述计算公式经过国际单位制转换和体积流量换算为流量后得到的阀芯节流流量方程。

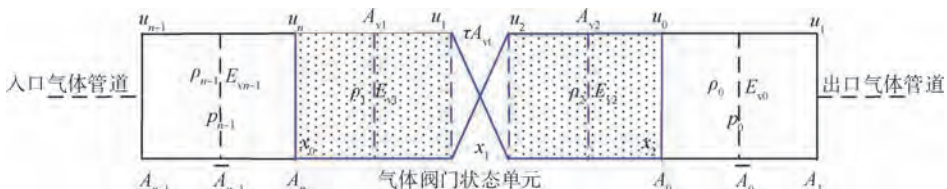


图 2 气体阀门的有限体积模型

Fig. 2 Finite volume model of gas valve

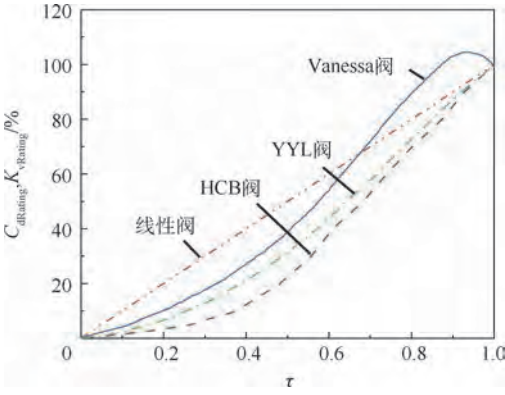


图3 Vanessa 阀、HCB 阀、YYL 阀和线性阀门的流量特性曲线

Fig.3 Flow characteristic curves of Vanessa valve, HCB valve, YYL valve and linear valve

当 $p_1 \geq p_2 \geq 0$ 时, $X = (p_1 - p_2) / p_1$,

$$Q_m = \begin{cases} \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \cdot \frac{2460}{3600} p_1 Y K_v \sqrt{\frac{X}{T_1 M_w Z}} & X < F_k X_1 \\ \rho_1 \frac{1390}{3600} p_1 K_v \sqrt{\frac{K X_1}{T_1 M_w Z}} & X \geq F_k X_1 \end{cases} \quad (3)$$

当 $p_2 > p_1 \geq 0$ 时, $X = (p_2 - p_1) / p_2$,

$$Q_m = \begin{cases} -\frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \cdot \frac{2460}{3600} p_2 Y K_v \sqrt{\frac{X}{T_2 M_w Z}} & X < F_k X_1 \\ -\rho_2 \frac{1390}{3600} p_2 K_v \sqrt{\frac{K X_1}{T_2 M_w Z}} & X \geq F_k X_1 \end{cases} \quad (4)$$

式中: T_1 和 T_2 分别为入口和出口温度; $Y = 1 - X / (3F_k X_1)$ 为膨胀系数, $F_k = K / 1.4$ 为比热比系数, K 为绝热指数(理想气体热容比), X_1 为临界压差比系数; K_v 为流量系数; X 为工作压差与上游压强之比; M_w 为气体分子量; Z 为压缩系数。

对 Vanessa 阀相关资料进行处理,可得到 X_1 与蝶阀阀芯转角 θ 之间的关系式:

$$X_1 = -2.56410 \times 10^{-10} \theta^5 + 6.64336 \times 10^{-8} \theta^4 - 5.97902 \times 10^{-6} \theta^3 + 1.94522 \times 10^{-4} \theta^2 - 3.72121 \times 10^{-3} \theta + 0.55333$$

式中: $\theta = 90\tau$, τ 为阀门相对开度。

对图3中 Vanessa 阀流量特性曲线进行拟合,可得到其流量系数与开度之间的关系式:

$$K_{vPercent} = K_v / K_{vRating} = -76.58189\tau^8 + 293.22451\tau^7 - 457.80741\tau^6 + 368.54586\tau^5 - 161.22735\tau^4 + 37.87258\tau^3 - 3.57322\tau^2 + 0.53803\tau + 2.62161 \times 10^{-4}$$

$$K_v = \begin{cases} 0.53215 \times 10^{-2} \frac{\tau}{\tau_{suber}} K_{vRating} & 0 \leq \tau < \tau_{suber} \\ K_{vRating} K_{vPercent} & \tau_{suber} \leq \tau \leq 1 \end{cases}$$

式中: τ_{suber} 为阀门临界开度; $K_{vPercent}$ 为流量系数百分比; $K_{vRating}$ 为额定流量系数,即 $\tau = 1$ 时的 K_v 值。

吴忠仪表 HCB 阀阀芯节流流量方程如下:

当 $p_1 \geq p_2 \geq 0$ 时, $\Delta p = p_1 - p_2$,

$$Q_m = \begin{cases} \rho \frac{292.74}{3600 \times 10^5} C_d \sqrt{\frac{p_1 - p_2}{G_{sg} T} (p_1 + p_2)} & \Delta p < \frac{p_1}{2} \\ \rho \frac{253.98}{3600 \times 10^5} C_d \frac{p_1}{\sqrt{G_{sg} T}} & \Delta p \geq \frac{p_1}{2} \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{Var} = \begin{cases} (\text{Var}_1 + \text{Var}_2) / 2 & \Delta p < \frac{p_1}{2} \\ \text{Var}_1 & \Delta p \geq \frac{p_1}{2} \end{cases}, \text{Var} \in \{\rho, T\}$$

式中: C_d 为流量系数; $G_{sg} = \rho / \rho_{Air}$ 为相对密度, $\rho_{Air} = 1.220 \text{ kg/m}^3$ 为空气密度。

在逆向流动的情况下,即方程在 $0 \leq p_1 < p_2$ 时, p_1 、 p_2 及 Var_1 、 Var_2 位置交换并在流量结果前加上负号。

对图3中 HCB 阀流量特性曲线拟合可得

$$\frac{C_d(\tau)}{C_{dRating}} = \begin{cases} 0.00153 + 9.64283\tau^3 & \tau_{suber} \leq \tau < 0.12 \\ e^{-5.05068 + 9.20303\tau - 4.16797\tau^2} & 0.12 \leq \tau \leq 1.0 \end{cases}$$

式中: $C_{dRating}$ 为额定流量系数,即 $\tau = 1$ 时的 C_d 值。

2种阀门模型在小开度情况下均采用两点线性插值以补充在接近零开度区域的公式,保证 $\tau = 0$ 时 $Q_m = 0$,式中取 $\tau_{suber} = 0.01$ 。

YYL 阀的阀芯节流流量方程见文献[22],根据前2种基准阀门的流量特性拟合思路也可得到 YYL 阀的流量特性拟合公式。

2.3 建模方案和适用范围评估

由于 F3 和 F4 调节阀所使用的试验数据来源不同,故其建模方案也有所差别。

对于 F3 调节阀,首先,根据试验数据对所使用的基准阀门模型的额定流量系数进行重新标定。标定以 F3 调节阀的试验数据作为已知量,对基准阀门的节流流量方程和流量系数关系式进行逆向计算,得到对应 F3 调节阀的额定流量系数,如表1所示。标定应当使用 F3 调节阀全开时上下游所测的流量、压力等试验数据,但由于其仅在常温工况调台试验过程的前 60 s 有单独(F9 调节阀未开)的上下游试验数据,且此阶段其最大开度在 0.44 附近,故使用了此开度下的试验数据。

表 1 使用标定-校准方法计算的 F3 调节阀额定流量系数

Table 1 Calculation process of F3 valve rated flow coefficient by calibration-adjusting method

基准阀门 模型	系统试验数据						额定流量系数	额定流量系数
	p_1/MPa	p_2/MPa	T_1/K	T_2/K	τ	$Q_m/(\text{kg}\cdot\text{s}^{-1})$	标定结果	校准结果
Vanessa 阀	1.37	超临界情况下	289.86	超临界情况下	0.44	14.67	60.24 ($K_{v\text{Rating}}$)	81.64 ($K_{v\text{Rating}}$)
HCB 阀		不需要		不需要			351.4 ($C_{d\text{Rating}}$)	410 ($C_{d\text{Rating}}$)
YYL 阀							741.6 ($C_{d\text{Rating}}$)	960 ($C_{d\text{Rating}}$)

其次,由于标定时用于逆向计算的试验数据并不是来源于紧邻 F3 调节阀的前后测点,而是隔了一段距离的测点(见图 1),故还需要对标定过的额定流量系数进行校准。即根据仿真结果与发动机入口总温 T_{im} 、发动机入口空气流量 Q_{ma} 、放气旁路总温 T_{ib} 、放气旁路空气流量 Q_{mah} (见图 1)试验数据的整体偏差对额定流量系数进行调整,使其与试验所测结果基本相当。

最后,将校准了额定流量系数后的基准阀门模型在图 4 所示的简化数值仿真系统中进行适用范围评估。

F3 调节阀分别使用 3 种基准阀门模型方案仿真得到流量-开度曲线,对比结果如图 5 所示。可以看出,阀门开度为零时,3 种模型的流量仿真

结果均为零;在开度 0.33 ~ 0.42 和 0.63 ~ 0.94 范围内, Vanessa 阀和 HCB 阀 2 条曲线之间的差别在 20% ~ 50% 以内;在开度 0.42 ~ 0.63 的范围内, Vanessa 阀和 HCB 阀 2 条流量曲线之间的差别低于 20%; YYL 阀的曲线始终介于 Vanessa 阀和 HCB 阀两者之间。这说明开度范围在零点附近和 0.42 ~ 0.63 内时,3 种模型对于流量的计算结果是基本一致的,故均可使用;在其他开度范围内,由于 Vanessa 阀和 HCB 阀 2 条曲线间的差别超过 20%,因此需要根据相应开度下的试验数据来确定哪一种模型更为准确。而在本文 0 ~ 1400 s 的整个常温工况试验中, F3 调节阀开度除了开机和关机段短暂的开关变化外,均在 0.43 ~ 0.47 范围内变化,故 3 种模型均可采用。

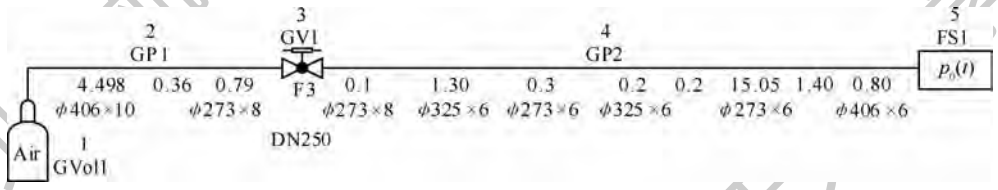


图 4 F3 调节阀简化系统的数值仿真模型

Fig. 4 Numerical simulation model of F3 valve simple system

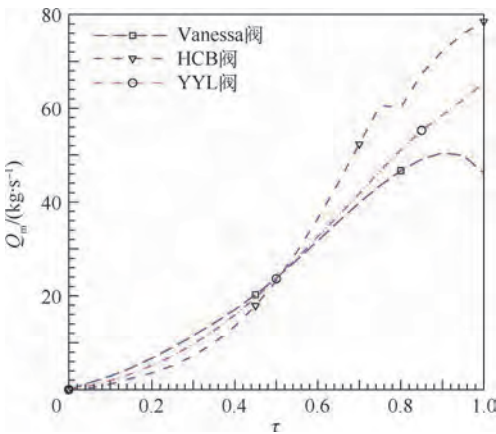


图 5 简化系统中 F3 调节阀采用 3 种基准阀门模型建模的仿真结果对比

Fig. 5 Comparison of simulation results of F3 valve modeling by three reference-valve models in simple system

对于 F4 调节阀,虽有低温工况全系统的试验数据可用,但是由于涉及常温路与低温路空气的

掺混,缺少类似于 F3 调节阀的常温路流量主控阀门前后的试验数据,故其建模方案有所不同。首先,使用基准阀门模型代替 F4 调节阀进行全系统的仿真试算;然后,根据仿真曲线与 T_{ib} 试验曲线的整体差别采用二分法调整额定流量系数;如此经过数次仿真试算,便能标定出基准阀门模型对应 F4 调节阀的额定流量系数,如表 2 所示。由于 F4 调节阀的额定流量系数是通过全系统仿真确定的,故不需要再对其进行校准。在确定了 F4 调节阀对应 3 种基准阀门的额定流量系数之后,也需要在图 6 所示的简化数值仿真系统中评估 3 种模型的可用范围。

F4 调节阀分别使用 3 种基准阀门模型方案仿真得到流量-开度曲线,结果对比如图 7 所示。可以看出,阀门开度为零时,3 种模型的流量仿真结果均为零;在开度 0.12 ~ 0.32 的范围内, Vanessa 阀和 HCB 阀 2 条流量曲线之间的差别低于

表2 使用试算-标定方法计算的F4调节阀额定流量系数

Table 2 Calculation process of F4 valve rated flow coefficient by trial-calibration method

基准阀门模型	二分法		试算次数	额定流量系数	额定流量系数
	最小初值	最大初值		标定结果	最终收敛区间
Vanessa 阀	1.0	81.64	10	$4.5(K_{vRating})$	(4.78, 5.10)
HCB 阀	1.0	81.64	7	$39(C_{dRating})$	(38.8, 41.32)
YYL 阀	1.0	200	7	$63(C_{dRating})$	(61.63, 63.19)

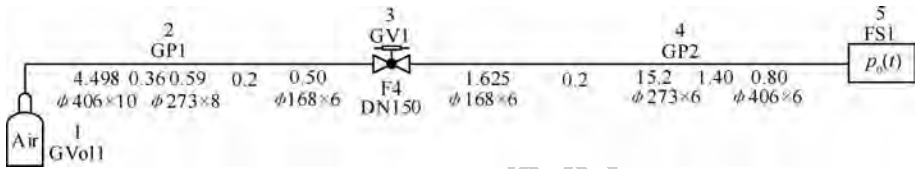


图6 F4调节阀简化系统的数值仿真模型

Fig. 6 Numerical simulation model of F4 valve simple system

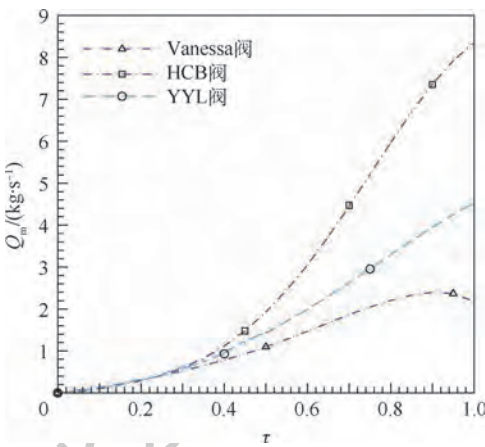


图7 简化系统中F4调节阀采用3种基准阀门模型建模的仿真结果对比

Fig. 7 Comparison of simulation results of F4 valve modeling by three reference-valve models in simple system

20%；在开度0.09~0.12和0.32~0.42范围内，Vanessa阀和HCB阀2条曲线之间的差别在20%~50%以内；YYL阀曲线始终介于Vanessa阀和HCB阀之间。这说明在开度为零和开度范围在0.12~0.32内时，3种模型对于流量的计算结果是基本一致的；在其他开度范围内，由于Vanessa阀和HCB阀2条曲线间的差别超过20%，因此需要根据相应开度下的试验数据来确定哪一种模型更为准确。在本文0~1240s的整个低温工况试验中，F4调节阀开度除了开机和关机段短暂的开关变化外，均在0.1635~0.2684范围内变化，故3种模型均可采用。

3 应用效果

第2节提出的未知信息调节阀瞬变建模方法为核心机试验台气路系统的建模与仿真奠定了不可缺失的重要一环，以下通过在常温工况和低温

工况仿真中的实际应用评估方法的有效性。

图8为F3调节阀分别采用Vanessa阀、HCB阀和YYL阀3种基准阀门模型建模的常温供气路流量、发动机入口压强和放气旁路前段压强的仿真结果与常温工况试验测量结果的对比。图中：无符号标记的参数曲线为试验测量数据（F3、F9、F10为阀门开度变化曲线），有方块、三角等符号标记的参数曲线为仿真结果，其中沿流动方向的0、 $n-1$ 分别表示管道流场的最初、最末网格。可以看出，采用不同基准阀门模型的0~1400s仿真曲线与试验曲线的变化趋势均是一致的。

图8(a)显示从16~35s，F3调节阀的开度从近似为零逐渐增大到0.44后保持不变，仿真和试验流量曲线均从16s左右开始升高，并在约35s时刻达到最大值。图8(b)显示F9调节阀直到约60s时刻才开启，此时发动机尚未启动，因此60s之前F9调节阀后管路的压强接近发动机出口的大气压。图8(c)显示，由于F10调节阀在前60s为全开状态，故随着16~35s常温供气路流量的增加，放气旁路前段的压强也从初始的接近大气压逐渐升高，并在约35s达到最大值后，直到约60s一直维持在0.18MPa附近。60s时刻随着F9调节阀的逐渐开启，发动机入口压强逐渐升高，此时F10调节阀开度虽然有所减小，但是放气旁路前段压强有所降低。图8(a)显示，F3调节阀的开度在35s后直到约560s均保持在0.44附近，因而常温供气路流量在约60~560s时段随着供气高压气瓶(GVoll)压强的降低而逐渐下降。后续常温供气路流量及两支路的压强继续在F3、F9、F10调节阀的动态调节及气瓶耗气压强降低的共同作用下而动态变化。采用Vanessa阀模型的常温供气路流量仿真曲线与试验曲线相比，最

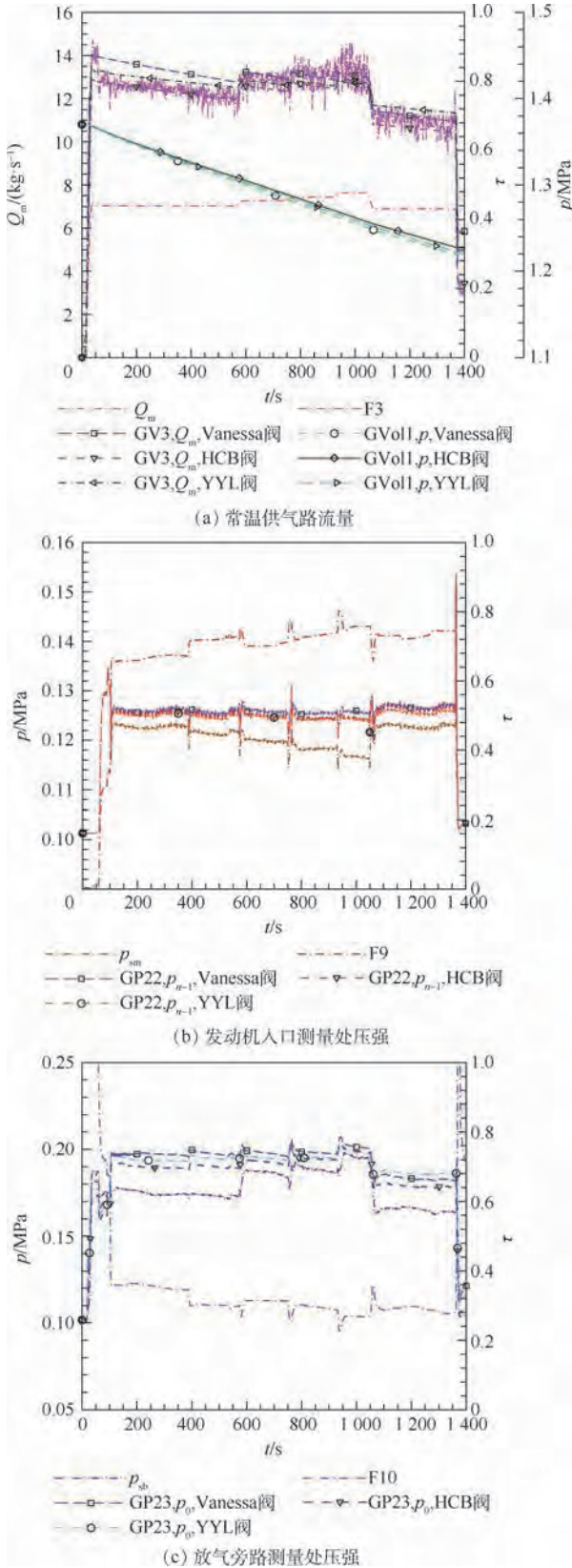


图8 常温工况下F3调节阀采用3种基准阀门模型建模的仿真结果与试验测量结果对比

Fig.8 Comparison of simulation results of F3 valve modeling by three reference-valve models with experimental measurements under normal-temperature condition

大误差出现在约100~550s时段且低于10%,其他时段误差均低于5%;发动机入口压强曲线与

试验曲线相比,最大误差出现在约940~1050s时段且低于7%,其余时段误差均低于5%;放气旁路前段压强曲线与试验曲线相比,最大误差出现在约100~550s和1100~1350s时段且低于15%,其余时段误差均低于6%。采用HCB阀模型的流量仿真曲线在35~60s时段与试验曲线相差最大,但也低于12%,其他时段误差在6%以内;两支路压强仿真曲线与试验曲线误差最大时段与Vanessa阀模型相同,但分别低于7%、10%。采用YYL阀模型的流量及两支路压强仿真曲线大部分时段(除了在1000~1400s略高于Vanessa阀)介于Vanessa阀模型和HCB阀模型之间。

另外,图8(a)中,在约0~15s时段F3调节阀的开度很小仅为0.0095,此时段使用3种基准阀门模型建模的常温供气路流量仿真结果均接近零,而维持在0.7kg/s的试验测量结果明显与物理实际不符,这说明在0~15s微流量时段试验所测流量结果存在较大误差,仿真结果在此时段更为可靠。

图9为F4调节阀分别采用Vanessa阀、HCB阀和YYL阀3种基准阀门模型建模的下游常温 and 低温空气掺混后的空气总流量(管道GP9)、发动机入口压强及放气旁路前段压强的仿真曲线与低温工况试验测量结果的对比。可以看出,3种基准阀门模型在0~1240s的仿真曲线接近重合,最大误差不超过2%,与试验曲线的变化趋势也是一致的。

图9(b)显示,F9调节阀在约30s开启,此时发动机尚未启动,故F9调节阀之后管路的压强在前30s接近发动机出口的大气压。图9(c)显示,F10调节阀在前30s为全开状态,由于低温工况F11调节阀始终为全开状态,且图9(a)显示常温供气路F4调节阀在约125s才开启,因此在约0~30s时段空气总流量基本不变,且放气旁路前段压强也维持在0.104MPa。随着约30~50s时段F9强调节阀的逐渐开启及F10调节阀开度的逐渐减小,图9(b)和图9(c)中发动机入口和放气旁路前段的压强均有所增大。在约125~130s时段,随着F4调节阀的逐渐开启及低温空气流量的增加,常温空气在GMA1中与低温空气掺混,空气总流量增加,故图9(b)和图9(c)显示下游两支路在约131s时刻有一个明显的压力尖峰。随后,随着约130~208s时段F9调节阀的大幅逐段调小和F10调节阀的逐段调大,下游两支路压强均逐段降低。此后,空气总流量和两支路的压强均是在F4、F9、F10调节阀及冷流流体源FS1的共同调控下动态变化的。

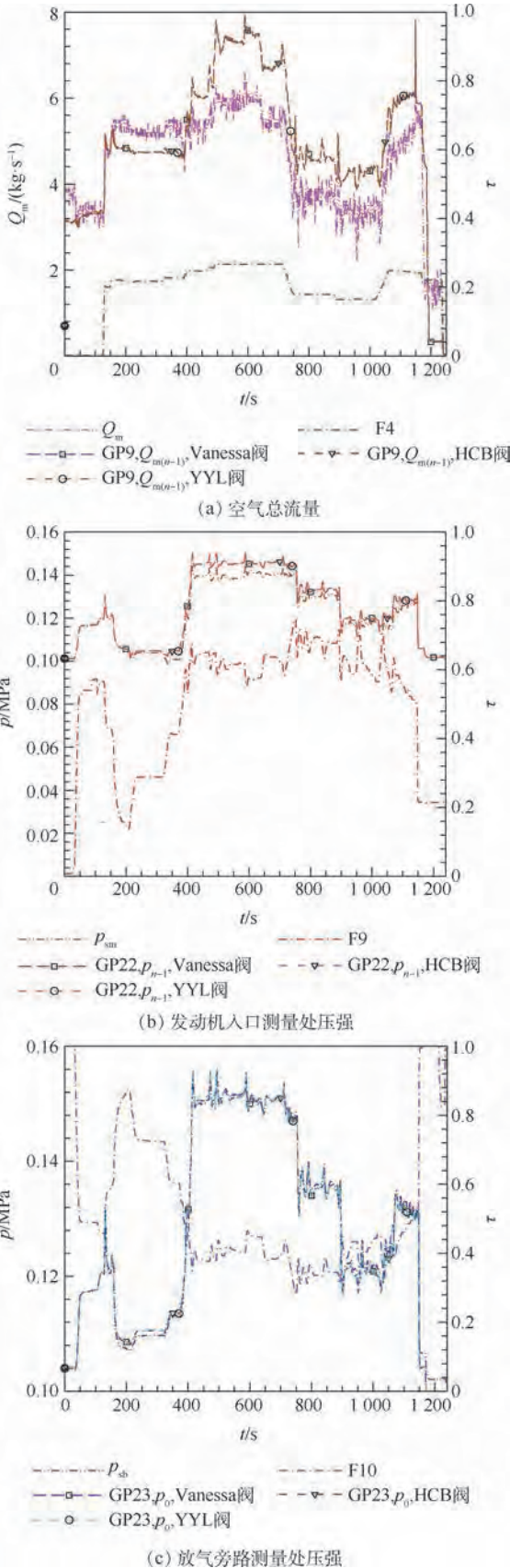


图9 低温工况下F4调节阀采用3种基准阀门模型建模的仿真结果与试验测量结果对比

Fig.9 Comparison of simulation results of F4 valve modeling by three reference-valve models with experimental measurements under low-temperature condition

采用 Vanessa 阀模型的空气总流量仿真曲线与试验曲线相比,最大误差出现在约 500 ~ 740 s 时段且低于 22%,其他时段误差均低于 15%;发动机入口压强仿真曲线与试验曲线最大误差出现在约 335 ~ 750 s 时段且低于 5%,其余时段误差均低于 3%;放气旁路前段压强仿真曲线与试验曲线接近重合,最大误差低于 1%。采用 HCB 阀模型的流量仿真曲线与试验曲线误差最大时段与 Vanessa 阀模型相同,但低于 24%;两支路压强仿真曲线与试验曲线误差情况与 Vanessa 阀模型相同。采用 YYL 阀模型的流量及两支路压强仿真曲线与 Vanessa 阀模型和 HCB 阀模型基本重合。

4 结论

本文针对复杂管网系统中结构和节流特性均未知的调节阀提出了一种瞬变建模方法,通过在核心机试验台气路系统上的建模与仿真应用可以得到以下结论:

1) 在常温 0 ~ 1400 s、低温 0 ~ 1 240 s 两种工况的 47 组件系统动态全过程仿真中,开度范围在 0.43 ~ 0.47 之间及零点附近的 F3 调节阀、开度范围在 0.163 5 ~ 0.268 4 之间及零点附近的 F4 调节阀流量仿真曲线与试验曲线平均误差低于 15%,除了低温工况 500 ~ 740 s 时段总流量最大误差低于 24% 以外,其余时段及常温工况流量最大误差均低于 15%,发动机入口和放气旁路前段压强仿真曲线与试验曲线的最大误差低于 15%,说明本文方法有效解决了复杂管网系统仿真中未知信息调节阀的数值建模问题。

2) 使用本文方法对试验台未知信息关键调节阀 F3 和 F4 建模时,均采用了 3 种不同的基准阀门模型,针对 2 种工况的仿真结果表明,使用不同模型仿真曲线间的最大差别低于 10%,这表明本文方法对基准阀门模型的选择没有严格限制,具有一定的通用性;只是综合比较仿真曲线与试验曲线的误差情况,HCB 阀模型优于 Vanessa 阀模型和 YYL 阀模型。

3) 在试验数据有限的情况下,如何对系统中未知信息调节阀进行瞬变建模是制约复杂管网系统可建模的重要因素,本文所提出的建模思想和方法为解决这一问题提供了一种有效方案。

致谢 感谢北京动力机械研究所高宇高级工程师、焦华宾高级工程师、王维明研究员、景志康工程师、武文博工程师在试验方面的指导和帮助。

参考文献 (References)

- [1] 张宏伟,王晨婉,牛志广,等.城市供水管网物理模型构建方法[J].天津大学学报,2008,41(7):859-863.
ZHANG H W, WANG C W, NIU Z G, et al. Constructing method for the physical model of municipal water distribution system [J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 859-863 (in Chinese).
- [2] GEORGESCU S C, GEORGESCU A M, JUMARA A, et al. Numerical simulation of the cooling water system of a 115 MW hydro-power plant [J]. Energy Procedia, 2016, 85: 228-234.
- [3] GOREV N B, KODZHESPIROVA I F, SIVAKUMAR P. Modeling of flow control valves with a nonzero loss coefficient [J]. Journal of Hydraulic Engineering, 2016, 142(11): 1-3.
- [4] 杨毅,周志斌,李长俊,等.天然气管输调节控制仿真模型[J].天然气工业,2008,28(10):98-100.
YANG Y, ZHOU Z B, LI C J, et al. Research on natural gas pipeline regulation control simulation model [J]. Natural Gas Industry, 2008, 28(10): 98-100 (in Chinese).
- [5] ZHANG L. Simulation of the transient flow in a natural gas compression system using a high-order upwind scheme considering the real-gas behaviors [J]. Journal of Natural Gas Science and Engineering, 2016, 28: 479-490.
- [6] LI C J, JIA W L, WU X. A steady state simulation method for natural gas pressure-relieving systems [J]. Journal of Natural Gas Science and Engineering, 2014, 19: 1-12.
- [7] MAHGEREFTEH H, SUNDARA V, BROWN S, et al. Modelling emergency isolation of carbon dioxide pipelines [J]. International Journal of Greenhouse Gas Control, 2016, 44: 88-93.
- [8] 陈勇,李隆键,程静.液氧输送管路中阀控瞬变的数值计算[J].哈尔滨工业大学学报,2013,45(9):75-81.
CHEN Y, LI L J, CHENG J. Numerical computation of hydraulic transients in valve operating processes of LO₂ delivery pipes [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2013, 45(9): 75-81 (in Chinese).
- [9] CHEN Y, CAI G B, WU Z. Modularization modeling and simulation of turbine test rig main test system [J]. Applied Mathematical Modelling, 2011, 35(11): 5382-5399.
- [10] CHEN Y, CAI G B, ZHANG Z P, et al. Multi-field coupling dynamic modeling and simulation of turbine test rig gas system [J]. Simulation Modelling Practice and Theory, 2014, 44: 95-118.
- [11] 史智俊,张国磊,李彦军,等.回汽保护控制下舰用蒸汽动力系统响应规律[J].化工学报,2015,66(S2):287-293.
SHI Z J, ZHANG G L, LI Y J, et al. Response pattern of marine steam power system under back-steam protection [J]. CIESC Journal, 2015, 66(S2): 287-293 (in Chinese).
- [12] 裴希同,张松,但志宏,等.高空台飞行环境模拟系统数字建模与仿真研究[J].推进技术,2019,40(1):332-340.
PEI X T, ZHANG S, DAN Z H, et al. Study on digital modeling and simulation of altitude test facility flight environment simulation system [J]. Journal of Propulsion Technology, 2019, 40(1): 332-340 (in Chinese).
- [13] 孟成,苏明.重型燃气轮机天然气供应系统整体性能仿真[J].上海交通大学学报,2016,50(4):483-489.
MENG C, SU M. Performance simulation of natural gas supply system of a heavy duty gas turbine [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2016, 50(4): 483-489 (in Chinese).
- [14] PILLER O, VANZYL J E. Modeling control valves in water distribution systems using a continuous state formulation [J]. Journal of Hydraulic Engineering, 2014, 140(11): 1-9.
- [15] CHEN Y, WANG H S, XIA J X, et al. Dynamic modeling and simulation of an integral bipropellant propulsion double-valve combined test system [J]. Acta Astronautica, 2017, 133: 346-374.
- [16] 何衍庆,邱宜振,杨洁,等.控制阀工程设计与应用[M].北京:化学工业出版社,2005:46-49.
HE Y Q, QIU X Z, YANG J, et al. Control valves engineering design and application [M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2005: 46-49 (in Chinese).
- [17] 胡继敏,金家善,严志腾.储汽筒充汽系统的热力过程建模与仿真[J].上海交通大学学报,2012,46(4):545-549.
HU J M, JIN J S, YAN Z T. Modeling and simulation for thermodynamic process of steam accumulator system [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2012, 46(4): 545-549 (in Chinese).
- [18] 李亦健,高旭,陈虹,等.低温推进剂加注系统置换介质的相似性分析[J].推进技术,2018,39(3):703-708.
LI Y J, GAO X, CHEN H, et al. Similarity analysis of different replacement gases for cryogenic propellant loading system [J]. Journal of Propulsion Technology, 2018, 39(3): 703-708 (in Chinese).
- [19] 李树勋,李忠,周爱民,等.三通调节球阀节流盘开口型线优化及试验研究[J].华中科技大学学报(自然科学版),2017,45(2):61-66.
LI S X, LI Z, ZHOU A M, et al. Optimization and test on throttle plate opening profile line of 3-way control ball valve [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2017, 45(2): 61-66 (in Chinese).
- [20] 白雪莲,吴静怡.管网系统中平衡阀对调节阀调节作用的影响[J].上海交通大学学报,2006,40(2):364-368.
BAI X L, WU J Y. The influence of balance valve on action of regulating valve in pipe network [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2006, 40(2): 364-368 (in Chinese).
- [21] 陈阳,高芳,张振鹏,等.准一维可压缩瞬变管流的有限体积模型(II)管壁温度场的有限体积模型[J].航空动力学报,2008,23(2):317-322.
CHEN Y, GAO F, ZHANG Z P, et al. Finite volume model for quasi one-dimensional compressible transient pipe flow (II) Finite volume model of temperature field [J]. Journal of Aerospace Power, 2008, 23(2): 317-322 (in Chinese).
- [22] LIANG Y Y, WANG D D, CHEN J P, et al. Temperature control for a vehicle climate chamber using chilled water system [J]. Applied Thermal Engineering, 2016, 106: 117-124.

作者简介:

王焯君 男,硕士研究生。主要研究方向:液体推进系统动力学与仿真。

陈阳 男,博士,讲师,硕士生导师。主要研究方向:液体推进系统动力学与仿真。

A transient modeling method for unknown information regulating valves in complex pipeline network system

WANG Yejun¹, CHEN Yang^{1,*}, CAI Guobiao¹, HUANG Yulong², WANG Xianyong²

(1. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. Beijing Aerospace Measurement & Control Corp., Beijing 100041, China)

Abstract: The information missing of key regulating valve is an important factor to restrict the modeling of complex pipeline network systems. After classifying and summarizing the modeling research of regulating valves, the conclusion that the flow characteristic curves of most regulating valves are between the equal percentage and the linearity is obtained. Based on this conclusion, a modeling method by using the information-known reference-valve model and the limited system test data is proposed for the valves whose structure and throttling characteristics are unknown. Then, this method is used to establish the models of two unknown-information valves in the core engine test rig gas circuit system. The application to two working conditions including 0 – 1400 s normal-temperature condition and 0 – 1240 s low-temperature condition shows that the differences of the simulation curves among three different reference-valve models are less than 10%; the average errors between the flow-rate simulation curves of two regulating valves in the 47-component system and the test curves are within 15%; the maximum errors between the pressure simulation curves and the test curves at two downstream branches are within 15%. Thus, the proposed method can provide an effective modeling scheme to solve this kind of problem.

Keywords: core engine test rig; gas pipeline network; system dynamics; unknown-information valve; transient modeling

Received: 2019-09-06; **Accepted:** 2020-01-17; **Published online:** 2020-02-10 12:46

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200210.1145.003.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11101023)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0487

飞机电动滑行系统驱动特性及节能减排性能分析

唐建军¹, 郭卫东², 徐东光³, 贾玉红^{4,*}

1. 航空航天大学 大型飞机高级人才培训班, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083;

3. 中国商飞上海飞机设计研究院, 上海 201210; 4. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)



摘 要: 针对某中程飞机设计了基于主起落架机轮驱动的飞机电动滑行系统(AETS), 并对其进行了仿真分析。利用 MATLAB/Simulink 对 AETS 进行了建模, 分别构建了驱动电机模型、机械系统模型和排放性能评估模型; 在此基础上进行了驱动能力、稳定性及节能减排性能的仿真。结果表明: 所设计系统驱动能力良好, 稳定性优异, 节能减排效果明显。利用所设计系统驱动目标飞机在地面上滑行最大速度可达 4.91 m/s, 基本满足滑行要求; 当外在负载波动时, 其滑行速度能够平稳调节; 在相同条件下, 当滑行距离为 1500 m 时, 利用 AETS 代替主发动机驱动飞机滑行可节省燃油 75% 以上, 减排 CO、HC、NO_x 等有害气体 67% 以上。

关键词: 飞机电动滑行系统(AETS); 驱动能力; 稳定性; 节能减排; 滑行仿真

中图分类号: V228.5; V19

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1545-10

近年来, 中国民用航空行业蓬勃发展, 其背后带来的负面影响也在逐渐加剧。其一, 大量的燃油消耗导致能源的浪费, 也关系到机场和航空公司的经济效益; 其二, 主要包括 CO、HC、NO_x 在内的污染物超量排放导致空气质量的日益下降, 对环境造成的破坏不容忽视, 不利于绿色航空的发展。因此, 如何进一步节省燃油消耗和减少污染物排放, 是多家机场和航空公司的重点关注对象。

飞机在地面滑行时, 利用自身电力系统代替主发动机(以下简称主发)作为动力源, 驱动飞机地面滑行, 这种新型驱动系统称为飞机电动滑行系统(Aircraft Electric Taxiing System, AETS)。其最早可以追溯到 2005 年, 由 Borealis 公司家族成员 WheelTug 公司提出在波音 767 上开发测试 AETS 原型机的想法, 此后一些国外巨头纷纷开展了相关样机实验^[1]。

在理论研究方面, 2011 年, Dzikus 等^[2]研究了电动滑行对燃料量的节省高度依赖于飞机地面

滑行时间, 而飞行距离对整体燃油经济性的影响较小; 同年, Hamiti 等^[3]研究了利用 AETS 驱动主起落架机轮(以下简称主轮)运转的可行性, 对执行机构可能放置的位置进行了研究, 发现 AETS 适用于高频次起落的短途客机; 2013 年, Dzikus 等^[4]对于中短途飞机分别采用电动滑行、操作拖曳、单引擎驱动建立了油耗模型; 2016 年, 万丽丽等^[5]在电动滑行过程中采用地面网络拓扑建模的方法, 通过优化滑行道路布局减少了油耗和排放; 2015 年, 侯乐毅和朱刚^[6]针对 A380 飞机建立了 AETS 动力学模型, 该飞机所需的电动滑行功率需求远大于辅助动力装置(Auxiliary Power Unit, APU)提供的发电功率; 2018 年, 张威等^[7]对电动滑行传动方案及机轮设计做了研究, 运用 MATLAB/Simulink 对滑行过程加以仿真分析, 电动滑行驱动最大滑行速度达到了 37 km/h。

由于 AETS 是一个新的概念, 国内外对其理论研究还较少。目前, 理论研究主要集中在电动

收稿日期: 2019-09-06; 录用日期: 2019-11-10; 网络出版时间: 2020-02-10 11:09

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200210.1105.002.html

* 通信作者。E-mail: jiyuhong@buaa.edu.cn

引用格式: 唐建军, 郭卫东, 徐东光, 等. 飞机电动滑行系统驱动特性及节能减排性能分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1545-1554. TANG J J, GUO W D, XU D G, et al. Driving characteristics and energy saving and emission reduction performance of aircraft electric taxiing system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1545-1554 (in Chinese).

滑行设计、驱动力计算、能耗污染及发展前景挑战等方面,研究相对零散,缺乏系统性。随着以C919为代表的国产大飞机的快速发展,民用航空行业朝向绿色航空发展,研究中国自主的AETS至关重要。本文在前人的基础上基于A320-200型客机设计AETS,从仿真的角度对其在地面滑行阶段的驱动能力、稳定性和节能减排性能进行研究,以此综合分析AETS的可行性和经济特性。

1 飞机电动滑行系统方案设计

在民用航空飞机地面滑行过程中,推动飞机滑行的是怠速运转的主发,其低速运行期间燃油利用率低,污染物排放率高。通过先进的发动机技术和气动设计技术来减少燃油消耗和污染物排放问题已经达到了一个技术瓶颈,因此,必须采用新的思路和技术途径。如果采用AETS代替主发驱动飞机地面滑行,进而可能在能源消耗、有害气体排放等方面产生价值效益。AETS的一般组成结构如图1所示。

为了设计AETS传动方案,需要对飞机地面滑行时的受力状况加以分析。飞机在地面滑行时受力情况如图2所示。图中: α 为滑行道坡角; N_n 、 N_m 分别为前起承力、主起承力; v 为滑行速度; h 为重心距离地面高度; a 为前起落架距重心纵向距离; b 为主起落架距重心纵向距离; mg 为飞机重力。

由图2所示,飞机电动滑行的动力学方程为
$$F_{ir} = F_r + F_D + F_i + F_j \tag{1}$$
 式中: F_{ir} 为驱动力; F_r 为滚动阻力; F_D 为空气阻力; F_i 为坡道阻力; F_j 为加速度阻力^[8]。

AETS驱动机轮的驱动力不能大于机轮与地面间的附着力,否则会打滑导致驱动能力骤降或者无法驱动。轮胎在硬路面上不打滑滚动时,地面

给予轮胎前向驱动力的极限值即为轮胎与地面间的附着力 F_φ ,其与轮胎承受地面支持力 F_z 成比例,即
$$F_\varphi = \varphi F_z \tag{2}$$
 式中: φ 为附着力系数(最大静摩擦力系数)^[9]。

将A320-200型飞机和滑行道等相关参数^[6,10-11](详细数据见表1)代入式(1)和式(2),计算出此型号飞机所需最小驱动力为15 847 N,其前起落架机轮(以下简称前轮)最大附着力为8 678 N,其主轮最大附着力为80 554 N。所以,对目标飞机只有采用主轮驱动才满足滑行要求。进一步设计了利用APU供电、无刷直流电机(Brush-Less Direct Current Motor, BLDCM)驱动、干式多片型快速电磁离合器与二级齿轮副传动的AETS,其二维传动结构和三维实体效果如图3所示。

表1 A320-200型飞机和滑行道等相关参数^[6,10-11]

Table 1 Relevant parameters of A320-200 aircraft and taxiway^[6,10-11]

分类	参数	数值
滑行参数要求 (技术指标)	滑行速度/($\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$)	20
	滑行加速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$)	0.25
	滑行时间/min	≤ 15
A320-200飞机	最大起飞质量/kg	77 000
	主发型号	CFM56-5B/4P
	APU型号	GTCP36-300
	主起落架承重/%	85.4 ~ 95.4
	主轮直径/mm	911
	前轮直径/mm	353

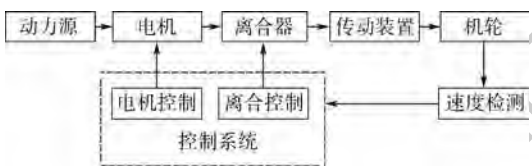


图1 AETS组成结构

Fig. 1 Composition and structure of AETS

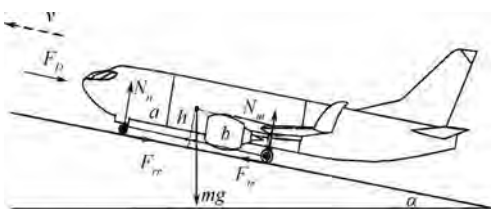
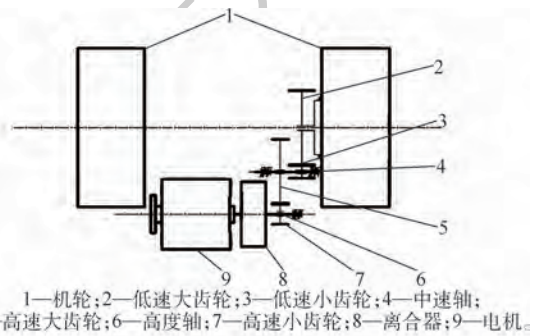


图2 飞机滑行受力状况

Fig. 2 Stress state of aircraft taxiing



(a) 二维传动结构



(b) 三维实体

图3 AETS机械系统

Fig. 3 Mechanical systems of AETS

2 飞机电动滑行系统建模

基于 MATLAB/Simulink 搭建 AETS 仿真模型,此系统可分为驱动电机模块、机械系统模块和排放性能评估模块等。基于理论推导先建立各个模块数字化模型,进一步利用 Simulink 元器件库中各元件对 AETS 进行模块化搭建。在此基础上仿真驱动能力、稳定性及节能减排性能。

2.1 驱动电机模型

系统使用驱动电机为一款 BLDCM。作为直流电机的一种,BLDCM 的基本组成及原理与一般的直流电机无异。BLDCM 包括电机本体(转子磁铁、定子线圈、支撑件等)、霍尔位置传感器及

电子控制线路开关三大部分。依据其结构组成、运转原理、数学模型^[12-13],在 Simulink 中搭建的 BLDCM 模型如图 4 所示。

采用 PID 控制器调节电机转速。比例因子 K_p 、微分因子 K_D 主要影响系统的快速性和稳定性。合理的 K_p 、 K_D 值可以使系统超调量小,调节时间短,稳定性高,动态性能好。积分因子 K_i 主要影响系统的稳态误差。合理的 K_i 值可以消除系统静差,提高系统抗干扰能力。将实际输出转速与控制转速的差值输入到 PID 控制器中,通过控制逆变器的供电电压实现对电机转速的调节。合理的 K_p 、 K_D 、 K_i 才能使电机输出转速相对于控制转速有更好的快速性、稳定性和准确性。运用经验整定方法^[14]调节, $K_p = 50, K_i = 1000, K_D = 0.2$ 。

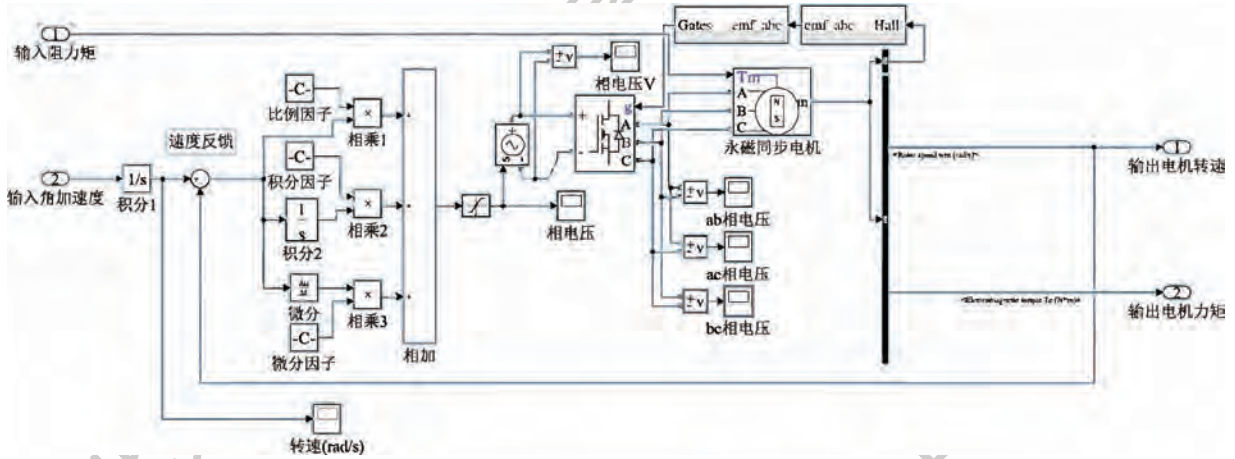


图 4 BLDCM Simulink 模型
Fig. 4 Simulink model of BLDCM

2.2 机械系统模型

AETS 机械系统包括传动系统和飞机本体。由式(1)进一步推导^[8]:

$$F_r = \frac{T_i \eta}{R} \quad (3)$$

$$F_r = W_g f \cos \alpha \quad (4)$$

$$F_D = 0.5 \rho C_D A V^2 \quad (5)$$

$$F_i = W_g \sin \alpha \quad (6)$$

$$F_j = \lambda m du/dt \quad (7)$$

由式(1)~式(7),传动系统输入输出的动力学方程为

$$\frac{T_i \eta}{R} = W_g f \cos \alpha + 0.5 \rho C_D A V^2 + W_g \sin \alpha + \lambda m du/dt \quad (8)$$

式中: T 为电机驱动力矩; i 为传动系统传动比; η 为传动系统传递效率; R 为主轮半径; W_g 为飞机自重; f 为滚动阻力系数; α 为跑道斜角; ρ 为飞机迎风空气密度; C_D 为空气阻尼系数; A 为飞机迎风面积; V 为飞机迎风速度; λ 为旋转质量转换系

数; m 为飞机质量; du/dt 为飞机滑行加速度。

传动系统模块由离合器与传动齿轮副等组成。利用 Simscape 里面的齿轮、力矩传感器、角速度源等组件搭建好的传动系统如图 5 所示,相关数据见表 2。

Simulink 里为用户提供了飞机机身与机轮等部件。根据实际数据设置参数,如飞机参数(质量、重心位置、机身横截面积、轮胎直径、轮胎滚阻系数等)、环境参数(滑行跑道坡度、滑行风速等)(详细数据见表 1、表 3)来计算仿真时的动力学数据。搭建飞机本体系统模型如图 6 所示。

2.3 排放性能评估模型

AETS 的油耗排放性能评估包括衡量滑行中的油耗量及有害气体排放量。AETS 消耗的电能来源于 APU 的发电机。带动发电机运转发电的 APU 本质为小型的发动机,其消耗的也是飞机燃油,燃油的消耗导致 AETS 工作过程中会排放有害气体。所以,对电动滑行性能评估本质上是建立 APU 的燃油消耗模型与有害气体排放模型。

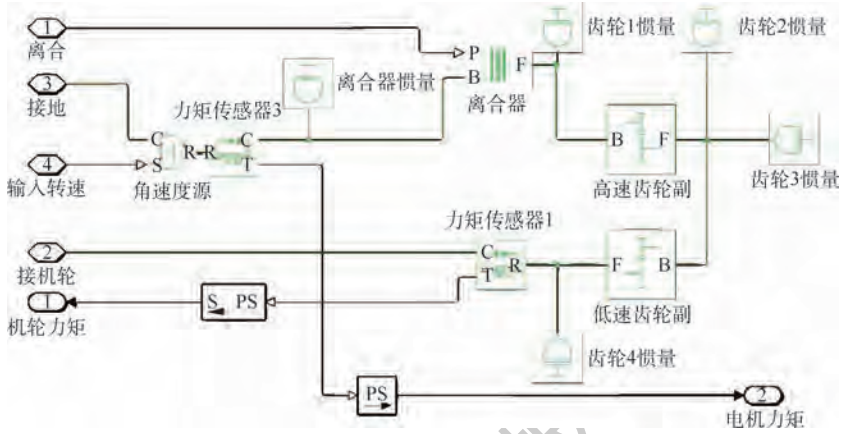


图5 传动系统 Simulink 模型

Fig.5 Simulink model of transmission system

表2 AETS 相关数据

Table 2 Related parameters of AETS

参数	数值
飞机增重/kg	200
传动比	18.37
APU 发电机额定功率/kW	90
机械传递效率	0.895
电气传递效率	0.92

表3 北京首都国际机场相关参数

Table 3 Related parameters of Beijing Capital International Airport

International Airport		
分类	参数	数值
滑行道参数	滑行道长度/m	1500
	滑行道坡度/rad	0.001
	滑行道材质	干湿混凝土
	附着力系数	0.5
气候参数	基准温度/(°)	32.8
	平均气压/kPa	102.04
	水蒸气饱和气压/Pa	1700
	平均湿度/%	50

A320-200 型客机 APU 型号为 GTCP36-300,其发电机最大功率可达 90kW,该 APU 性能参数如表 4 所示^[15]。表中: P_{APU} 为 APU 发电机输出功率,kW。

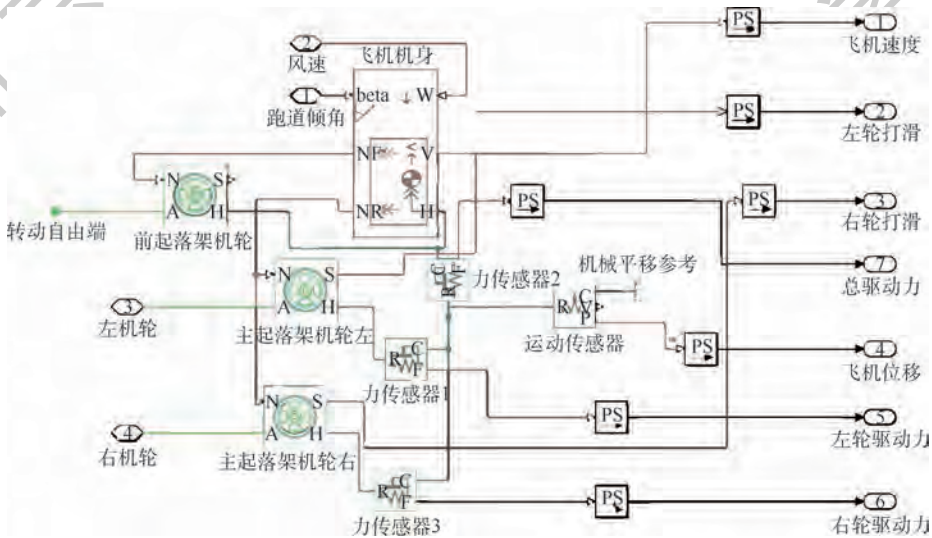


图6 飞机本体 Simulink 模型

Fig.6 Simulink model of aircraft body

表4 GTCP36-300 型 APU 性能参数^[15]

Table 4 Performance parameters of GTCP36-300 APU^[15]

参数	数值
燃油消耗率 $FBI_F / (kg \cdot s^{-1})$	$(75 + 0.2675P_{APU} - 3.5 \times 10^{-4}P_{APU}^2) / 3600$
CO 排放率 $EI_{FC} / (g \cdot kg^{-1})$	8.67
HC 排放率 $EI_{FH} / (g \cdot kg^{-1})$	0.71
NO_x 排放率 $EI_{FN} / (g \cdot kg^{-1})$	6.8

评估 AETS 能耗、有害气体排放性能时,可利用主发驱动飞机滑行作为对比对象。建立主发能耗、排放数学模型。在相同滑行条件下,计算并对比主发、APU 燃油消耗量和有害气体排放量,进而可以分析出 AETS 节能减排的能力。

A320-200 型飞机采用 CFM56-5B/4P 型发动机,其性能参数如表 5 所示^[16]。

表 5 CFM56-5B/4P 型发动机性能参数^[16]

Table 5 Performance parameters of CFM56-5B/4P Engine^[16]

状态	$\frac{F}{F_{max}} \times 100\%$	燃油消耗率 $FBI_F / (\text{kg} \cdot \text{s}^{-1})$	污染物排放率/ $(\text{g} \cdot \text{kg}^{-1})$		
			EI_{FH}	EI_{FC}	EI_{FN}
起飞	100	1.132	0.2	0.9	28
爬升	85	0.935	0.2	0.9	23.2
进近	30	0.312	0.5	2.3	10
滑行	7	0.104	4.6	23.4	4.3

基于表 5 数据,可利用最小方差原则建立 FBI_F 关于推力 F 的插值拟合关系, EI_{FH} 、 EI_{FC} 、 EI_{FN} 关于 FBI_F 的插值拟合关系,进而插值出相应滑行推力下发动机燃油消耗率、气体排放率的近似数值。拟合出的数学函数如式(9)~式(12)所示,函数图像如图 7 所示。

$$FBI_F = 2.492 \times 10^{-7} F^{-3} - 1.878 \times 10^{-5} F^2 + 0.01061F + 0.0121 \quad (9)$$

$$EI_{FH} = 16.85e^{-12.91FBI_F} + 0.1999 \quad (10)$$

$$EI_{FC} = 90.2e^{-13.35FBI_F} + 0.8998 \quad (11)$$

$$EI_{FN} = 25.07FBI_F^{0.7933} \quad (12)$$

上述 APU、主发的燃油消耗率、HC 排放率、CO 排放率及 NO_x 排放率均是基于 25°标准大气压下测得的标准值。实际条件下,机场所处位置不同,机场滑行道温度、气压、相对湿度等也会有所差异,会对燃油量消耗和相关气体排放的系数造成影响。假设机场气压为 P 、机场压强与标准状况下海平面压强之比为 δ 、机场温度与标准状况下海平面温度之比为 θ 、机场空气相对湿度为 ψ 、对应条件下机场水蒸气饱和气压为 P_v 、飞机滑行马赫数为 Ma ^[17]。为了仿真能耗、排放数据的准确性,需要对能耗、排放系数进行修正。考虑环境因

素后的修正结果为

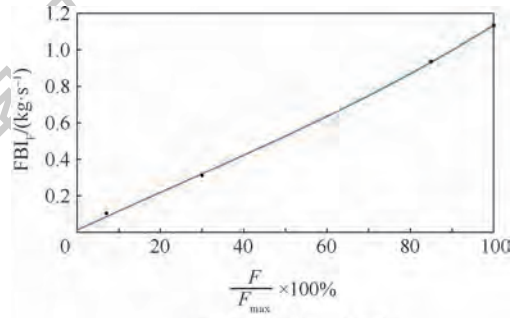
$$FBI_F = \frac{FBI_{F0}}{\delta} \theta^{3.8} e^{0.2Ma^2} \quad (13)$$

$$EI_{FH} = EI_{FH0} \frac{\theta^{3.3}}{\delta^{1.02}} \quad (14)$$

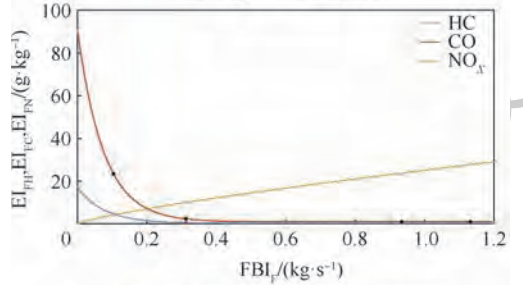
$$EI_{FC} = EI_{FC0} \frac{\theta^{3.3}}{\delta^{1.02}} \quad (15)$$

$$EI_{FN} = EI_{FN0} e^{19 \left(0.0063 - \frac{0.622\psi P_v}{P - \psi P_v} \right)} \quad (16)$$

在此数学模型的基础上,利用 Simulink 搭建的 APU、主发性能模型如图 8 和图 9 所示。



(a) FBI_F - F 拟合函数图像



(b) EI_{FH} 、 EI_{FC} 、 EI_{FN} - FBI_F 拟合函数图像

图 7 CFM56-5B/4P 型发动机性能参数拟合函数图像
Fig. 7 Fitting function images of CFM56-5B/4P engine performance parameters

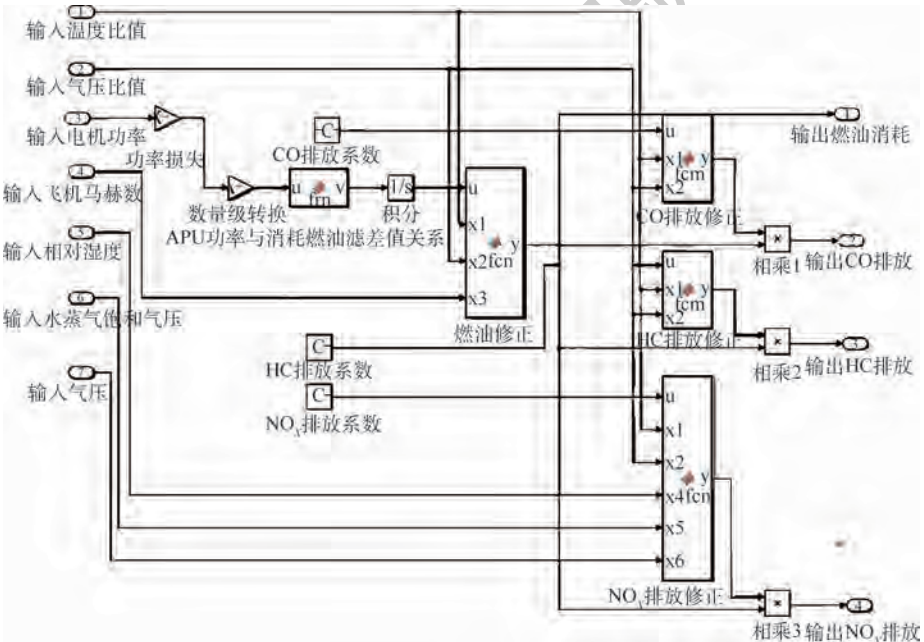


图 8 目标型号 APU 性能 Simulink 模型

Fig. 8 Simulink model of target APU performance

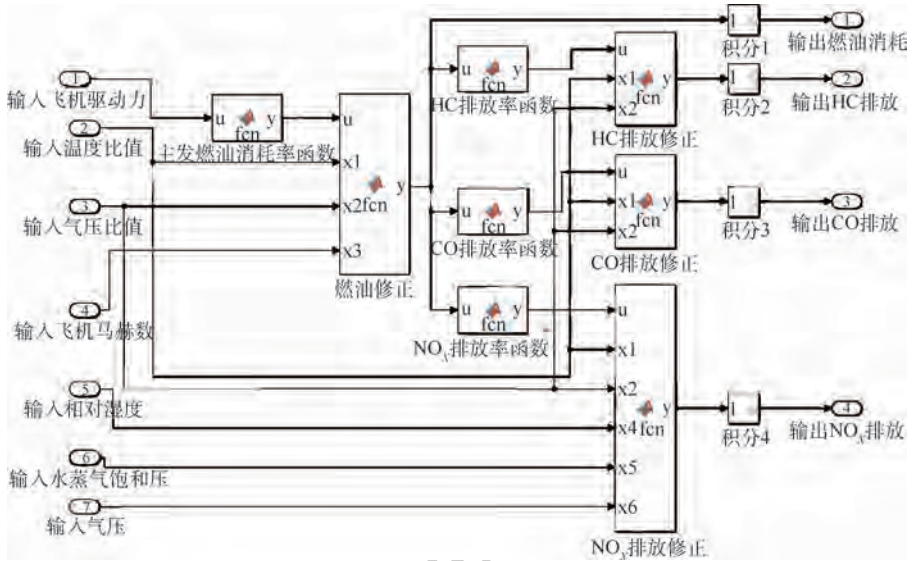


图9 目标型号主发性能 Simulink 模型

Fig.9 Simulink model of target main engine performance

3 飞机电动滑行系统仿真分析

将 BLDCM、机械系统、APU 性能、主发性能模块与自函数编写的模拟输入模块按照系统仿真逻辑结构(见图 10)组合搭建 AETS 总体 Simulink 仿真系统模型,如图 11 所示。

3.1 驱动能力

机场滑行道的路况大同小异。本文仿真在北京首都国际机场某滑行道上进行,A320-200 型客机满载时按照滑行技术指标^[6]滑行,忽略空气阻力,飞机平稳启动至平稳滑行的理想情况。利用本文 AETS 仿真模型,模拟驾驶员操作,输入不同起步加速度 a_0 、指定滑行速度 v ,仿真飞机电机驱动力矩和滑行速度的输出结果,如图 12 所示。

由图 12(a)可知:①飞机起步加速度不同时,电机驱动力矩也会相应变化,但最终都稳定在所选电机额定力矩 $500\text{ N}\cdot\text{m}$ 范围内。飞机从静止启动瞬间,电机启动力矩会有超调,最大超调量可

达到 $520\text{ N}\cdot\text{m}$,略大于所选电机额定力矩。由于超调力矩持续时间极短,且电机在使用过程中也允许短时间超负荷运行,此结果可接受。②当飞机平稳匀速运行时,所需电机驱动力矩约为 $209\text{ N}\cdot\text{m}$,略小于由式(8)计算的飞机稳定运行时所需理论电机力矩 $220\text{ N}\cdot\text{m}$ 。以最大起步加速度启动时,电机启动稳定力矩 $478\text{ N}\cdot\text{m}$ 也略小于电机额定力矩。这是由于仿真时忽略了传动轴承的机械损失造成的。

由图 12(b)可知:此系统驱动飞机地面滑行最大速度可达 4.91 m/s (17.7 km/h),而 WheelTug 开发的 AETS 驱动飞机滑行速度最大可达 18.5 km/h ^[7]。可知,在驱动滑行速度上本文系统达到了与 WheelTug 开发系统同等水平程度。

综合说明,本文系统驱动能力良好。

3.2 稳定性

当系统平稳运行时,在滑行时间 80 s 时给飞机施加某一波动负载,图 13 为电机驱动力矩、飞机滑行速度波动情况。

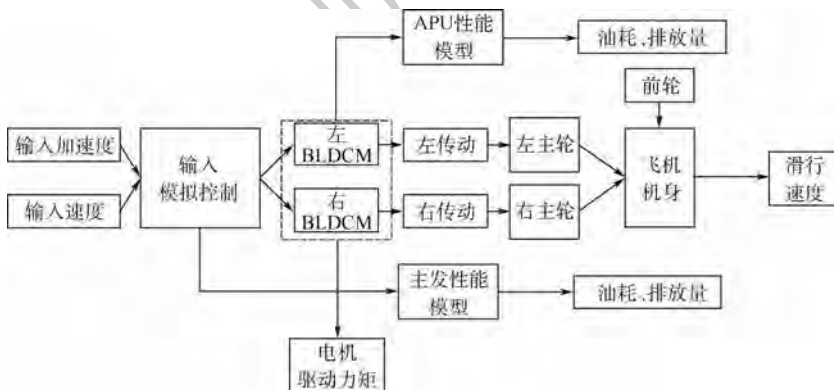


图 10 AETS 仿真逻辑结构

Fig.10 Simulated logic structure of AETS

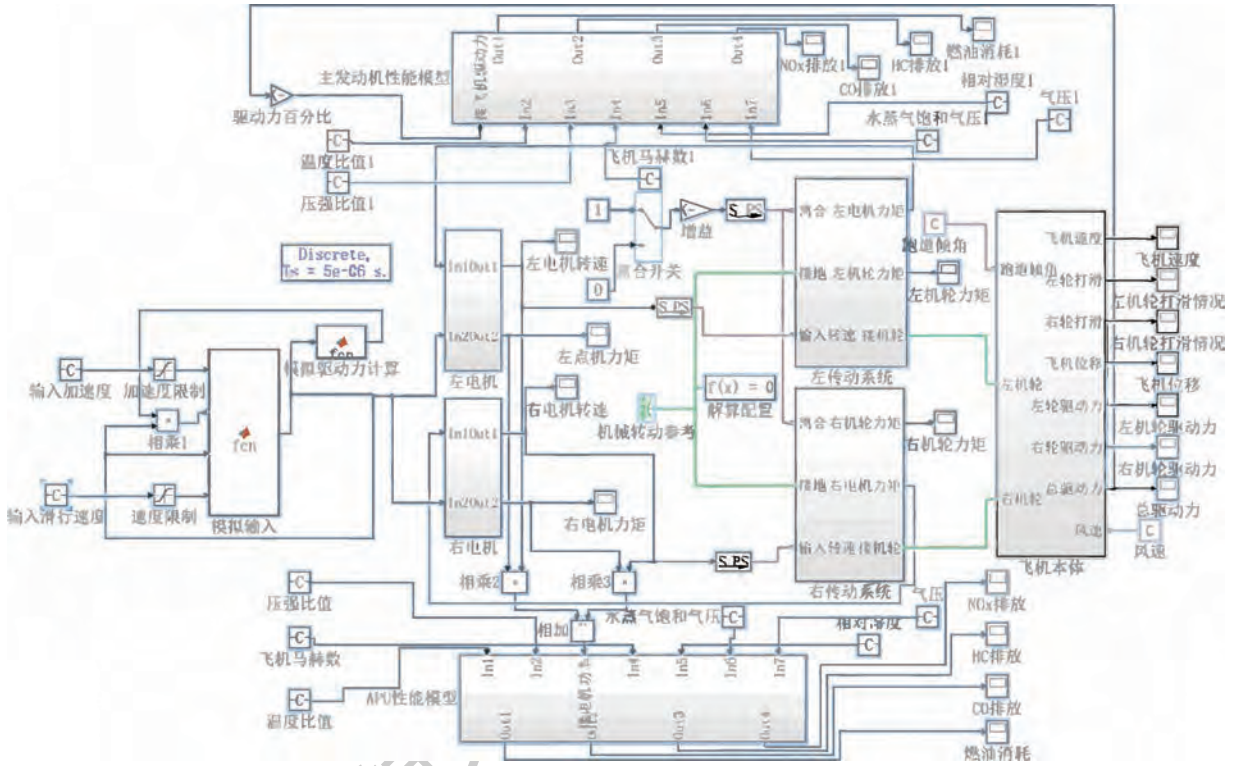
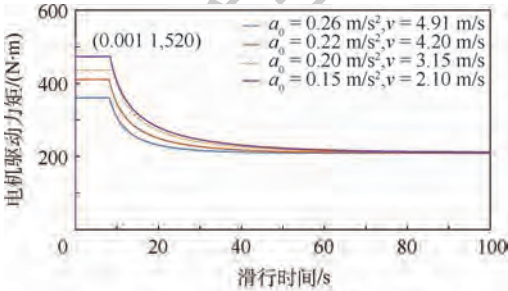
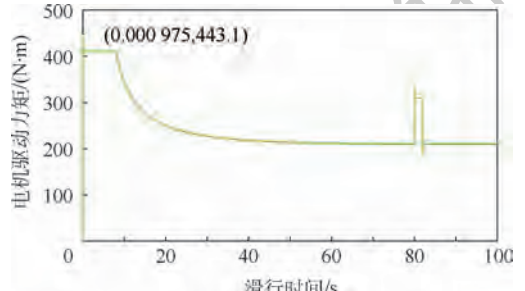


图 11 AETS Simulink 封装模型

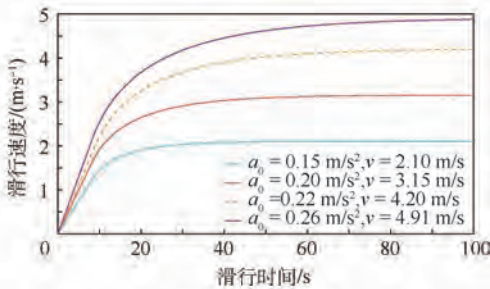
Fig. 11 Simulink encapsulation model of AETS



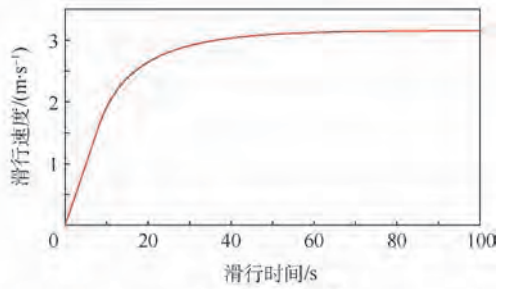
(a) 电机驱动力矩



(a) 电机驱动力矩



(b) 飞机滑行速度



(b) 飞机滑行速度

图 12 驱动能力仿真

Fig. 12 Simulation of driving capability

图 13 稳定性仿真

Fig. 13 Simulation of stability

由图 13 仿真结果表明, 80 s 时由于突加外部负载, 电机驱动力矩会激增, 在 82 s 时恢复至原状态。飞机滑行速度几乎无波动。本文系统稳定性良好。

3.3 节能减排性能

依据北京首都国际机场滑行道平均长度、滑行技术指标要求, 设置滑行距离 1 500 m, 滑行时

间不超过 10 min。在相同条件下, 对比仿真计算 2 种驱动方式的燃油消耗量、CO、HC 及 NO_x 排放总量, 并计算利用 AETS 代替主发驱动飞机滑行节省的燃油消耗率和有害气体减排率, 以此研究本文系统节能减排的能力。图 14 显示出 2 种不同驱动滑行方式过程中的燃油消耗量和相关气体排放量对比结果。

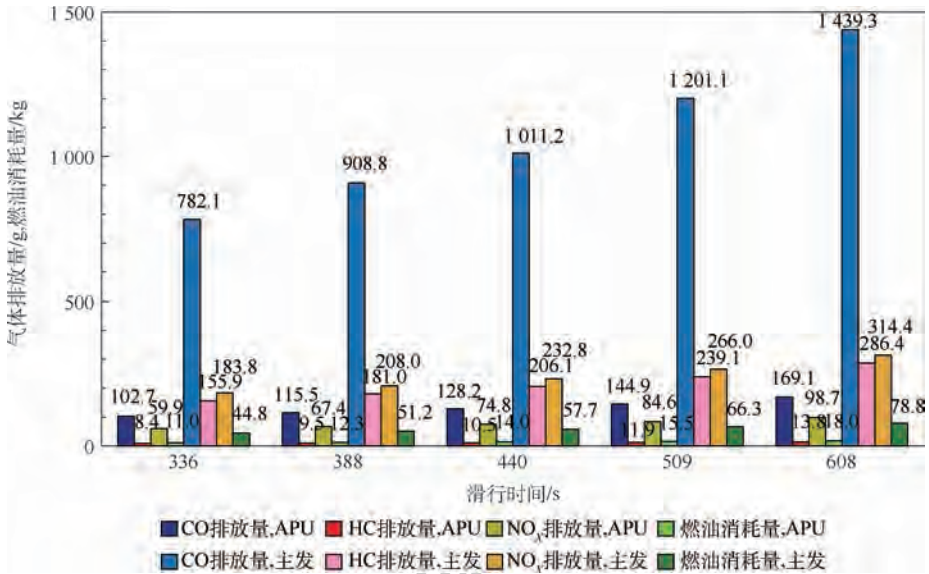


图 14 两种驱动方式燃油消耗、气体排放对比

Fig. 14 Comparison of fuel consumption and gas emission between two driving modes

为了突出对比利用 AETS 代替主发所带来的效益,计算其燃油消耗节省率 η_F 、有害气体减排率(CO、HC、NO_x 减排率分别为 η_C 、 η_H 、 η_N),如图 15 所示。

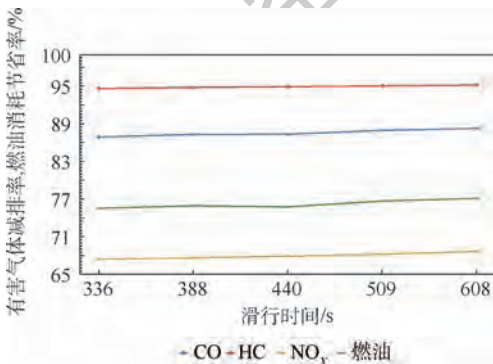


图 15 AETS 相对于主发燃油消耗节省率、有害气体减排率

Fig. 15 Fuel saving rate and harmful gas emission reduction rate of AETS relative to main engine

由图 15 所示,利用 AETS 代替主发驱动目标飞机在地面滑行阶段,能有效节约燃油消耗和相关污染气体的排放。其中, η_F 可达 75% 以上, η_C 可达 86% 以上, η_H 可达 94% 以上, η_N 可达 67% 以上。在空中航行阶段,所设计的 AETS 加装在目标飞机上,估算为飞机增重 200 kg 左右^[15]。目标飞机最大起飞质量 77 000 kg,增重比 0.26%。增重 200 kg 会为 A320-200 飞机航行 1 000 n mile (1 n mile = 1.852 km) 增耗大约 11.7 kg 的燃油^[2]。由图 15 所示,在地面滑行阶段,利用 AETS 代替主发驱动滑行 10 min 时节省消耗的燃油大约 70 kg。所以,利用 AETS 代替主发驱动飞机滑行在民用航空行业的绿色发展方面有巨大收益。

4 结论

随着国人环保意识的日益增强,利用低速运转主发驱动飞机地面滑行不利于绿色航空的发展,电动滑行或许是解决途径之一。本文利用 MATLAB/Simulink 对基于 A320-200 飞机的电动滑行系统进行了仿真研究,从仿真的角度初步验证了电滑行技术的可行性和优异性。

1) 仿真结果表明,所设计电滑行方案稳定性、驱动特性良好。AETS 驱动目标飞机在北京首都国际机场某滑行道上进行地面滑行时, A320-200 型客机 APU 发电机驱动飞机滑行最大速度可达 17.7 km/h,虽小于现阶段主发驱动滑行平均速度 30 km/h,但是大于拖车拖拉飞机于地面滑行平均速度 15 km/h^[6,18]。基本满足实际滑行要求。针对目标飞机,若想提高 AETS 驱动滑行最大速度,必须改装或加装 APU,将其发电机功率提高至 180 kW 左右。

2) 基于一定测试滑行长度,利用 AETS 取代主发驱动飞机滑行。可节省 75% 以上的燃油消耗、减少 86% 以上的 CO 排放、94% 以上的 HC 排放、67% 以上的 NO_x 排放。节能减排性能表现优异。

本文的工作可以为未来中国电滑行系统的设计提供一定的参考和借鉴。

参考文献 (References)

- [1] Beijing University of Technology. Aerospace information report: Landing gear (engine off) taxi system[R]. New York: SAE International, 2015: 1-65.
- [2] DZIKUS N, FUCHTE J, LAU A, et al. Potential for fuel reduc-

- tion through electric taxiing: AIAA-2011-6931 [R]. Reston: AIAA, 2011.
- [3] RAMINOSO A T, HAMITI T, GALEA M, et al. Feasibility and electromagnetic design of direct drive wheel actuator for green taxiing[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Piscataway: IEEE Press, 2011: 2798-2804.
- [4] DZIKUS N, WOLLENHEIT R, SCHAEFER M, et al. The benefit of innovative taxi concepts: The impact of airport size, fleet mix and traffic growth: AIAA-2013-4212 [R]. Reston: AIAA, 2013.
- [5] WAN L L, HU M H, TIAN Y, et al. Green aircraft taxiing strategy based on multi-scenario joint optimization[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 33(2): 215-223.
- [6] 侯乐毅,朱刚. A380 飞机绿色电滑行系统的功率需求分析 [C]//第二届民用飞机机电系统国际论坛, 2015: 94-96. HOU L Y, ZHU G. Power demand analysis of green electric taxi system of A380 aircraft [C]//The 2nd International BBS, 2015: 94-96 (in Chinese).
- [7] 张威,李开伟,王伟. 飞机电动机轮设计及电动滑行系统仿真研究[J]. 中国机械工程, 2018, 29(13): 1547-1552. ZHANG W, LI K W, WANG W. Research on design of aircraft electric wheels and simulation for ETS[J]. China Mechanical Engineering, 2018, 29(13): 1547-1552 (in Chinese).
- [8] 余志生. 汽车理论[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社, 2000: 57-60. YU Z S. Automobile theory [M]. 3rd ed. Beijing: China Machine Press, 2000: 57-60 (in Chinese).
- [9] 《飞机设计手册》总编委会. 飞机设计手册第 14 册: 起飞着陆系统设计[M]. 北京:航空工业出版社, 2002: 1-92. Editorial Committee of Aircraft Design Handbook. Aircraft design manual. Volume 14: Take-off and landing system design [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2002: 1-92 (in Chinese).
- [10] AIRBUS. Airbus-commercial-aircraft-AC-A320 [EB/OL]. (2015-12-01) [2019-04-13]. <https://www.airbus.com/search.html?q=Airbus-Commercial-Aircraft-AC-A320&page=2>.
- [11] 舒晓,谢晓峰. 国外飞机牵引技术标准浅析[J]. 航空标准化, 1985(1): 39-42. SHU X, XIE X F. Analysis of foreign aircraft traction technical standards[J]. Aviation Standardization, 1985(1): 39-42 (in Chinese).
- [12] 赵国材,孙广涛,王仕镗. 电动车无刷直流电机 simulink 建模仿真[J]. 计算机系统应用, 2012, 21(3): 116-119. ZHAO G C, SUN G T, WANG S Q. Modeling and simulation of BLDCM in electric vehicle based on simulink [J]. Computer Systems and Applications, 2012, 21(3): 116-119 (in Chinese).
- [13] 张争争,任永德,谢宝昌. 基于 DSP 的无刷直流电动机控制系统[J]. 微特电机, 2001, 29(2): 34-36. ZHANG Z Z, REN Y D, XIE B C. BLDC motor control system based on DSP [J]. Small & Special Electrical Machines, 2001, 29(2): 34-36 (in Chinese).
- [14] 高慧敏,桂天真,崔儒飞,等. 无刷直流电机 PID 调节参数整定研究[J]. 装备制造技术, 2014(9): 289-290. GAO H M, GUI T Z, CUI R F, et al. Brushless dc motor PID parameter setting [J]. Equipment Manufacturing Technology, 2014(9): 289-290 (in Chinese).
- [15] RE F. Model-based optimization, control and assessment of electric aircraft taxi systems [D]. Berlin: Technische Universität, 2017: 56-59.
- [16] 李楠,张红飞. 航空器场面滑行污染物排放计算研究[J]. 环境科学学报, 2017, 37(5): 1872-1876. LI N, ZHANG H F. Calculating aircraft pollutant emissions during taxiing at the airport [J]. Acta Scientiae Circumstantiae, 2017, 37(5): 1872-1876 (in Chinese).
- [17] 魏志强,王超. 航班飞行各阶段污染物排放量估算方法[J]. 交通运输工程学报, 2010, 10(6): 48-52. WEI Z Q, WANG C. Estimating method of pollution emissions for scheduled flight in different phases [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2010, 10(6): 48-52 (in Chinese).
- [18] 中国民用航空局飞行标准司. 航空器驾驶员指南[M]. 北京:中国民航出版社, 2014: 42-44. ASD, Civil Aviation Administration of China. Guide for aircraft pilots [M]. Beijing: China Civil Aviation Publishing House, 2014: 42-44 (in Chinese).

作者简介:

唐建军 男, 硕士研究生。主要研究方向: 机械设计、飞行器设计、起落架系统设计与起落架控制技术。

贾玉红 女, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 机械设计、飞行器结构设计、飞机起落架设计与主动控制技术。

Driving characteristics and energy saving and emission reduction performance of aircraft electric taxiing system

TANG Jianjun¹, GUO Weidong², XU Dongguang³, JIA Yuhong^{4,*}

1. Large Aircraft Advanced Training Center, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. School of Mechanical Engineering and Automation, Beihang University, Beijing 100083, China;
3. COMAC Shanghai Aircraft Design & Research Institute, Shanghai 201210, China;
4. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: An Aircraft Electric Taxiing System (AETS) based on the main landing gear wheel drive for a medium-range aircraft is designed, the simulation analysis is carried out as well. MATLAB/Simulink was used to model AETS. The driving motor model, the mechanical system model and the emission performance evaluation model are constructed. On this basis, the driving capability, stability, energy saving and emission reduction performance are simulated. The simulation results show that the designed system has good driving capability, excellent stability, and obvious energy saving and emission reduction performance. Using this system to drive the target aircraft to taxi on the ground, the maximum speed can reach 4.91 m/s, which basically meets the requirements of taxiing. When the external load fluctuates, its taxiing speed can be adjusted smoothly. Under the same conditions, when the taxiing distance is 1500 m, using AETS to replace the main engine to drive the aircraft taxiing on the ground can save more than 75% fuel, and reduce the emission of CO, HC, NO_x and other harmful gases by more than 67%.

Keywords: Aircraft Electric Taxiing System (AETS); driving capability; stability; energy saving and emission reduction; taxiing simulation

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0491

基于高分辨率网络的单声道歌声分离

张阳¹, 牛之贤^{1,*}, 牛保宁¹, 常艳²

(1. 太原理工大学 信息与计算机学院, 晋中 030600; 2. 中国科学院软件研究所, 北京 100190)



摘 要: 单声道歌声分离是指将单声道歌曲中的伴奏和歌声分离, 在旋律提取、歌词识别、卡拉 OK 伴奏等方面有重要应用。针对当前时频谱图预测精度受限的问题, 利用高分辨率网络具有并行结构及特征充分交互提高模型性能的优势, 提出基于高分辨率网络的单声道歌声分离算法。设计并构建适合单声道歌声分离的高分辨率网络, 输入歌曲的时频谱图到网络, 得到预测的伴奏和歌声时频谱图。结合歌曲相位进行重构, 得到伴奏和歌声的时域信号。实验表明, 在公开数据集 MIR-1K 上, 所提算法的 SNR、SIR、SAR 指标均优于当前代表性算法, 提高了分离后伴奏和歌声的质量。

关键词: 单声道歌声分离; 深度学习; 时频谱图; 高分辨率网络; 频域模型

中图分类号: TP391

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1555-09

单声道歌声分离是指从单声道歌曲中分离出伴奏和歌声, 是乐器识别、旋律提取、歌词识别、音高估计等课题的基础^[1], 作为音乐信息检索领域的一个重要研究课题, 近年来得到广泛关注。

目前, 深度学习在计算机视觉领域取得很大进展, 歌声分离算法也逐步利用深度学习技术分离伴奏和歌声, 并展现出比矩阵分解、音高估计等方法更好的分离效果。由于深度学习在图像上的良好表现, 以及可以方便地把歌曲用二维时频图像表示, 现有算法集中在频域上建模^[2-7], 大体思路是: 将单声道歌曲的时频谱图作为网络输入, 多次迭代学习, 不断减小预测的伴奏和歌声时频谱图与真实时频谱图之间的差距, 得到训练好的网络。测试阶段, 给定单声道歌曲时频谱图, 网络输出预测的伴奏和歌声掩码, 结合歌曲的时频谱图, 恢复出伴奏和歌声时频谱图。由此可见, 分离信号质量的高低取决于预测掩码的精准度。

不同文献先后提出使用卷积神经网络

(CNN)、循环神经网络(RNN)、前馈神经网络(FNN)和双向长短时记忆网络(LSTM)来进行歌声分离。由于这些经典网络结构简单, 只取得了有限的分离效果。最近有算法提出将目前视觉领域主流的模式应用到歌声分离, 如 U 型网络 U-Net、沙漏网络 Hourglass, 通过多次上下采样和卷积操作学习多层次抽象特征, 提高分离质量。但因网络结构串行, 下采样存在信息丢失, 上采样造成高分辨率表征不精确, 难以得到高分辨率、高精度的表征作为预测的掩码。

最近提出的高分辨率网络^[8-9]具有以下特征: ①多个不同分辨率表征的子网络并行, 确保网络中每一阶段的特征都能满足高分辨率; ②特征不断交互与融合, 使得信息被完整传递和充分利用, 学习多层次、丰富抽象的特征。高分辨率网络确保输出高分辨率表征的精准度, 在图片全局变化显著处及局部细节上同时有较高的精度。

因分离信号质量的高低取决于预测掩码的精

收稿日期: 2019-09-09; 录用日期: 2019-12-13; 网络出版时间: 2020-01-14 15:50

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1418.003.html

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB1401001-01); 国家自然科学基金(61572345)

* 通信作者. E-mail: niuniurose63@163.com

引用格式: 张阳, 牛之贤, 牛保宁, 等. 基于高分辨率网络的单声道歌声分离[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1555-1563. ZHANG Y, NIU Z X, NIU B N, et al. Monaural singing voice separation based on high-resolution network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1555-1563 (in Chinese).

准度,考虑到预测的时频谱图需要保持高分辨率、高精度,本文提出:①将视觉领域先进的高分辨率网络应用到单声道歌声分离;②设计并构建适合单声道歌声分离的高分辨率网络;③在产生掩码时,充分利用所有分辨率表征信息,并平均化每一分辨率表征的作用。根据掩码恢复出时频谱图。

因人耳对相位信息不敏感,以及对复数频谱建模的困难,故使用原歌曲相位谱表示歌声和伴奏相位谱。结合预测的伴奏和歌声时频谱图,与原歌曲相位谱进行重构,得到伴奏和歌声的时域信号。

1 相关工作

单声道歌声分离因其应用价值,且是多个课题的研究基础,成为近年来研究的重点。先后出现矩阵分解^[10-11]、音高推理^[12-13]及基于多反复结构模型^[14]等算法。矩阵分解因其可扩展性和灵活性,许多算法从音频先验知识和约束条件等方面着手,进行改进^[15-17]。由于仅有单声道歌曲信息,分离难度大,以上算法只能粗略分离出歌声和伴奏,分离质量有待进一步提高。

随着深度学习技术不断发展,现有算法开始尝试使用神经网络来提取歌声和伴奏。Simpson等^[2]提出使用CNN预测伴奏和歌声的掩码(由 $[0 \sim 1]$ 构成尺寸和时频谱图一致的矩阵),将伴奏和歌声各自的掩码矩阵分别与歌曲时频谱图作点乘运算(矩阵的对应位相乘),得到伴奏和歌声的时频谱图。因为音频是与时间序列相关的数据,Huang等^[3]提出使用RNN来学习时间上的变化,并加入时频掩蔽函数优化预测的伴奏和歌声。Uhlich等^[4]将FNN与双向LSTM模型结合,并引入数据扩充,提升分离效果。以上神经网络模型都是常见的模型,实践证明它们的分离效果有限。

目前,有算法提出使用结构层次丰富的图像分割网络模型来进行歌声分离。Jansson等^[5]提出将U-Net模型应用到歌声分离领域,将歌曲时频谱图看作图像输入网络,先经过多个下采样块不断降低分辨率,再经过多个上采样块连续提高分辨率,得到与输入相同分辨率的输出表征,作为歌声掩码。因网络结构像U型被称为U-Net。Park等^[6]提出使用堆叠沙漏网络(Stacked Hourglass Network)进行歌声分离和乐器分离,取得了良好的分离效果。Stoller等^[7]直接在时域上采用U-Net建模,避免了频域模型中忽略对相位建模的问题。以上算法采用U-Net、Hourglass等模型,都通过一定数量的高-低分辨率模块和低-高分辨

率模块,在高中低分辨率之间学习丰富抽象特征。共同的问题是:网络结构是串行的,从高分辨率逐步下采样到低分辨率,会造成部分信息丢失;从低分辨率逐步上采样到高分辨率,仅通过上采样操作,从低分辨率特征图中恢复出的高分辨率特征图不够精准,存在误差。

高分辨率网络具有以下特点:多个子网络并行,确保网络中每一阶段的特征都是高精度的,相比仅通过上采样得到高分辨率特征,可提高可靠性和准确度;特征融合交互持续进行,使得信息被完整传递和充分利用,学习到丰富抽象的特征,避免信息丢失。高分辨率网络弥补了以上问题,能保持高分辨率、高准确性的输出,在计算机视觉领域中的人体姿态估计、图像分割、目标检测等方面取得全面优势。

在频域上进行歌声分离,研究重点是保证分离的伴奏和歌声时频谱图与真实时频谱图误差较小,需要达到时频谱图上像素级别的准确,这要求网络预测的伴奏和歌声掩码保持高分辨率、高精度。单个串行网络在分辨率上存在损失,且丢失部分特征信息,预测结果精度低。因此,本文提出使用高分辨率网络进行单声道歌声分离,将混合歌曲的时频谱图作为输入,构建高分辨率网络,预测歌声和伴奏的掩码,再恢复出时频谱图,结合歌曲相位谱恢复出歌声和伴奏信号。

2 单声道歌声分离算法

本文提出的基于高分辨率网络的单声道歌声分离模型,将单声道歌曲的时频谱图(不含相位)看作图像,作为歌曲的初始特征,输入网络,经过高分辨率网络的多个并行子网络,得到多个不同分辨率的表征(表征是神经网络自动学习提取到的特征表示)。再进行多种分辨率表征的融合,生成新的多分辨率表征,这一过程进行多次,生成网络预测的伴奏和歌声掩码。根据掩码和原歌曲时频谱图,恢复出伴奏和歌声的时频谱图。最后结合分离信号的时频谱图和原歌曲相位谱,重构得到伴奏和歌声的时域信号。

2.1 高分辨率网络结构

高分辨率网络由文献[8]提出,本文加以改进,应用到单声道歌声分离。结构如图1所示,分为输入阶段、多分辨率融合阶段、输出阶段。输入阶段把歌曲的时频谱图看作图像,作为网络的输入,经过2次卷积操作扩大通道数,得到新表征。将输入大小为 $512 \times 64 \times C$ 的表征,看作高分辨率表征,其中,512代表高度,64代表宽度, C 代表

深度,也称通道数,本文 $C = 48$ 。多分辨率融合阶段进行 4 次融合,每次融合之前是多个并行子网络的表征提取,由多个不同分辨率的子网络组成,融合时把提取到的所有表征组合到一起,生成新

的多分辨率表征。输出阶段综合经过多次融合后的多分辨率表征,得到分离结果。其关键是多分辨率融合阶段的并行子网络的组成和多分辨率表征的融合过程。

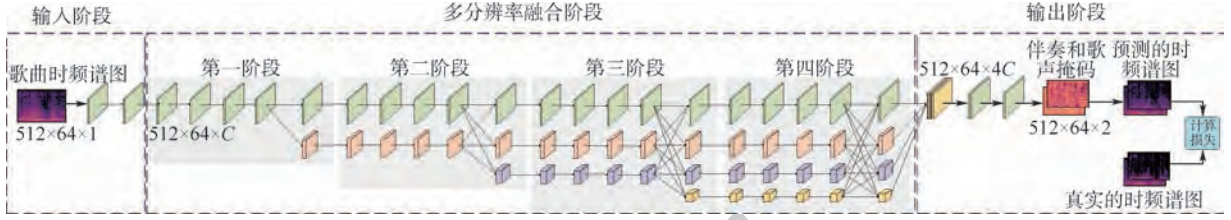


图 1 基于高分辨率网络的单声道歌声分离

Fig. 1 Monaural singing voice separation based on high-resolution network

2.1.1 并行子网络

并行网络在保持前一层分辨率网络的同时,在当前分辨率上通过下采样形成新分支,该分支分辨率是当前分辨率的 $1/2$ 。网络通过上述方式不断扩大,逐步形成不同分辨率表征并行存在的网络。相比串行网络,并行网络能同时拥有多种分辨率表征的子网络,为特征融合做准备。图 1 描述了 4 种不同分辨率表征的并行子网络,形成一个网络整体的情形。

2.1.2 多分辨率表征融合

多分辨率表征融合是多分辨率网络的关键,是指把多种分辨率的表征作为输入,经过融合,产生不同分辨率的输出表征。融合能使不同分辨率的表征以卷积全连接的方式组合,生成丰富抽象的新表征。在此过程中,充分利用所有分辨率的表征,从而保证信息传递的完整性,提高网络预测的准确性。

图 2 表示了 3 种不同分辨率的输入表征和输出表征。3 种分辨率的输入表征以卷积全连接的方式融合,分别生成 3 种不同分辨率的输出表征,达到信息交互和传递,生成新语义的效果。具体融合方式如下:假设有 I 个输入表征 $\{P_1, P_2, \dots, P_I\}$, I 个输出表征 $\{Q_1, Q_2, \dots, Q_I\}$, 每个输出表征融合了所有分辨率的输入表征,即 $Q_k = \sum_{i=1}^I a(P_i, k)$ 。函数 $a(P_i, k)$ 表示将分辨率为 i 的表征 P_i 映射成分率为 k 的表征,映射方式为上采样、下采样或恒等映射。

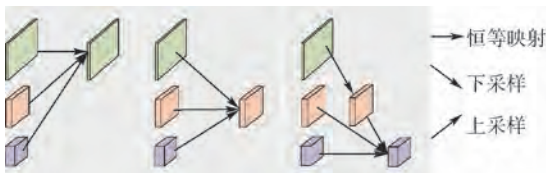


图 2 多分辨率表征融合

Fig. 2 Multi-resolution representation fusion

下采样过程,采用步长为 2 的 3×3 卷积,将表征分辨率下降为原有分辨率的 $1/2$ 。上采样过程,先采用 1×1 卷积降低通道数,再通过最近邻插值方法,提高分辨率。恒等映射适用于融合前后表征分辨率一致的情况。

2.1.3 多分辨率块

多分辨率块(见图 3)由多分辨率分组卷积(见图 3(a))和多分辨率表征融合(见图 3(b))构成。

分组卷积是指将一个表征按通道数分成多个子集,对每个子集分别进行卷积。多分辨率分组卷积是对每种分辨率表征分别进行分组卷积。分组卷积的优势在于减少训练参数,不易过拟合。

多分辨率表征融合参考 2.1.2 节,是指将多分辨率表征作为输入,通过卷积全连接的方式进行信息交换与融合,输出多个不同分辨率的表征。由于采用卷积全连接的方式,所以输出的每个分辨率表征都包含了前一层所有分辨率的表征信息,使得信息在交互过程中被完整传递。

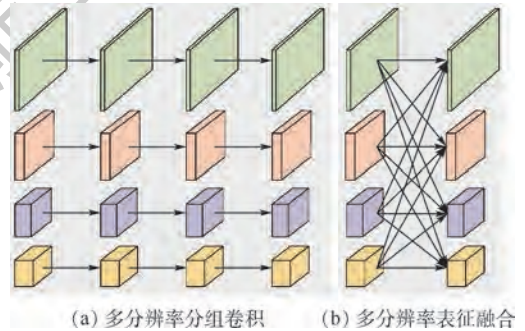


图 3 多分辨率块

Fig. 3 Multi-resolution block

2.2 算法实现

2.2.1 准备工作

本文在频域上建模,网络输入歌曲时频谱图,分离得到伴奏和歌声的时频谱图。时频谱图是由频率轴和时间轴构成的二维时频图像,

频带数固定为 512。因每首歌曲时长不同,导致时频谱图的时间轴长度不确定,为统一网络输入的尺寸,本文采用与文献[6]相同的方式,将时频谱图按照时间轴切片,固定网络输入尺寸为 512×64 。高度 512 和宽度 64 分别表示频带数和时间帧数量。

打乱训练集歌曲的顺序,每次从选定歌曲的随机时间点处选择固定尺寸的片段。将该片段对应的纯净伴奏、纯净歌声、混合歌曲,分别作短时傅里叶变换(STFT),得到各自的时频谱图。混合歌曲的时频谱图用作网络输入,纯净伴奏、纯净歌声的时频谱图用于损失函数中衡量预测的伴奏、歌声时频谱图与纯净时频谱图的差距。

2.2.2 训练阶段

歌声分离训练阶段总体框架如图 1 所示。网络输入维度为 $512 \times 64 \times 1$,1 代表单声道歌曲,网络输出维度为 $512 \times 64 \times 2$,2 代表分离成伴奏和歌声 2 个信号源,输出表示预测的伴奏和歌声的时频掩码(数值属于 $[0, 1]$ 之间,尺寸为 512×64 的矩阵)。将伴奏和歌声各自的掩码,与歌曲的时频谱图作点乘运算,可得预测的伴奏和歌声时频谱图。

高分辨率网络总共分成 4 个阶段,网络结构参考文献[8]改动,在进入后一阶段前,增加一个更低分辨率的分支,并与原有的多个不同分辨率子网络并行前进。随着新增子网络的表征分辨率逐步减半,同时该表征通道数(深度)逐步增加一倍。4 种分辨率的表征(由大到小)对应的通道数依次为 $C, 2C, 4C, 8C$ 。本文 $C = 48$ 。

将固定尺寸的歌曲时频谱图输入网络,首先进行 2 个 3×3 卷积,上升通道数到 C ,保持原有分辨率不变。第一阶段经过 4 个残差单元,每经过一个残差单元,得到一个新的表征。每个残差单元(Residual Unit)由一个通道数为 64 的瓶颈模块(Bottleneck)和一个 3×3 卷积构成,使用瓶颈模块达到降低参数数目、节省时间的目的,再通过 3×3 卷积减少特征的通道数为 C 。残差单元主要思想是快捷连接和恒等映射,详见文献[18]。然后通过多分辨率表征融合(见 2.1.2 节)的方式生成新表征,并对已有分辨率的表征下采样,增加一个低分辨率表征的分支。

第二、三、四阶段分别包含一个多分辨率块(见 2.1.3 节),一个多分辨率块包含多分辨率分组卷积和多分辨率表征融合。多分辨率分组卷积中,卷积用残差单元代替,每个分支(同一

分辨率的子网络)包含 4 个残差单元。前一个表征经过一个残差单元,会得到一个新的表征。将每种分辨率表征连续经过 4 个残差单元,故每种分辨率都生成 4 个新表征。再经过多分辨率表征融合,并增加新分支,生成多个不同分辨率的表征。

最后一个阶段输出 4 个不同分辨率的表征,为充分利用所有分辨率的表征,并平均化每一表征的作用,本文将 3 个分辨率较小的表征,通过双线性插值上采样到最高分辨率;并将每个表征都通过 2 个 3×3 卷积降低通道数到 C ;然后在通道数维度上,叠加生成的 4 个高分辨率表征,形成 $512 \times 64 \times 4C$ 的表征。最后经过 2 个 3×3 的卷积,逐步降低通道数,得到 $512 \times 64 \times 2$ 的表征,即伴奏和歌声的掩码矩阵。根据歌曲时频谱图和预测的掩码,得到预测的伴奏和歌声时频谱图,通过衡量预测的时频谱图和真实时频谱图之间的差距,不断优化调节参数,得到训练后的网络。

损失函数使用 L_1 范数损失函数,记为 L ,用于衡量预测的伴奏和歌声时频谱图与纯净伴奏和歌声的差距。

$$L(Y_1, \hat{M}_1) = |Y_1 - X \odot \hat{M}_1| + |Y_2 - X \odot \hat{M}_2| \quad (1)$$

式中: X 表示歌曲时频谱图; \hat{M}_1 和 \hat{M}_2 分别为预测的伴奏和歌声的掩码矩阵; Y_1 和 Y_2 分别为纯净的伴奏和歌声时频谱图。点乘运算 \odot 后得到预测的伴奏和歌声时频谱图,损失函数 L 衡量了预测的时频谱图幅值和真实时频谱图幅值之差的绝对值。

2.2.3 测试阶段

测试阶段总体流程如图 4 所示,共分为以下 6 个步骤:

步骤 1 将一首单声道歌曲,通过 STFT,从时域变换到频域,得到歌曲时频谱图和相位谱。

步骤 2 将歌曲时频谱图切片,得到多个固定尺寸为 $512 \times 64 \times 1$ 的歌曲子时频谱图。

步骤 3 将歌曲子时频谱图输入网络,网络分离得到预测的歌声和伴奏子时频谱图。

步骤 4 重复步骤 3,依次将所有歌曲子时频谱图输入网络,得到预测的结果。

步骤 5 按顺序整合所有伴奏和歌声的子时频谱图,得到预测的完整伴奏和歌声的时频谱图。

步骤 6 将预测的伴奏和歌声时频谱图,分别与原歌曲相位谱结合,通过短时傅里叶逆变换(ISTFT),重构得到伴奏和歌声的时域信号。

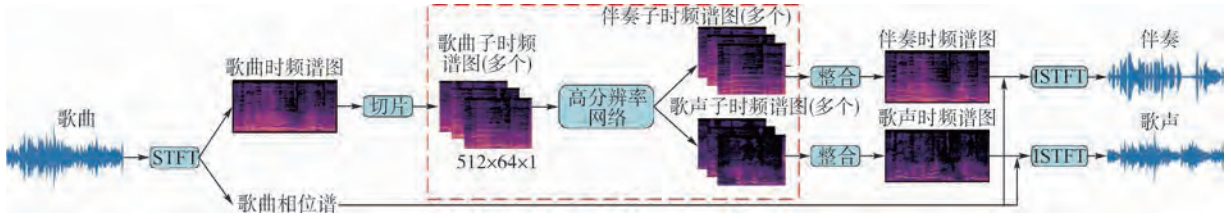


图 4 测试阶段总体框架

Fig. 4 Overall framework of test phase

3 实验分析与验证

3.1 实验评价指标

为验证本文算法的有效性,歌声分离把信噪比 SNR、信源干扰比 SIR、信源伪差比 SAR 三个指标作为客观评价标准,评价分离质量的高低。

本文着重于分离信号时频谱图精度的提升,为充分体现各算法在幅值预测上的优劣,且考虑到主客观评价的一致性,从频谱幅值的角度,定义信噪比 SNR,直观比较各算法的分离性能。

$$SNR = 10 \lg \left(\frac{\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} (\hat{Y}(i,j))^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} (Y(i,j) - \hat{Y}(i,j))^2} \right) \quad (2)$$

式中: Y 、 \hat{Y} 分别为纯净信号、预测信号的时频谱图矩阵; m 和 n 分别为时频谱图中频率轴和时间轴的尺寸大小; $Y(i,j)$ 和 $\hat{Y}(i,j)$ 分别为纯净信号和预测信号在 (i,j) 时频单元内的幅度值。SNR 指标从频谱幅值角度上评估算法的分离性能, SNR 值越高,表示分离性能越好。

SNR 指标用来评估一首歌曲的分离质量,为从整体上评估测试集所有音频片段的分离质量,定义 GSNR 指标,计算公式如下:

$$GSNR = \frac{\sum_k w_k \cdot SNR_k}{\sum_k w_k} \quad (3)$$

式中: SNR_k 表示第 k 首歌曲的信噪比; w_k 为第 k 首歌曲的时长,代表时间权重。

从分离信号中的干扰成分、系统误差等多方面考虑,本文计算信源干扰比 SIR、信源伪差比 SAR 指标,进一步比较算法的分离性能。

分离后任一预测信号 \hat{s} ,可根据式(4)分解为以下 4 部分:

$$\hat{s}(t) = s_{target}(t) + e_{interf}(t) + e_{noise}(t) + e_{artif}(t) \quad (4)$$

式中: s_{target} 表示 \hat{s} 中与纯净声源 s 相关的部分; e_{interf} 表示其他声源的干扰成分; e_{noise} 表示扰动噪声; e_{artif} 表示系统误差。

一般不考虑扰动噪声,对其他 3 个部分,定义 SIR、SAR 两个评测指标。

$$SIR = 10 \lg \frac{\|s_{target}\|^2}{\|e_{interf}\|^2} \quad (5)$$

$$SAR = 10 \lg \frac{\|s_{target} + e_{interf}\|^2}{\|e_{artif}\|^2} \quad (6)$$

信源干扰比 SIR 评估目标信号中其他声源的干扰程度。信源伪差比 SAR 评估系统误差。SIR、SAR 值越大,代表分离效果越好。GSIR、GSAR 分别表示对 SIR、SAR 加入时间权重后的指标,计算方式同 GSNR,不再详述。

3.2 实验环境与设计

实验环境: Python3.7, PyTorch, 处理器为 Intel (R) Xeon (R) Bronze 3104 CPU @ 1.70 GHz 的服务器,内存为 64.0 GB。

采用公开数据集 MIR-1K ([https:// sites.google.com/site/unvoicedsoundseparation/mir-1k](https://sites.google.com/site/unvoicedsoundseparation/mir-1k)), 其中包含 1000 首采样率为 16 kHz、时长不等的歌曲。选取男声 abjones 和女声 amy 共 175 首歌曲作为训练集,其余 825 首歌曲作为测试集。将 1000 首歌曲以伴奏和歌声相同强度的比例混合,得到采样率为 16 kHz 的 1000 首单声道歌曲。

实验设置采样率为 8 kHz,帧长为 1024,帧移为 256,学习率为 0.001。将训练集歌曲作为网络输入,其对应的纯净歌声、纯净伴奏用于损失函数中,衡量预测结果和真实纯净值的差距,不断迭代,训练得到用于歌声分离的高分辨率网络。在测试集数据上使用高分辨率网络进行歌声分离。

为验证本文算法的有效性,将本文基于 HR-Net 方法与文献[5-6]两个目前有代表性的先进分离算法进行比较。文献[5]提出在频域上使用 U-Net 模型实现歌声分离,文献[6]提出使用堆叠沙漏网络 SH-4stack 分离出歌声和伴奏。本文采用 HR-Net 网络,简记为 HR-Net。

为公正地比较分离性能,保证采取相同的混合方式获取单声道歌曲,在相同的实验配置和数据集的前提下,进行对比实验。采用 SNR、SIR、SAR 等指标,客观评价 3 种算法的分离性能,比较频谱幅值预测精度、目标声源中来自其他声源的干扰及系

统误差等方面的优劣,检验本文算法的优越性。

3.3 结果分析

3.3.1 分离的时频谱图可视化

本文算法和文献[5-6]是从频域上进行歌声分离。从频域分离方法考虑,可将本文算法和文献[5-6]分离的伴奏和歌声时频谱图进行可视化对比。

在测试集中,随机抽取一首歌曲 yifen_5_02.wav,采用本文算法和文献[5-6]提出的算法,分别对歌曲时频谱图进行分离,比较分离得到伴奏和

歌声的时频谱图。图5展示了不同算法分离得到的伴奏和歌声的时频谱图,以及纯净的伴奏和歌声时频谱图。

从分离的伴奏看,比较黄框内的伴奏,可以看出,本文采用 HR-Net 分离的伴奏时频谱图最接近纯净伴奏,SH-4stack、U-Net 算法分离不彻底,伴奏时频谱图中夹杂了歌声部分。

从分离的歌声看,比较黄框内的歌声,相比 U-Net、SH-4stack 算法,本文采用 HR-Net 分离的歌

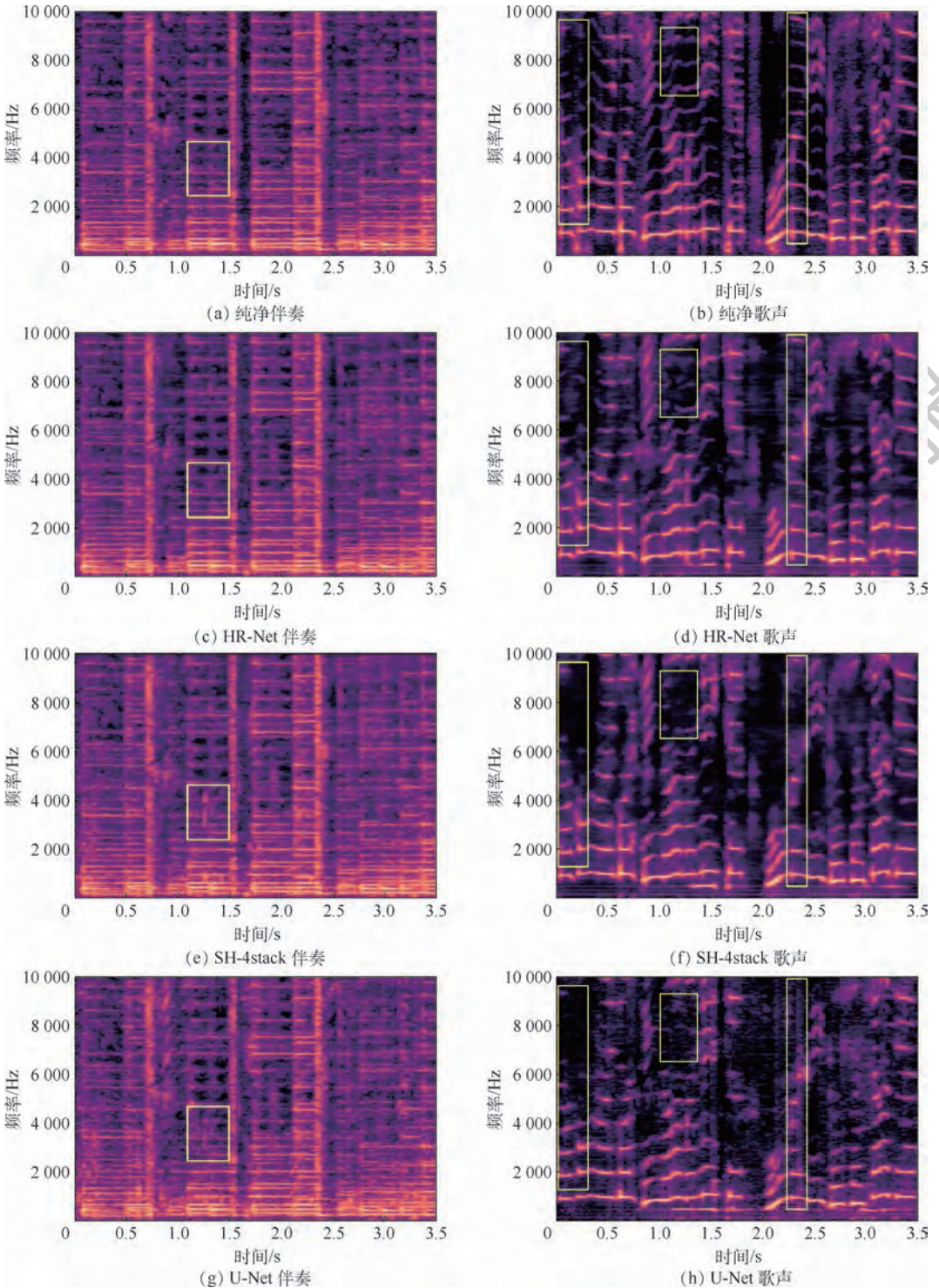


图5 不同算法预测的时频谱图及纯净时频谱图

Fig. 5 Spectrograms predicted by different algorithms and real spectrograms

歌声时频谱图能更好地保留局部细节上的特征,与纯净歌声时频谱图差距小,分离较为准确,能得到较为纯净的歌声时频谱图。

3.3.2 分离性能比较

表 1 和表 2 从整体上通过 GSNR、GSIR、GSAR 三个指标,评估 MIR-1K 测试集 825 首歌曲的分离质量。可以看出,本文算法伴奏和歌声 GSNR、GSIR、GSAR 都取得最高值。GSNR 高说明总体上本文算法预测的伴奏和歌声时频谱图比其他算法更加精确,分离效果好。GSIR 高说明本文算法分离的目标声源中含有其他声源的干扰更少,分离得更彻底,目标声源更纯净。GSAR 值高说明本文算法带来的系统误差较小。

图 6 所示箱型图描述了 U-Net^[5]、SH-4stack^[6]

表 1 伴奏分离质量总体评估

Table 1 Overall evaluation of accompaniment

separation quality		dB		
算法	GSNR	GSIR	GSAR	
U-Net ^[5]	10.09	11.96	11.30	
SH-4stack ^[6]	12.61	14.19	12.25	
HR-Net(本文)	15.28	14.55	12.82	

表 2 歌声分离质量总体评估

Table 2 Overall evaluation of singing voice

separation quality		dB		
算法	GSNR	GSIR	GSAR	
U-Net ^[5]	9.28	13.38	11.19	
SH-4stack ^[6]	12.09	15.38	12.47	
HR-Net(本文)	14.76	16.60	13.02	

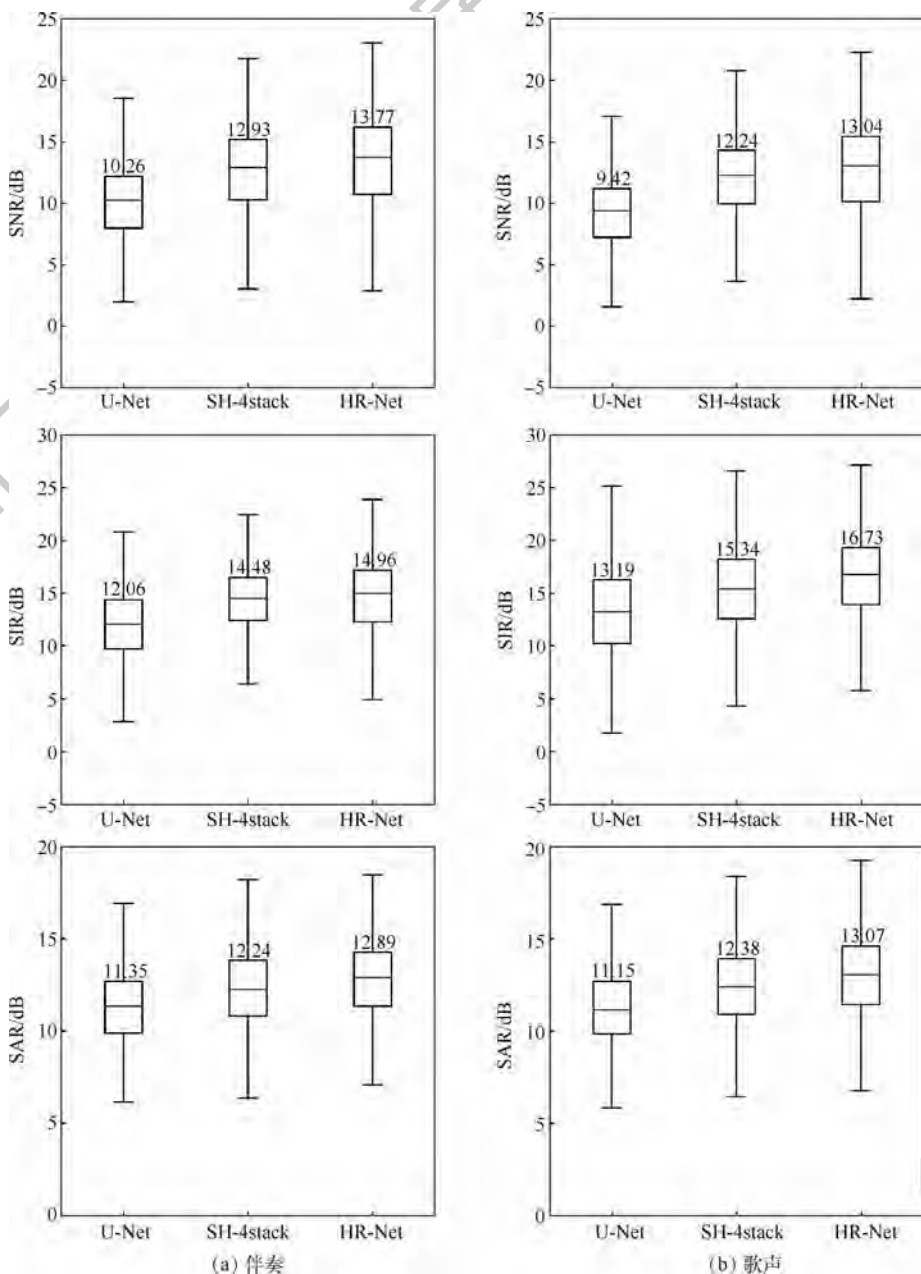


图 6 不同歌声分离算法性能评估

Fig. 6 Performance evaluation of different singing voice separation algorithms

算法和本文 HR-Net 算法在测试集 825 首歌曲上, SNR、SIR、SAR 指标的取值范围。图中:标注的数值表示中位数。

可以看出,本文高分辨率网络 HR-Net 分离的伴奏和歌声 SNR 中位数分别为 13.77 dB、13.04 dB,高于其他算法。比较箱型图整体结构,发现在测试集上,HR-Net 算法的伴奏和歌声 SNR 箱型图相对于其他算法整体上移,仅下限值稍低于 SH-4stack 算法,说明本文算法能保证对测试集上的音频,都预测得到高准确性的时频谱图,有极个别音频稍低于 SH-4stack 算法。

HR-Net 算法的伴奏 SIR 中位数为 14.96 dB,高于其他算法,说明本文算法在减少目标声源中其他声源的干扰方面表现良好。本文歌声 SIR 取值范围整体明显优于其他算法,说明本文算法可以得到更纯净的歌声信号,分离更彻底。

HR-Net 算法的伴奏和歌声 SAR 中位数分别为 12.89 dB、13.07 dB,且整体取值范围高于其他算法。说明相比其他算法,本文引入系统误差更小。

结合 3.3.1 节和 3.3.2 节发现,本文算法伴奏质量提升的幅度不如歌声的效果明显,这是因为伴奏时频谱图内容通常丰富、占比多,而歌声时频谱图内容较稀疏单一、占比少。对于结构复杂的图片从低分辨率提升到高分辨率,变化不显著;而高分辨率精度的提升在结构简单、内容少的图片上体现较为明显,导致伴奏质量提升幅度小,歌声质量提高的多。

综上,高分辨率网络由于其多个子网络并行及多分辨率表征融合,确保每个阶段都有高分辨率表征且信息得到完整传递和交互,从而分离得到高精度、全面的时频谱图。通过比较 SNR、SIR、SAR 指标,证明本文基于高分辨率网络的单声道歌声分离算法能得到高质量、纯净的伴奏和歌声信号。

4 结 论

1) 本文算法通过提高预测的伴奏和歌声时频谱图精度,进而提高分离性能。实验中,在 MIR-1K 测试集上,对比各算法分离的时频谱图和信噪比,证实高分辨率网络能预测得到高精度的伴奏和歌声时频谱图。

2) 本文算法能分离得到高质量、高纯净度的伴奏和歌声信号。实验中,本文算法信源干扰比和信源伪差比均高于其他算法,说明本文算法引入的系统误差小,分离得更彻底,信号纯净度高。

目前在分离框架的重构阶段,由于人耳对相位不敏感,采用原歌曲相位近似表示伴奏和歌声相位,造成分离信号缺失准确的相位信息。后续将针对频域模型忽视相位建模的问题进行研究。

参考文献 (References)

- [1] 李伟,李子晋,高永伟. 理解数字音乐——音乐信息检索技术综述[J]. 复旦学报(自然科学版),2018,57(3):5-47.
LI W, LI Z J, GAO Y W. Understanding digital music—A review of music information retrieval technology[J]. Journal of Fudan University(Natural Science),2018,57(3):5-47(in Chinese).
- [2] SIMPSON A J R, ROMA G, PLUMBLEY M D. Deep karaoke: Extracting vocals from musical mixtures using a convolutional deep neural network[C]// International Conference on Latent Variable Analysis and Signal Separation. Berlin: Springer, 2015:429-436.
- [3] HUANG P S, KIM M, HASEGAWA-JOHNSON M, et al. Joint optimization of masks and deep recurrent neural networks for monaural source separation[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing,2015,23(12):2136-2147.
- [4] UHLICH S, PORCH M, GIRON F, et al. Improving music source separation based on deep neural networks through data augmentation and network blending[C]//2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press,2017:261-265.
- [5] JANSSON A, HUMPHREY E, MONTECCHIO N, et al. Singing voice separation with deep U-Net convolutional networks[C]//18th International Society for Music Information Retrieval Conference (ISMIR),2017:745-751.
- [6] PARK S, KIM T, LEE K, et al. Music source separation using stacked hourglass networks[C]//19th International Society for Music Information Retrieval Conference (ISMIR),2018:289-296.
- [7] STOLLER D, EWERT S, DIXON S. Wave-U-Net: A multi-scale neural network for end-to-end audio source separation[C]//19th International Society for Music Information Retrieval Conference (ISMIR),2018:334-340.
- [8] SUN K, XIAO B, LIU D, et al. Deep high-resolution representation learning for human pose estimation[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press,2019:5693-5703.
- [9] SUN K, ZHAO Y, JIANG B R, et al. High-resolution representations for labeling pixels and regions[EB/OL]. (2019-04-09)[2019-09-01]. <https://arxiv.org/abs/1904.04514>.
- [10] VIRTANEN T. Monaural sound source separation by nonnegative matrix factorization with temporal continuity and sparseness criteria[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing,2007,15(3):1066-1074.
- [11] HUANG P S, CHEN S D, SMARAGDIS P, et al. Singing-voice separation from monaural recordings using robust principal component analysis[C]//2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscat-

- away; IEEE Press, 2012: 57-60.
- [12] HSU C L, WANG D L, JANG J S R, et al. A tandem algorithm for singing pitch extraction and voice separation from music accompaniment [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2012, 20(5): 1482-1491.
- [13] IKEMIYA Y, ITOYAMA K, YOSHII K. Singing voice separation and vocal F0 estimation based on mutual combination of robust principal component analysis and subharmonic summation [J]. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2016, 24(11): 2084-2095.
- [14] RAFII Z, PARDO B. Music/voice separation using the similarity matrix [C] // 13th International Society for Music Information Retrieval Conference (ISMIR), 2012: 583-588.
- [15] ZHU B L, LI W, LI R J, et al. Multi-stage non-negative matrix factorization for monaural singing voice separation [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2013, 21(10): 2096-2107.
- [16] ZHANG X, LI W, ZHU B L. Latent time-frequency component analysis: A novel pitch-based approach for singing voice separation [C] // 2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2015: 131-135.
- [17] DEIF H, WANG W, GAN L, et al. Local discontinuity based approach for monaural singing voice separation from accompanying music with multi-stage non-negative matrix factorization [C] // 2015 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP). Piscataway: IEEE Press, 2015: 93-97.
- [18] HE K M, ZHANG X Y, REN S Q, et al. Deep residual learning for image recognition [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 770-778.

作者简介:

张阳 女, 硕士研究生。主要研究方向: 音乐信息检索。

牛之贤 女, 硕士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 信息检索、数据挖掘、软件理论与算法。

牛保守 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 大数据、数据库系统的自主计算与性能管理。

常艳 女, 硕士研究生。主要研究方向: 操作系统安全。

Monaural singing voice separation based on high-resolution network

ZHANG Yang¹, NIU Zhixian^{1,*}, NIU Baoning¹, CHANG Yan²

(1. College of Information and Computer, Taiyuan University of Technology, Jinzhong 030600, China;

2. Institute of Software, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Monaural singing voice separation separates singing voice and accompaniment from a song, which can be used for applications such as melody extraction, lyrics recognition, karaoke, etc. To resolve the limited accuracy of predicted spectrogram, this paper proposes a monaural singing voice separation algorithm based on high-resolution neural network, which has the advantages of parallel structure and sufficient features interaction for improving the performance of the model. Firstly, the high-resolution network suitable for singing voice separation is designed and constructed. Then, the spectrogram of the origin song is input to the network in order to get the predicted spectrograms of accompaniment and singing voice. Finally, the time-domain signals are reconstructed by combining the song phases with the separated spectrograms. Experiments conducted on the MIR-1K dataset show that SNR, SIR and SAR indicators of the proposed algorithm are better than those of the state-of-the-art algorithm, and the proposed algorithm improves the quality of the separated accompaniment and singing voice.

Keywords: monaural singing voice separation; deep learning; spectrogram; high-resolution network; frequency-domain model

Received: 2019-09-09; **Accepted:** 2019-12-13; **Published online:** 2020-01-14 15:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1418.003.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2017YFB1401001-01); National Natural Science Foundation of China (61572345)

* **Corresponding author.** E-mail: niuniurose63@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0504

基于改进 MRNSD 算法的电阻抗层析成像



范文茹*, 李靛瑶, 王勃

(中国民航大学 电子信息与自动化学院, 天津 300300)

摘 要: 电阻抗层析成像(EIT)作为一种新兴的碳纤维增强复合材料(CFRP)无损检测方法,具有成本低、无辐射、可视化等优点,受到研究者广泛关注。EIT逆问题具有严重的病态性,通常采用正则化算法改善成像质量。基于修正残差范数最陡下降法(MRNSD),利用其在减少图像伪影和保持边界信息方面的优势,针对该算法存在的半收敛性和抗噪声效果差等问题,采用预处理和软闭值方法对MRNSD算法进行改进。通过仿真和实验,对比所提改进算法与几种常用算法的成像效果。结果表明,所提算法有效提高了EIT图像质量和抗噪声能力,并且实现了最佳迭代次数的自动更新,有利于推动EIT方法在CFRP损伤检测中的实际应用。

关键词: 电阻抗层析成像(EIT); 碳纤维复合材料(CFRP); 正则化; 预处理; 软闭值

中图分类号: TP212

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2020)08-1564-10

碳纤维增强复合材料(Carbon Fiber Reinforced Polymer, CFRP)因其高比模量、高比强度、耐腐蚀、抗疲劳等优点,被广泛应用于航空航天、国防军工、民用工业等领域,被公认为先进科学技术领域不可或缺的新材料^[1-2]。然而,CFRP在制造和使用过程中可能造成结构损伤,损伤可能存在于纤维本身或聚合物基体内^[3],可能位于材料表面也可能隐藏于材料内部,造成致命损伤。

传统的复合材料损伤检测方法如超声、涡流和红外成像等在检测时间和应用场景上有一定的局限性^[4-7]。根据碳纤维自传感特点及结构损伤电学敏感特性提出的电学阻抗检测方法,具有非侵入、无辐射、响应快等优点,在碳纤维复合材料无损检测领域已逐步受到国内外学者的广泛关注^[8]。而基于电阻抗检测原理的电阻抗层析成像(Electrical Impedance Tomography, EIT)方法^[9],近年来也被应用于碳纤维增强复合材料无损检测。

在电阻抗层析成像过程中,电阻抗场域内边界电压数据远小于网格剖分的数量,这使得EIT逆问题表现出严重的欠定性和病态性^[10]。目前,一般采用正则化的方法来提高EIT逆问题的稳定性和抗噪能力。Clay和Ferree^[11]通过奇异值分解正则化并对不同深度的灵敏度矩阵进行归一化处理来研究成像逆问题。Gonzalez等^[12]将全变差正则化运用于EIT逆问题中,提高了图像中目标边界的分辨率。李星等^[13]将对角权重正则化应用于EIT逆问题,有效提高了EIT的抗噪能力和重建图像的质量。范文茹等^[14]采用稀疏正则化的方法,减少了EIT逆问题的重建图像的伪影,提高了EIT逆问题的重建图像损伤边缘分辨率。

本文利用CFRP层压板发生结构损伤导致其电导率值单向变化的特点,结合逆问题求解的非负特性,研究基于修正残差范数最陡下降法(Modified Residual Norm Steepest Descent, MRNSD),以

收稿日期: 2019-09-16; 录用日期: 2019-12-22; 网络出版时间: 2020-02-12 10:05

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200212.0728.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61871379); 中央高校基本科研业务费专项资金(3122016A010)

* 通信作者. E-mail: wenrufan@hotmail.com

引用格式: 范文茹, 李靛瑶, 王勃. 基于改进MRNSD算法的电阻抗层析成像[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1564-1573. FAN W R, LI J Y, WANG B. Electrical impedance tomography based on improved MRNSD algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1564-1573 (in Chinese).

改善重建图像质量。同时,为进一步提高成像精度、抑制噪声以及解决迭代算法的半收敛现象,结合灵敏度映射的预处理方法和软闭值方法,提出改进的 MRNSD 算法,并通过仿真和实验对该算法进行验证。

1 CFRP 层压板特性

CFRP 是由碳纤维和树脂聚合物组成的复合材料,而树脂聚合物是绝缘材料,碳纤维是导电材料,且碳纤维的纤维方向的电导率较高,纤维方向的垂直方向和层压板的厚度方向的电导率较低,因此 CFRP 的导电性具有各向异性的特点^[15]。

通常将 CFRP 简化为单层均质连续各向异性材料,定义电导率张量为

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{33} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: σ_{11} 为纤维方向电导率; σ_{22} 为纤维方向的垂直方向电导率; σ_{33} 为层压板厚度方向的电导率。在本文中使用 COMSOL 软件构建八层 CFRP 层压板正交 ($[0^\circ/90^\circ]_4$) 模型,其中每层碳纤维(长 10 cm、宽 10 cm、厚 0.04 cm)为各向异性材料。相邻层为不同纤维方向,在 COMSOL 软件中将 0° 纤维电导率设置为

$$\begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}, \text{将 } 90^\circ \text{ 纤维电}$$

$$\text{导率设置为 } \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。 \text{正交型 CFRP 层压板}$$

模型,如图 1 所示。

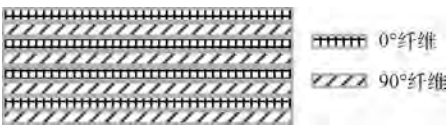


图 1 正交型 CFRP 层压板模型

Fig. 1 Orthogonal CFRP laminate model

2 电阻抗层析成像正问题

EIT 图像重建是通过边界电压 V 和输入电流 I 得到电导率分布 σ' 。通过建模和有限元离散化就得到了 EIT 问题的确定性观测模型为

$$V = U(\sigma'; I) = R(\sigma')I \quad (2)$$

式中: $U(\sigma'; I)$ 为 σ' 和 I 到 V 映射的正演模型; $R(\sigma')$ 为 σ' 到电阻的映射模型。 $V = R(\sigma')I$ 模型与 σ' 呈非线性关系,与 I 呈线性关系。在电导

率变化很小的情况下,可以考虑通过线性化方程组的方法来精确地求解 EIT 反问题。

$$\delta U_v = U'(\sigma_0) \delta \sigma = J \delta \sigma \quad (3)$$

式中: $\delta \sigma \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ 为电导率张量模值变化量的分布矩阵, n 为重建图像中的像素数; $\delta U_v \in \mathbf{R}^{m \times 1}$ 为材料损伤前后电压测量差值, m 为测量值个数; σ_0 为材料初始电导率分布; $J \in \mathbf{R}^{m \times n}$ 为 Jacobian 矩阵。

根据四端口网络的 Geselowitz 灵敏度定理,灵敏度图的快速计算方法如下:

$$J_{dfe} = \frac{\partial V_{df}}{\partial \sigma_e} = - \int_{\Omega_e} \nabla u(I_d) \cdot \nabla u(I_f) dV \quad (4)$$

式中: $u(I_d)$ 和 $u(I_f)$ 分别为第 d 次和第 f 次驱动模式的电势分布; J_{dfe} 为第 d 次和第 f 次驱动的灵敏度矩阵; V_{df} 为边界测量电压; σ_e 为电导率分布矩阵; Ω_e 为被测区域; dV 为对体积的积分。

3 电阻抗层析成像逆问题

3.1 MSRND 算法

根据式 (3), EIT 采用差分成像方法。当 CFRP 层压板发生冲击、分层、裂纹等损伤时,即会出现碳纤维断裂,进而导致材料电导率减小。因此,差值成像中的 $\delta \sigma$ 可认为是单向变化量。根据先验信息,保证 δU 是损伤前与损伤后的电压差,则式 (3) 中 $\delta \sigma$ 具有非负特性。利用该特点,结合 MSRND 算法对 CFRP 层压板的 EIT 图像重构进行深入研究。

常用的求解 EIT 逆问题算法,比如共轭梯度算法等无约束 Krylov 子空间方法,但常用方法没能考虑到解的非负性^[16],导致成像精度较低。Nagy 和 Strakos^[17] 提出了一种非负约束极小化算法,设极小化函数为

$$\delta \sigma_{reg} = \arg \min \frac{1}{2} \| J \delta \sigma - \delta U_v \|^2 \quad (5)$$

式中: σ_{reg} 为目标电导率分布。

强制非负约束性条件为 $\delta \sigma \geq 0$ 。令 $\delta \sigma = e^z$, 通过参数化公式 (5) 可得

$$G(z) = \frac{1}{2} \| J e^z - \delta U_v \|^2 \quad (6)$$

式中: $G(z)$ 为变换后的最小化函数, z 为 z 域。

根据链式求导法则,有

$$\begin{cases} \text{grad}_z G(z) = F \text{grad}_{\sigma} G(\delta \sigma) = F J^T (J \delta \sigma - \delta U_v) \\ F = \text{diag}(\delta \sigma) \end{cases} \quad (7)$$

令 $\text{grad}_z G(z) = 0$, 可以得到该约束极小化问题在 $\delta \sigma$ 空间上的非线性规划最佳解的必要条件 (Karush-Kuhn-Tucker, KKT), 得到以下迭代

格式:

$$\delta\sigma_{k+1} = \delta\sigma_k + \alpha_k p_k \quad (8)$$

式中: $p_k = F_k J^T (\delta U_v - J \delta\sigma_k)$; α_k 为搜索参数。通过计算极小化残差范数 $\|\delta U_v - J \delta\sigma\|_2$ 和保证非负性可得到参数 α_k , 即令第 k 次迭代的残差为 $r_k = \delta U_v - J \delta\sigma_k$, 则

$$\alpha_k = \arg \min_{\alpha \in \mathbf{R}, \delta\sigma_k + \alpha p_k \geq 0} \|\delta U_v - J(\delta\sigma_k + \alpha p_k)\|_2 \quad (9)$$

进一步假设 $s_k = J^T r_k$ 和 $p_k = F_k s_k$, 则可进一步推出

$$\alpha_k = \min \left(\frac{\langle J p_k, r_k \rangle}{\langle J p_k, J p_k \rangle}, \min_{(p_k)_i < 0} (-(\delta\sigma_k)_i / (p_k)_i) \right) = \min \left(\frac{\langle J s_k, s_k \rangle}{\langle J p_k, J p_k \rangle}, \min_{(p_k)_i < 0} (-(\delta\sigma_k)_i / (p_k)_i) \right) \quad (10)$$

因此, 第 $k+1$ 次迭代的残差向量为

$$r_{k+1} = \delta U_v - J \delta\sigma_{k+1} = r_k - \alpha_k J \delta\sigma_k \quad (11)$$

满足 $\|r_{k+1}\|_2 \leq \|r_k\|_2$, 就得到了算法 1。

算法 1 MRNSD 算法。

输入: Jacobian 矩阵 J , 迭代初始向量 $\delta\sigma_0$ 和迭代终止条件。

输出: 重建电导率 $\delta\sigma$ 。

初始化: $\delta\sigma = \delta\sigma_0$; $s = J^T (\delta U_v - J \delta\sigma)$; $F = \text{diag}(\delta\sigma)$; $\gamma = s^T F s$ 。

如果 $k = 1, 2, \dots$, 则迭代:

$$p = -F s$$

$$u = J p$$

$$\alpha = \min(\gamma / (u^T u), \min_{p_i < 0} (-\delta\sigma / p_i))$$

$$\delta\sigma = \delta\sigma + \alpha p$$

$$F = \text{diag}(\delta\sigma)$$

$$y = J^T u$$

$$s = s - \alpha y$$

$$\gamma = s^T F s$$

如满足终止条件, 则迭代停止, 否则继续迭代。

其中: s 为中间变量; α 为搜索参数。

3.2 预处理改进

预处理经常被用来加速迭代算法的收敛以及提高计算精度。在线性化算法中, 由于 EIT 的非线性和不稳定性, 灵敏度矩阵直接影响重建图像的质量。在灵敏度矩阵的计算中采用一些先验信息, 可以使场域灵敏度更加均匀, 改善求解的不稳定性。灵敏度的归一化方法在电容层析成像 (Electrical Capacitance Tomography, ECT) 中得到了广泛的应用^[18]。在此基础上, 提出了一种改进的基于灵敏度映射的预处理器。

灵敏度矩阵 J 在测量区域边界附近的灵敏度

最大, 这导致了物理项的不定性, 导致重建图像的误差更大。因此, 使用平滑预条件校正方案, 即

$$(J \times C) \times (C^{-1} \times \delta\sigma) = \delta U \quad (12)$$

令 $C = \text{diag}(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)$ 且 $\omega_k \neq 0$, 来保证矩阵 C 是非奇异, 而 ω_k 的有效求法是通过如下求和操作, 从而将每个像素的总灵敏度标准化,

$$\omega_j = \left(\sum_{i=1}^m J_{ij}^2 \right)^{-1/2} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (13)$$

式(5)中极小化问题的预处理优化则可描述为: 在每次迭代中使灵敏度矩阵 J 右乘非奇异矩阵 C , 边界测量电压变化值向量 $\delta\sigma$ 左乘非奇异矩阵的逆矩阵 C^{-1} 。然后将迭代法应用于预处理系统, 就可以得到算法 2, 即预处理修正残差范数最陡下降法 (Pretreatment Modified Residual Norm Steepest Descent, PMRNSD)。

算法 2 PMRNSD 算法。

输入: Jacobian 矩阵 J , 迭代初始向量 $\delta\sigma_0$ 和迭代终止条件。

输出: 重建电导率 $\delta\sigma$ 。

初始化: $\delta\sigma = \delta\sigma_0$; $s = J^T (\delta U_v - J \delta\sigma)$; $F = \text{diag}(\delta\sigma)$; $\gamma = s^T F s$ 。

如果 $k = 1, 2, \dots$, 则迭代:

$$p = -F s$$

$$u = C^{-1} J p$$

$$\alpha = \min(\gamma / (u^T u), \min_{p_i < 0} (-\delta\sigma / p_i))$$

$$\delta\sigma = \delta\sigma + \alpha p$$

$$F = \text{diag}(\delta\sigma)$$

$$y = J^T C^{-T} u$$

$$s = s - \alpha y$$

$$\gamma = s^T F s$$

如满足终止条件, 则迭代停止, 否则继续迭代。

3.3 软闭值改进

使用共轭梯度等无约束迭代正则化算法求解 EIT 反问题会出现半收敛现象, MRNSD 算法相对较为稳定, 但因噪声的影响, 仍然会存在半收敛现象。即重建图像的质量随着迭代的进行收敛到某个最优值后, 近似解逐渐趋近于一个无意义的被噪声高度污染的向量, 图像的质量随之快速下降。如果没有选择一个合适的迭代数则可能求解出无意义的解。MRNSD 算法出现半收敛现象的主要原因是边界测量电压中的噪声会随着迭代而扩散, 改进算法通过在每步迭代中添加去噪声算法来抑制噪声的扩散。

软闭值方法是一种常用的去噪算法。对任意的向量 $x \in \mathbf{R}^N$, 对于给定 μ 值, 定义软闭值算子 S_μ 为

$$(S_{\mu}(\mathbf{x}))_i = \text{sgn}(\mathbf{x}_i) \cdot \max\{|\mathbf{x}_i| - \mu, 0\}$$

$$i = 1, 2, \dots, N, \mathbf{x} \in \mathbf{R}^N \quad (14)$$

在每步迭代中,将软闭值方法作用于残差向量中,得到以下迭代过程:

$$\delta\sigma_k = \delta\sigma_k + \alpha_k \mathbf{p}_k$$

$$\mathbf{F}_{k+1} = \text{diag}(\delta\sigma_{k+1})$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_{k+1} = \mathbf{r}_k - \alpha_k \mathbf{J}\mathbf{p}_k$$

$$\mathbf{r}_{k+1} = S_{\mu}(\tilde{\mathbf{r}}_{k+1})$$

$$\mathbf{s}_{k+1} = \mathbf{J}^T \mathbf{r}_{k+1}$$

$$\mathbf{p}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1} \mathbf{s}_{k+1}$$

虽然 \mathbf{r}_{k+1} 与 MRNSD 算法中的 $\delta U_v - \delta\sigma$ 不同,但仍可以通过极小化 $\|\mathbf{r}_k - \alpha \mathbf{J}\mathbf{p}_k\|_2^2$ 以及保证 $\delta\sigma_{k+1}$ 的非负性得到 α_k , 即

$$\alpha_k = \arg \min_{\alpha \in \mathbf{R}, \delta\sigma_k + \alpha \mathbf{p}_k \geq 0} \|\mathbf{r}_k - \alpha \mathbf{J}\mathbf{p}_k\|_2 =$$

$$\min\left(\frac{\langle \mathbf{J}\mathbf{p}_k, \mathbf{r}_k \rangle}{\langle \mathbf{J}\mathbf{p}_k, \mathbf{J}\mathbf{p}_k \rangle}, \min_{(p_k)_i < 0} (-(\delta\sigma_k)_i / (p_k)_i)\right) \quad (15)$$

另外,根据式(15)中的迭代格式可以得到 $\mathbf{s}_k = \mathbf{J}^T \mathbf{r}_k$ 和 $\mathbf{p}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{s}_k$, 则有

$$\alpha_k = \min\left(\frac{\langle \mathbf{J}_k \mathbf{s}_k, \mathbf{s}_k \rangle}{\langle \mathbf{J}\mathbf{p}_k, \mathbf{J}\mathbf{p}_k \rangle}, \min_{(p_k)_i < 0} (-(\delta\sigma_k)_i / (p_k)_i)\right) \quad (16)$$

改进算法通过在每步迭代中结合正则化方法与软闭值方法来抑制噪声的扩散,进而克服传统算法的半收敛现象,记为算法 3,即快速预处理修正残差范数最陡下降法(Fast Pretreatment Modified Residual Norm Steepest Descent, FPMRNSD)。

算法 3 FPMRNSD 算法。

输入: Jacobian 矩阵 \mathbf{J} , 迭代初始向量 $\delta\sigma_0$ 和迭代终止条件。

输出: 重建电导率 $\delta\sigma$ 。

初始化: $\delta\sigma = \delta\sigma_0; \mathbf{s} = \mathbf{J}^T(\delta U - \mathbf{J}\delta\sigma); \mathbf{F} = \text{diag}(\delta\sigma); \boldsymbol{\gamma} = \mathbf{s}^T \mathbf{F}\mathbf{s}$ 。

如果 $k = 1, 2, \dots$, 则迭代:

$$\mathbf{p} = -\mathbf{F}\mathbf{s}$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{J}\mathbf{p}$$

$$\alpha = \min(\boldsymbol{\gamma} / (\mathbf{u}^T \mathbf{u}), \min_{p_i < 0} (-\delta\sigma / p_i))$$

$$\delta\sigma_{\text{old}} = \delta\sigma$$

$$\delta\sigma = \delta\sigma_{\text{old}} + \alpha \mathbf{p}$$

$$\mathbf{F} = \text{diag}(\delta\sigma)$$

$$\mathbf{r} = S_{\mu}(\mathbf{r} - \alpha \mathbf{p})$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{J}^T \mathbf{C}^{-T} \mathbf{u}$$

$$\mathbf{s} = \mathbf{s} - \alpha \mathbf{y}$$

$$\boldsymbol{\gamma} = \mathbf{s}^T \mathbf{F}\mathbf{s}$$

如 $\|\delta\sigma_{\text{old}} - \delta\sigma\|_2^2 / \|\delta\sigma\|_2^2 < \tau$ 或者 $\|\mathbf{r}\|_2^2 = 0$,

则迭代停止,否则继续迭代。

其中: σ_{old} 为上一次迭代的电导率矩阵; τ 为给定参数。

4 实验及对比

为验证算法的有效性,分别引入相关系数和相对误差 2 个指标对重建图像进行评价。相关系数 r_e 定义为

$$r_e = \frac{\sum_{i=1}^n (\delta\sigma'_i - \overline{\delta\sigma'}) (\delta\sigma_i^* - \overline{\delta\sigma^*})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\delta\sigma'_i - \overline{\delta\sigma'})^2 \sum_{i=1}^n (\delta\sigma_i^* - \overline{\delta\sigma^*})^2}} \quad (17)$$

式中: $\delta\sigma^*$ 为电导率的真实分布向量, $\overline{\delta\sigma^*}$ 为其平均值; $\delta\sigma'$ 为电导率的计算值向量, $\overline{\delta\sigma'}$ 为其平均值。相对误差 R_{Err} 定义为

$$R_{\text{Err}} = \frac{\|\delta\sigma' - \delta\sigma^*\|}{\|\delta\sigma^*\|} \quad (18)$$

利用相对误差对不同算法的收敛性能以及重建图像的优劣进行评估。

4.1 仿真实验对比

构建 8 层各向异性 CFRP 层压板模型(见图 1),采用 16 电极 EIT 结构。根据 CFRP 常见损伤类型,构建 4 种损伤模型,如图 2 所示。在板材表面中心区域设置一个高 0.16 cm,半径 0.5 cm 的圆锥体为冲击损伤模型 1;在板材表面一条对角线上设置 2 个高 0.16 cm,半径 0.5 cm 的圆锥体为冲击损伤模型 2;在板材内部中心区域设置一个半径为 0.5 cm,高为 0.12 cm 的圆柱体为分层损伤模型;在板材表面中心区域设置一个 4 cm × 0.2 cm × 0.08 cm 的长方体形状为裂纹损伤模型。其中 4 种模型损伤位置的电导率改变量均为 50%。选取被测材料厚度方向中心层 XY 截面计算灵敏度矩阵 \mathbf{J} ,根据边界电压值的变化,利用 CGLS、Tikhonov、MRNSD、PMRNSD 和 FPMRNSD 算法进行图像重建,结果如图 2 所示。

图 2 中的小圆圈表示模型的损伤位置轮廓。从对比图中可以看出,4 种算法均可有效地显示出损伤区域,但相比 Tikhonov 和 CGLS 算法,MRNSD 算法的重建图像中的伪影明显减少,损伤图像轮廓更准确,边缘分辨率更高,有效地提高了重建图像质量。表 1 给出了图 2 中使用不同算法重建图像的相关系数。可以看到,非负约束算法有效提高了重建图像与真实分布的相关系数,提高了图像质量。

4.2 抗噪声对比

边界测量电压中的噪声会直接影响成像质

量。为验证改进算法抗噪声的有效性,在成像仿真实验中,对测量数据施加高斯噪声,即

$$\text{Noise} = L \cdot \delta U_v \times \text{randn} \quad (19)$$

式中: L 为噪声水平; randn 为高斯分布的随机矩阵。 $L = 1\%$ 高斯随机噪声是实际测量中的典型噪声级,将其添加到边界测量电压中,通过不同算

法得到的重建图像如图3所示。为了进一步验证5种算法对噪声的鲁棒性,将测量电压中的噪声水平增加到5%,得到重建图像如图4所示。在1%和5%噪声影响下,不同算法在迭代过程中随迭代次数增加而变化的相对误差和残差范数如图5和图6所示。

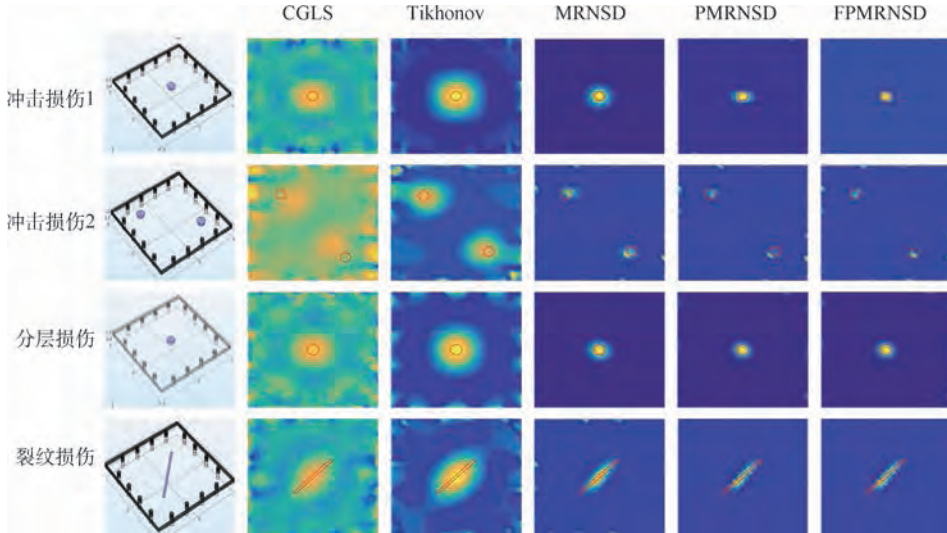


图2 CFRP层压板损伤仿真实验结果

Fig.2 Experimental results of CFRP laminates damage simulation

表1 不同算法的相关系数值

Table 1 Value of correlation coefficients for different algorithms

损伤模型	r_e				
	CGLS	Tikhonov	MRNSD	PMRNSD	FPMRNSD
冲击损伤1	0.3752	0.5178	0.8847	0.8916	0.8826
冲击损伤2	0.1329	0.2786	0.2756	0.2153	0.2203
分层损伤	0.3283	0.4367	0.9075	0.9031	0.9104
裂纹损伤	0.1921	0.3008	0.5037	0.5212	0.5637

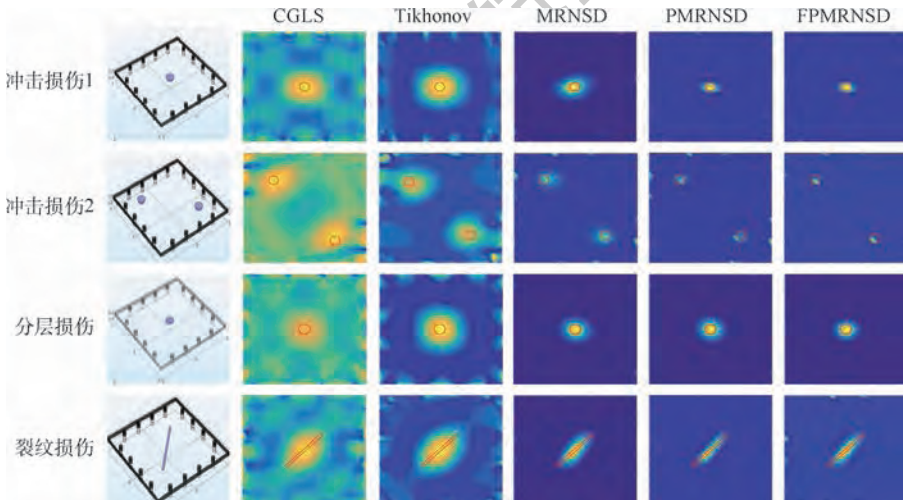


图3 在1%噪声下CFRP层压板损伤仿真实验结果

Fig.3 Experimental results of CFRP laminates damage simulation under 1% noise

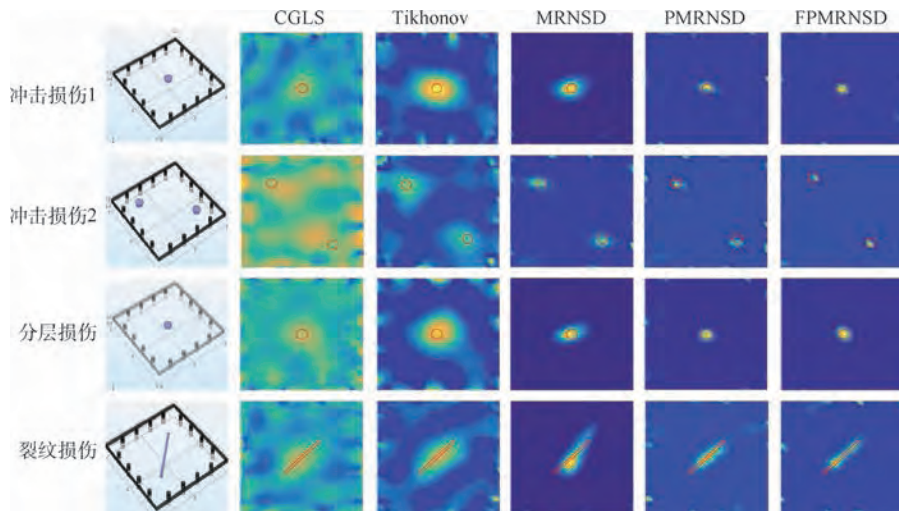
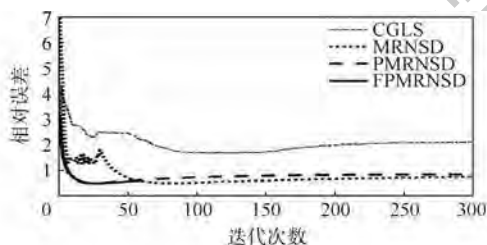
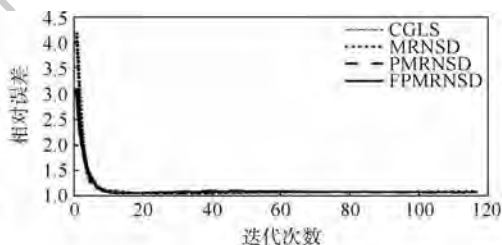


图 4 在 5% 噪声下 CFRP 层压板损伤仿真实验结果

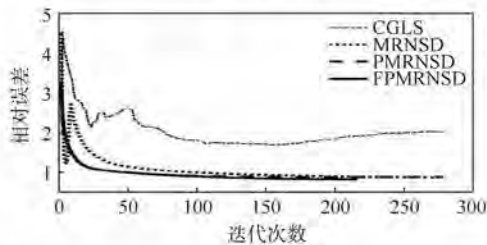
Fig. 4 Experimental results of CFRP laminates damage simulation under 5% noise



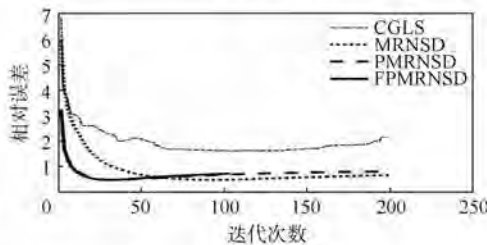
(a1) 冲击损伤1



(a2) 冲击损伤2

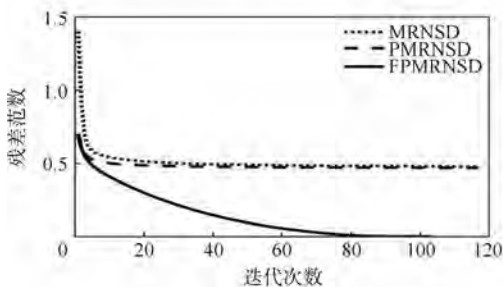


(a3) 分层损伤

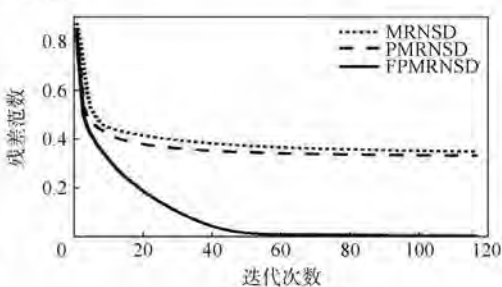


(a4) 裂纹损伤

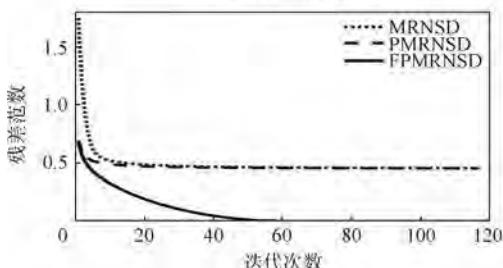
(a) 相对误差



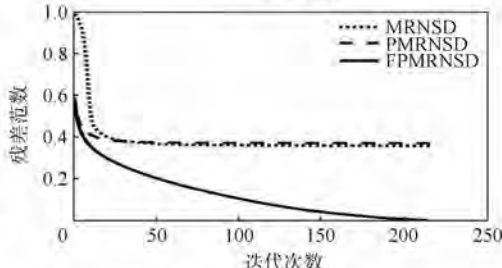
(b1) 冲击损伤1



(b2) 冲击损伤2



(b3) 分层损伤



(b4) 裂纹损伤

(b) 残差范数

图 5 在 1% 噪声下 CFRP 层压板损伤仿真实验数据

Fig. 5 Experimental data of CFRP laminates damage simulation under 1% noise

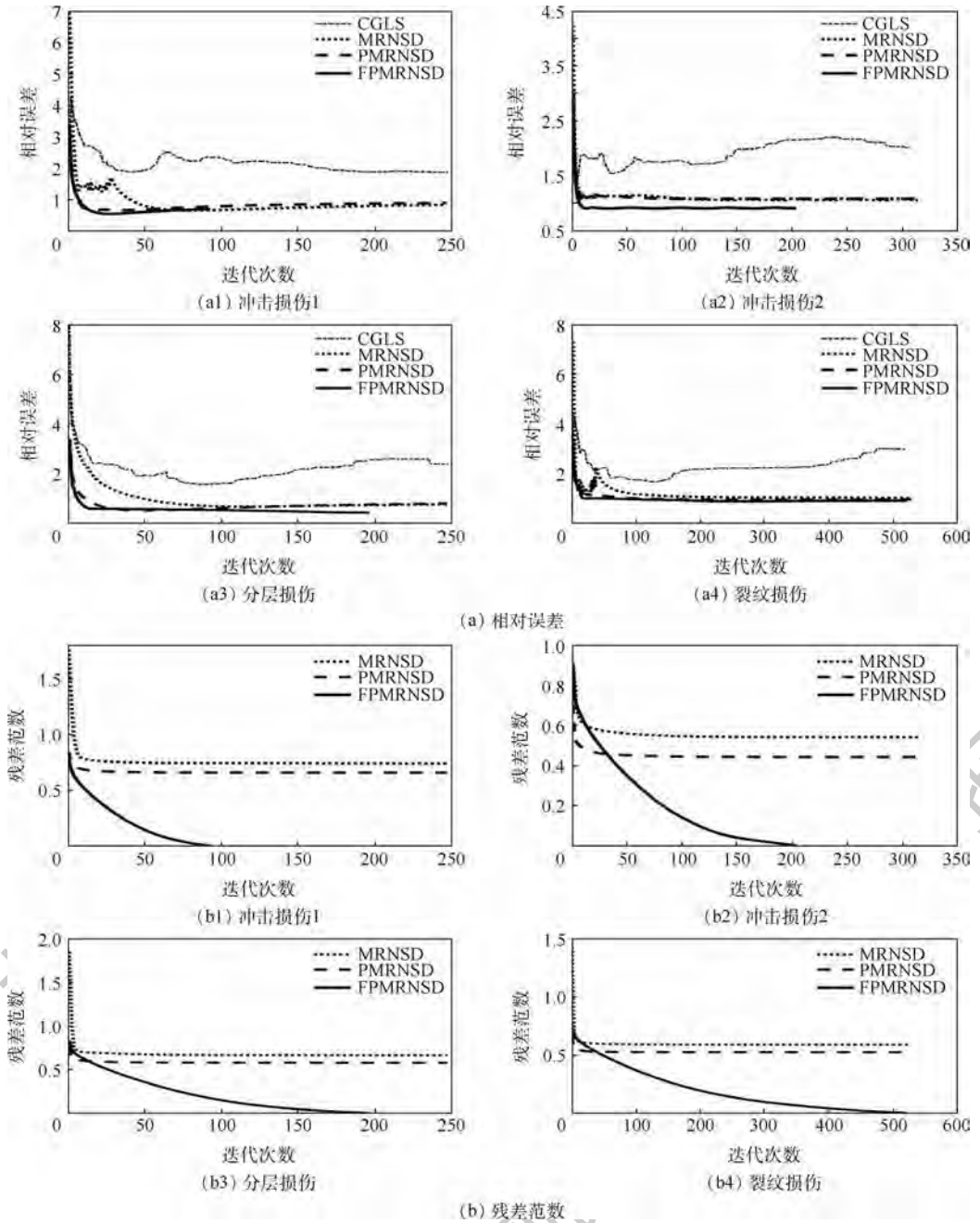


图6 在5%噪声下CFRP层压板损伤仿真实验数据

Fig. 6 Experimental data of CFRP laminates damage simulation under 5% noise

如图3、图4所示,在测量数据中混入了1%噪声后,传统算法CGLS和Tikhonov的重建图像比较算法MRNSD、PMRNSD和FPMRNSD算法更为平滑、模糊,成像目标的轮廓和区域均变大,其抗噪声能力明显低于本文中的改进算法。在5%噪声水平下,传统算法的重建图像伪影明显增多,图像更加模糊。而本文中的改进算法的重建图像更加稳定,目标位置更加准确,在高噪声下具有更好的质量。

重建算法CGLS、MRNSD、PMRNSD和FPMRNSD的相对误差随迭代次数增加的收敛曲线如图5(a)和图6(a)所示。CGLS算法的半收敛现

象明显,MRNSD算法相对比较稳定,但依然存在半收敛现象,而FPMRNSD算法则克服了CGLS和MRNSD算法的半收敛现象。此外,残差范数是 $\|\delta U_i - J\delta\sigma\|_2^2$,表示在迭代过程中实际观察值与估计值(拟合值)之间的差,残差范数的值越小说明误差越小,与真实电导率变化值就更加接近。算法MRNSD、PMRNSD、FPMRNSD的残差范数随迭代次数增加的变化曲线如图5(b)和图6(b)所示。算法FPMRNSD中的残差范数数值最小,下降速度最快。4种损伤的图像重建过程在1%噪声水平下,在第59、118、104、216步满足迭代终止条件,迭代自动停止;在5%噪声水平下在第94、

206、197、522 步满足迭代终止条件,迭代自动停止,实现了最佳迭代次数的自动更新,解决了迭代正则化方法中迭代次数选择困难的问题。

4.3 CFRP 层压板实验

搭建 EIT 损伤检测实验平台(见图 7)对 CFRP 层压板进行损伤检测。板材长 10 cm,宽 10 cm,厚 0.3 cm,在板材四周均匀放置 16 个电极,将电流注入和电压测量的多路复用器与电极相连,实现对电极的循环激励和循环测量。实验中,使用精密电流源(KEITHLEY 6221)在相邻电极施加 100 mA 电流,使用多功能开关测量单元(KEYSIGHT 34980A)和电枢矩阵开关(KEYSIGHT 34932)进行其他电极电位的采集,基于 LabVIEW 使用系统软件根据量协议进行开关量的切换。通过接线端子模块(KEYSIGHT 34932T)将电位数据导入成像程序得到最终的成像结果。

损伤的 CFRP 层压板及不同算法的损伤重建图像如图 8 所示。改进算法的重建图像效果更好,损伤轮廓边缘分辨率有明显提高。图 9 为 CFRP 层压板损伤检测实验中不同算法的相关系数对比。可以发现,改进算法明显提高了重建图像的相关系数,提高了重建图像质量。

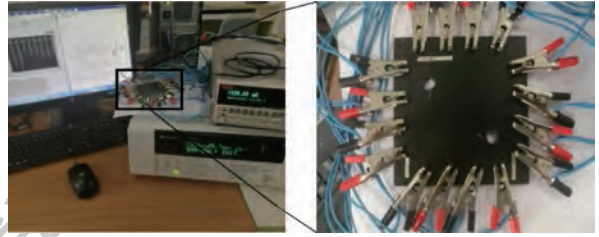


图 7 EIT 碳纤维损伤检测实验平台

Fig. 7 EIT experimental platform for carbon fiber damage detection

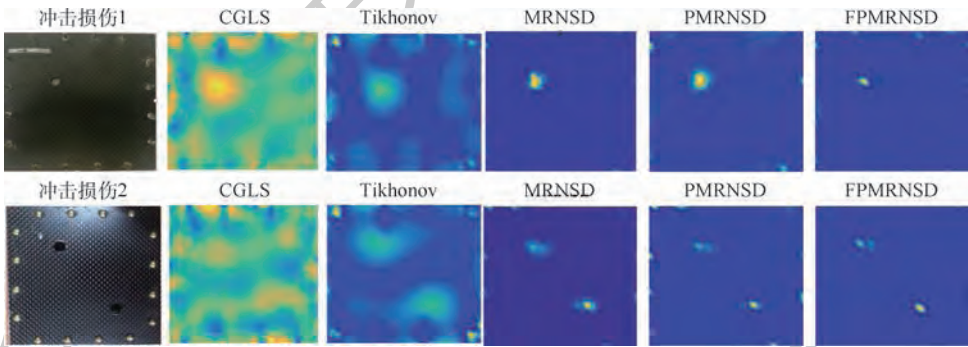


图 8 CFRP 层压板损伤检测实验结果

Fig. 8 Experimental results of damage detection for CFRP laminates

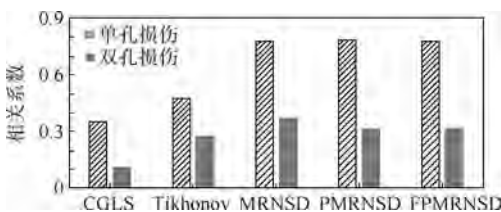


图 9 CFRP 层压板损伤检测实验相关系数对比

Fig. 9 Correlation coefficient comparison of damage detection experiment of CFRP laminates

5 结 论

本文通过仿真和实验研究,分析和验证了 MRNSD 及其改进算法对提高 CFRP 材料的 EIT 检测重建图像质量的有效性,得到如下结论:

1) MRNSD 算法强制执行非负性约束使逆问题产生更精确的近似解,有效地减少了重建图像的伪影,提高了图像质量。

2) 基于 PMRNSD 算法,使得灵敏度更加均匀,进一步提高了求解精确度。

3) 基于 FPMRNSD 算法,在不同噪声强度的影响下均实现了最佳迭代次数的自动更新,有效地克服了迭代中的半收敛现象。改进算法的残差范数值和相对误差值均小于其他算法,表明改进算法有效地抑制了噪声。

参考文献 (References)

- [1] 杨乃宾. 新一代大型客机复合材料结构[J]. 航空学报, 2008, 29(3): 596-603.
YANG N B. Composite structures for new generation large commercial jet[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008, 29(3): 596-603 (in Chinese).
- [2] 邹达懿,王鹏飞. 复合材料平尾有限元建模方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(7): 24-27.
ZOU D Y, WANG P F. Investigation of finite element method for composite horizontal tail plane[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2012, 31(7): 24-27 (in Chinese).
- [3] 范文茹,雷建,董玉珊,等. 基于四电极法的 CFRP 结构损伤检测研究[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(4): 961-968.
FAN W R, LEI J, DONG Y S, et al. Damage detection of CFRP laminate structure based on four-probe method [J]. Chinese

- Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(4): 961-968 (in Chinese).
- [4] 任吉林, 曾亮, 张丽攀, 等. 碳纤维复合材料涂层厚度涡流法测量的研究[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32(12): 2662-2668.
REN J L, ZENG L, ZHANG L P, et al. Research on thickness measuring of carbon fiber composite's coating with eddy current testing[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32(12): 2662-2668 (in Chinese).
- [5] 程军. 碳纤维复合材料的电磁涡流无损检测技术的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015: 15-20.
CHENG J. Nondestructive testing of carbon fiber reinforced polymer composites using eddy current method[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015: 15-20 (in Chinese).
- [6] 王昵辰, 杨瑞珍, 何贇泽, 等. 多模红外热成像检测碳纤维布加固混凝土粘结缺陷[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(3): 37-44.
WANG Z C, YANG R Z, HE Y Z, et al. Detection of interface bonding defects in carbon fiber sheet reinforced concrete using multi-mode infrared thermography[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(3): 37-44 (in Chinese).
- [7] 王珍珍, 任鹏, 程鸿伟, 等. 新型加固用智能碳纤维板及感知性能试验[J]. 中国测试, 2016, 42(3): 113-117.
WANG Z Z, REN P, CHENG H W, et al. New smart carbon fiber reinforced polymer plate for strengthening and its sensing performance test[J]. China Measurement & Test, 2016, 42(3): 113-117 (in Chinese).
- [8] BALTOPOULOS A, POLYDORIDES N, PAMBAGUIAN L, et al. Damage identification in carbon fiber reinforced polymer plates using electrical resistance tomography mapping[J]. Journal of Composite Materials, 2013, 47(26): 3285-3301.
- [9] FAN W R, WANG H X, XUE Q. Modified sparse regularization for electrical impedance tomography[J]. Review of Scientific Instrument, 2016, 87: 034702.
- [10] VAVOULIOTIS A, PAIPETIS A, KOSTOPULOS V. On the fatigue life prediction of CFRP laminates using the electrical resistance change method[J]. Composites Science and Technology, 2011, 71(5): 630-642.
- [11] CLAY M T, FERREE T C. Weighted regularization in electrical impedance tomography with applications to acute cerebral stroke[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2002, 21(6): 629-637.
- [12] GONZALEZ G, KOLEHMAINEN V, SEPPANEN A. Isotropic and anisotropic total variation regularization in electrical impedance tomography[J]. Computers & Mathematics with Applications, 2017, 74(3): 564-576.
- [13] 李星, 杨帆, 余晓, 等. 基于自诊断正则化的电阻抗成像逆问题研究[J]. 生物医学工程学杂志, 2018, 35(3): 460-467.
LI X, YANG F, YU X, et al. Study on the inverse problem of electrical impedance tomography based on self-diagnosis regularization[J]. Journal of Biomedical Engineering, 2018, 35(3): 460-467 (in Chinese).
- [14] 范文茹, 王勃, 李靛瑶, 等. 基于电阻抗层析成像的 CFRP 结构损伤检测[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(11): 2177-2183.
FAN W R, WANG B, LI J Y, et al. Damage detection of CFRP structure based on electrical impedance tomography[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(11): 2177-2183 (in Chinese).
- [15] 孙磊. 碳纤维增强树脂基复合材料涡流无损检测有限元分析[D]. 厦门: 厦门大学, 2014: 14-21.
SUN L. Finite element analysis of eddy current testing of carbon fiber reinforced polymers[D]. Xiamen: Xiamen University, 2014: 14-21 (in Chinese).
- [16] KAUFMAN L. Maximum likelihood, least squares, and penalized least squares for PET[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 1993, 12(2): 200-214.
- [17] NAGY J G, STRAKOS Z. Enforcing nonnegativity in image reconstruction algorithms[J]. Mathematical Modeling Estimation and Imaging, 2000, 4121: 182-190.
- [18] 郭志恒, 律德才, 邵富群. 基于差分灵敏度模型的电容层析成像图像重建方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(23): 75-82.
GUO Z H, LV D C, SHAO F Q. Image reconstruction method for electrical capacitance tomography based on the difference sensitivity model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(23): 75-82 (in Chinese).

作者简介:

范文茹 女, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 电学检测技术。

李靛瑶 女, 硕士研究生。主要研究方向: 电学检测技术。

王勃 男, 硕士研究生。主要研究方向: 电学检测技术。

Electrical impedance tomography based on improved MRNSD algorithm

FAN Wenru^{*}, LI Jingyao, WANG Bo

(College of Electronic Information and Automation, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: Electrical Impedance Tomography (EIT), as a new nondestructive testing method for Carbon Fiber Reinforced Polymer (CFRP), has attracted extensive attention due to its low cost, non-radiation and visualization. Considering the serious ill-posedness of EIT inverse problem, regularization algorithm is usually used to improve the image quality. Based on the Modified Residual Norm Steepest Descent (MRNSD) algorithm, using its advantages in reducing image artifacts and maintaining boundary information, the MRNSD algorithm is improved by preprocessing and soft closed value method to solve the problems of semi-convergence and poor anti-noise effect of the algorithm. Through simulation and experiment, the imaging effects of the improved algorithm and several common algorithms are compared. The results show that the algorithm improves the image quality and anti-noise ability of EIT effectively, and achieves the automatic update of the optimal iteration times, which is conducive to promoting the practical application of EIT method in CFRP damage detection.

Keywords: Electrical Impedance Tomography (EIT); Carbon Fiber Reinforced Polymer (CFRP); regularization; pretreatment; soft closed value

Received: 2019-09-16; **Accepted:** 2019-12-22; **Published online:** 2020-02-12 10:05

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200212.0728.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61871379); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (3122016A010)

* **Corresponding author.** E-mail: wenrufan@hotmail.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0507

基于 IFA-HFS 的雷达波形域 LPI 性能评估方法



杨诚修¹, 王谦喆^{1,*}, 彭卫东¹, 李寰宇¹, 裴少婷²

(1. 空军工程大学 空管领航学院, 西安 710051; 2. 空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038)

摘 要: 针对雷达波形域低截获(LPI)性能评估的问题,提出一种应用改进萤火虫算法(IFA)求解指标权重的犹豫模糊集(HFS)评估方法。首先,介绍基于逼近理想解排序(TOPSIS)的犹豫模糊集理论,并从属性和方案2个角度构建指标权重的优化模型;其次,通过引入混沌理论,解决了萤火虫算法容易陷入局部最优的问题,给出用 IFA 求解指标权重的流程;再次,从雷达发射方角度,提取脉内、脉间5个波形域 LPI 性能评估指标;最后,得到利用 IFA 求解指标权重的犹豫模糊集评估方法。选取4种不同类型的雷达进行仿真对比,获得波形域 LPI 性能排序,验证了方法的快速性和有效性。

关键词: 雷达波形域;低截获(LPI)性能;犹豫模糊集(HFS);指标权重优化;改进萤火虫算法(IFA)

中图分类号: TN955

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1574-08

机载无源探测设备(如电子支援系统、电子情报系统、反辐射导弹等)^[1]的快速发展已经对雷达造成了极大的威胁,为了提高现代雷达的生存能力,必须使其具备低截获(Low Probability of Interception, LPI)性能。因此,有必要建立一套雷达波形域 LPI 性能评估体系,这是实现雷达隐身、信号识别^[2]的前提。

目前对雷达 LPI 性能评估的研究主要集中在截获因子上面。文献[3]使用 Schleher 截获因子,表征截获距离和发现距离的比值。文献[4]通过分析电子支援系统和雷达的动态博弈,给出一套 LPI 性能评估体系。文献[5]着重分析了雷达波形域的特征,将相对熵和波形截获因子加权进行评价。文献[6-7]构建了一套仅从自身辐射性能出发,不依赖于敌方截获接收机探测能力的评估指标。文献[8]应用一种改进的直觉模糊算法对雷达 LPI 性能进行评价。

然而专家在打分的过程中可能会存在意见不一致或犹豫不决的情况,针对该问题,文献[9]首次提出犹豫模糊集(Hesitant Fuzzy Set, HFS)理论,该理论自提出后得到了广泛的应用,尤其是在多属性决策评估等领域^[10-12],HFS 可以综合考虑定性和定量指标,以专家赋予评估值的方式整合指标信息得到评估结果。为了获取所有待评价方案的排序结果,文献[13]首次将逼近理想解排序(Technique for Order Preference by Similarity to an Ideal Solution, TOPSIS)^[14]理论与犹豫模糊集相结合,用待评价方案与正负理想解之间的贴适度来衡量方案的优劣。但由于评价指标的权重信息未知,很难精确反映雷达波形域 LPI 性能。

指标权重的确定方法包括主观赋权法、客观赋权法。本文从决策数据出发,在考虑专家评价意见的基础上综合属性和方案2个角度构建指

收稿日期: 2019-09-16; 录用日期: 2019-12-20; 网络出版时间: 2019-12-26 14:19

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191226.0947.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61773197)

* 通信作者. E-mail: afeu_wqz@163.com

引用格式: 杨诚修, 王谦喆, 彭卫东, 等. 基于 IFA-HFS 的雷达波形域 LPI 性能评估方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1574-1581. YANG C X, WANG Q Z, PENG W D, et al. Radar LPI performance evaluation method for waveform domain based on IFA-HFS[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1574-1581 (in Chinese).

标权重优化模型,并运用改进萤火虫算法(Improved Firefly Algorithm, IFA)来求解最优指标权重,从而获得评价指标的最优权重值,在此基础上,利用 TOPSIS 犹豫模糊集理论解决雷达波形域 LPI 性能评估问题,给出待测雷达波形域 LPI 性能的排序结果。

1 基于 TOPSIS 的犹豫模糊理论

1.1 犹豫模糊决策矩阵

若方案集为 $A = \{A_1, A_2, \dots, A_n\}$, 指标集为 $X = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}$, 则第 i 个方案 A_i 关于指标 X 的犹豫模糊集可以表示为

$$A_i = \{ \langle x_j, h_{A_i}(x_j) \rangle \mid x_j \in X \} \quad (1)$$

式中: $h_{A_i}(x_j)$ 表示第 i 个方案 A_i 在第 j 个指标 x_j 下可能的隶属度, 由一个犹豫模糊元素 h_{ij} 表示, 且 $h_{A_i}(x_j) = \{ \gamma \mid \gamma \in h_{A_i}(x_j), 0 \leq \gamma \leq 1 \}$, $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$ 。 γ 在本文中表专家的原始评估值, 则犹豫模糊决策矩阵可以表示为

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (2)$$

下一步需要对犹豫模糊决策矩阵进行规范化处理。雷达波形域 LPI 性能评估的目的是为隐身波形的设计和功率管控策略提供指导依据, 因此需要从严判定, 在评估过程中宁可打分较低, 在此基础上, 本文选用悲观原则^[15]对矩阵进行规范化处理, 即添加最小值到犹豫模糊元素, 使得每个元素包含的数值个数相等。此外, 根据选取的指标特征不同, 将指标分为效益型和成本型 2 种, 效益型指标是指评估值越大越好; 成本型指标是指评估值越小越好。本文统一将成本型指标的评估值转化为效益型指标的评估值, 则犹豫模糊元素 h_{ij} 可以表示为

$$h_{ij} = \begin{cases} \{ \gamma \mid \gamma \in h_{ij} \} & x_j \text{ 为效益型指标} \\ \{ 1 - \gamma \mid (1 - \gamma) \in h_{ij} \} & x_j \text{ 为成本型指标} \end{cases} \quad (3)$$

1.2 基于 TOPSIS 的犹豫模糊集

在规范化犹豫模糊决策矩阵确定之后, 若通过各种犹豫模糊集成算子来集成, 可能会丢失大量信息^[16], 故而使用 TOPSIS 方法来度量方案的优劣。这种方法通过计算每一种方案与正负理想解之间的距离来衡量方案的好坏, 如果某方案距离正理想解越近, 离负理想解越远, 则该方案更优。

具体计算过程如下, 若正理想解为 A^+ , 负理想解为 A^- , 其定义式分别为

$$A^+ = \{ \langle x_j, \max_i \{ h_{ij}^{\sigma(q)} \} \rangle \mid j = 1, 2, \dots, m \} \quad (4)$$

$$A^- = \{ \langle x_j, \min_i \{ h_{ij}^{\sigma(q)} \} \rangle \mid j = 1, 2, \dots, m \} \quad (5)$$

将犹豫模糊元素中的数值降序排列, 令 $\sigma: (1, 2, \dots, n) \rightarrow (1, 2, \dots, n)$ 为一个排列, 则 $h_{ij}^{\sigma(q)}$ 表示 h_{ij} 中第 q 大的值。 $\langle x_j, \max_i \{ (h_{ij}^{\sigma(q)}) \} \rangle$ 表示同一指标 x_j 约束下, 每个待评估雷达的犹豫模糊元素里第 q 个数中最大的值所组成的集合, 例如在指标 X_1 一栏待评估雷达 A_1, A_2, A_3 的犹豫模糊元素分别为: $\{0.9, 0.8, 0.6, 0.5, 0.2\}$ 、 $\{0.9, 0.8, 0.4, 0.2, 0.2\}$ 、 $\{0.8, 0.7, 0.3, 0.2, 0.2\}$, 则可以得到正理想解为 $A^+ = (0.9, 0.8, 0.6, 0.5, 0.2)$; 同理 $\langle x_j, \min_i \{ (h_{ij}^{\sigma(q)}) \} \rangle$ 表示每个待评估雷达的犹豫模糊元素里第 q 个数中最小的值所组成的集合, 上述实例中负理想解为 $A^- = (0.8, 0.7, 0.3, 0.2, 0.2)$ 。

若每个犹豫模糊元素的长度为 l , 指标 x_j 的权重为 ω_j (此处 ω_j 的求解过程将在 1.3 节中阐述), 则各方案与正理想解和负理想解之间的距离分别为

$$d_i^+ = \sum_{j=1}^m d(h_{ij}, h_j^+) \omega_j = \sum_{j=1}^m \omega_j \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{q=1}^l |h_{ij}^{\sigma(q)} - (h_j^{\sigma(q)})^+|^2} \quad (6)$$

$$d_i^- = \sum_{j=1}^m d(h_{ij}, h_j^-) \omega_j = \sum_{j=1}^m \omega_j \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{q=1}^l |h_{ij}^{\sigma(q)} - (h_j^{\sigma(q)})^-|^2} \quad (7)$$

式中: h_j^+ 和 h_j^- 分别为指标 x_j 约束下的正负理想解集合, 即 $h_j^+ = \max_i \{ h_{ij} \}$, $h_j^- = \min_i \{ h_{ij} \}$, $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$; $(h_j^{\sigma(q)})^+$ 和 $(h_j^{\sigma(q)})^-$ 分别为正负理想解集合中第 q 大的值。由此可以得到方案 A_i 的贴近度函数 $c(A_i)$ 为

$$c(A_i) = \frac{d_i^-}{d_i^+ + d_i^-} \quad (8)$$

式中: $0 \leq c(A_i) \leq 1, i = 1, 2, \dots, n, c(A_i)$ 越大, 说明距离正理想解越近, 离负理想解越远, 即该种雷达的波形域 LPI 性能越好。

1.3 指标权重的优化模型

本文指标权重的确定主要从属性和方案 2 个角度来构造目标函数。若每一种方案在某属性的约束下评估值差异很大, 则说明该属性在评价过

程中扮演着十分重要的作用,其权重必然更大^[17],由此可以构建权重优化模型 M1:

$$\begin{cases} \max \{d_1(\omega_j)\} = \\ \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \omega_j \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{q=1}^l |h_{ij}^{\sigma(q)} - (h_{ij}^{\sigma(q)})|^2} \\ \text{s. t. } \sum_{j=1}^m \omega_j^2 = 1, 0 \leq \omega_j \leq 1, j = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (9)$$

式中: $d_1(\omega_j)$ 为从属性角度考虑的权重目标函数, ω_j 为指标 x_j 的权重; $h_{ij}^{\sigma(q)}$ 表示 h_{ij} 中第 q 大的值; $h_{kj}^{\sigma(q)}$ 表示 h_{kj} 中第 q 大的值。

用得分值 $s(h_{ij})$ 来表征 h_{ij} 的大小: $s(h_{ij}) = \frac{1}{l} \sum_{\gamma \in h_{ij}} \gamma$, 其中, l 为 h_{ij} 中元素的个数。定义 h_{ij} 的

偏离度函数为: $v(h_{ij}) = \frac{1}{l} \sqrt{\sum_{\gamma \in h_{ij}} (\gamma - s(h_{ij}))^2}$ 。

假设犹豫模糊元素都已经过规范化处理转化为效益型指标,则 $s(h_{ij})$ 越大,方案越优,且在某一指标的约束下,如果一种方案的评价值越接近,说明越能反映该方案所体现的真实水平,这就要求 h_{ij} 的偏离度 $v(h_{ij})$ 应尽可能的小,由此可以建立权重优化模型 M2:

$$\begin{cases} \max \{d_2(\omega_j)\} = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \omega_j \frac{s(h_{ij})}{s(h_{ij}) + v(h_{ij})} \\ \text{s. t. } \sum_{j=1}^m \omega_j^2 = 1, 0 \leq \omega_j \leq 1, j = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (10)$$

式中: $d_2(\omega_j)$ 为从方案角度考虑的权重目标函数。用加权法线性叠加上述 2 个模型,可得模型 M3:

$$\begin{cases} \max \{d(\omega_j)\} = \\ a \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \omega_j \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{q=1}^l |h_{ij}^{\sigma(q)} - h_{kj}^{\sigma(q)}|^2} + \\ b \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \omega_j \frac{s(h_{ij})}{s(h_{ij}) + v(h_{ij})} = \\ \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \omega_j \left(a \sum_{k=1}^n \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{q=1}^l |h_{ij}^{\sigma(q)} - h_{kj}^{\sigma(q)}|^2} + \frac{b \cdot s(h_{ij})}{s(h_{ij}) + v(h_{ij})} \right) \\ \text{s. t. } 0 \leq \omega_j \leq 1, \sum_{j=1}^m \omega_j^2 = 1, a + b = 1, \\ j = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (11)$$

式中: a 和 b 表示决策者的偏好度,当 $a=1, b=0$ 时,说明决策者更加偏重属性信息在权重确定过

程中的作用,此时的模型就是 M1;同理。当 $a=1, b=0$ 时,模型为 M2,此时决策者更加关注方案对权重的影响。

2 利用 IFA 求解指标权重

萤火虫算法具有简单易行、迭代次数少、寻优精度高的特点^[18]。但是原始算法在进行到后期的时候,容易陷入局部最优,因此本文将混沌理论^[19]应用于算法当中,提出一种改进萤火虫算法,方便求解 1.3 节中的优化模型。

萤火虫的相对亮度为 $I = I_0 e^{-\lambda d_{xy}^2}$ (12)

式中: I_0 为萤火虫的最大发光亮度,M3 中的目标函数值越大,则萤火虫自身亮度越强; λ 为光强吸收系数; d_{xy} 为萤火虫 x 和 y 之间的间隔距离。

萤火虫之间的吸引度为 $\beta = \beta_0 e^{-\lambda d_{xy}^2}$ (13)

式中: β_0 为萤火虫的最大吸引力。当萤火虫 y 被 x 吸引之后,位置会发生移动,其位置更新公式为

$$r_y(n+1) = r_y(n) + \beta[r_x(n) - r_y(n)] + \alpha(\text{rand} - 0.5) \quad (14)$$

式中: $r_y(n)$ 、 $r_x(n)$ 分别为萤火虫 y 和 x 当前所在位置; $r_y(n+1)$ 为萤火虫 y 位置更新后所处的位置; $\alpha \in [0, 1]$ 为步长因子; $\text{rand} \in [0, 1]$ 为服从均匀分布的随机因子,最后一项 $\alpha(\text{rand} - 0.5)$ 为扰动项。

将混沌理论引入萤火虫算法,选出一部分精英萤火虫,对其进行混沌优化,先用 Tent 映射得到其混沌序列,再将所得到的混沌序列映射回原优化空间。在解决局部寻优问题之后,再设法提高搜索精度,对扰动项也进行处理,得到新的位置更新公式:

$$r_y(n+1) = r_y(n) + \beta_0 e^{-\lambda(t) d_{xy}^2} [r_x(n) - r_y(n)] + \alpha(t)(\text{rand} - 0.5) \quad (15)$$

$$\lambda(t) = \begin{cases} 2\lambda(t-1) & 0 \leq \lambda(t-1) \leq 0.5 \\ 2[1 - \lambda(t-1)] & 0.5 \leq \lambda(t-1) \leq 1 \end{cases} \quad (16)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} 2\alpha(t-1) & 0 \leq \alpha(t-1) \leq 0.5 \\ 2[1 - \alpha(t-1)] & 0.5 \leq \alpha(t-1) \leq 1 \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\lambda(t)$ 和 $\alpha(t)$ 为混沌序列, t 为迭代次数。IFA 对属性权重的优化流程如图 1 所示。



图 1 利用 IFA 求解指标权重流程图

Fig.1 Flowchart of solving indicator weight by IFA

3 雷达波形域评估指标的建立

雷达波形域 LPI 性能评估指标的选取,是正确进行评估的关键。指标的选取应该遵循系统性、差异性、可测性的原则。基于此,本文以脉冲体制的雷达为例,从脉间信息和脉内信息 2 个方面,分别选择时宽带宽积、工作比;脉内瞬时相位、瞬时幅度、瞬时频率来评估雷达波形域 LPI 性能。如图 2 所示,上述 5 个指标从脉内和脉间 2 个方面入手,综合考虑了雷达信号的截获特征,具有一定的逻辑关系,因此符合系统性的原则;且能从不同角度客观反映雷达波形信息,在实际应用中也方便量测,具有很强的可操作性,所以也满足差异性和可测性的原则。

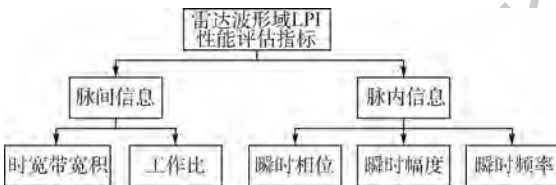


图 2 波形域评估指标结构

Fig.2 Structure of waveform domain evaluation indicator

3.1 脉间信息

1) 时宽带宽积 C_1 :脉冲压缩体制的雷达可以获得较大的时宽带宽积,一般来说时宽带宽积越大,意味着可在同样分辨率下发射较低峰值功率的大时宽信号,其 LPI 性能更好。

2) 工作比 C_2 :若脉冲重复周期为 T_r ,信号脉宽为 τ ,则工作比 τ/T_r 表示雷达发射时间与总时间的比值,若雷达工作比增大,说明单位时间内发射的脉冲数增多,更易被敌方截获。因此,小的工作比有利于提高信号 LPI 性能。

3.2 脉内信息

信号脉内特征可以用瞬时相位 C_3 、瞬时幅度 C_4 和瞬时频率 C_5 来表示。从截获概率上来说,脉内信号特征越复杂,越不容易被敌方发现识别^[20]。以线性调频信号和二相编码信号为例,应用 Winger-Ville 变换将脉内信号的瞬时信息提取出来,如图 3、图 4 所示,这里设置参数如下:线性调频信号采样频率 1000 MHz,载波频率 100 MHz,调制斜率为 50;二相编码信号采用 7 位巴克码 [1 1 1 0 1 0 1],采样频率 100 MHz,载波频率 10 MHz,码宽 0.5 μs 。可以看出二相编码信号的脉内特征更为复杂,LPI 性能更优。

上述评估指标中, C_1 和 C_2 是可以根据雷达设计指标计算出来的,属于定量指标;脉内瞬时相位 C_3 、幅度 C_4 、频率 C_5 根据不同的波形和噪声,能提取出不同的结果,属于定性指标。因此需要使用 HFS 作为工具,汇总不同指标信息,进而整体评估雷达波形域 LPI 性能。另外,5 种指标的

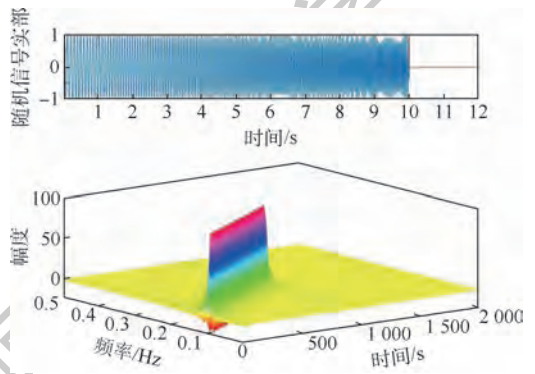


图 3 LFM 信号脉内信息

Fig.3 LFM signal inter-pulse information

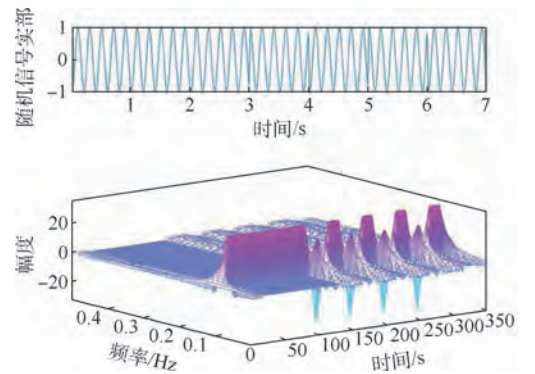


图 4 二相编码信号脉内信息

Fig.4 Two-phase coded signal inter-pulse information

类型总结如下： C_2 属于成本型指标； C_1 、 C_3 、 C_4 和 C_5 属于效益型指标。本文将所有指标统一规范化处理为效益型指标，以便于根据式(4)、式(5)提取出正负理想解，从而准确计算贴近度函数。

d_i^+ 和 d_i^- 。

步骤5 根据式(8)计算待评估雷达的贴近度，对待评估雷达的波形域 LPI 性能排序，得到评估结果。

4 基于 IFA-HFS 的雷达波形域 LPI 性能评估过程

在实际评估过程中，专家因为知识背景和所学专业的不同，往往在评估过程中存在意见不一致的情况，这更符合当前日趋复杂的应用环境。因此本文选用基于 IFA 优化指标权重的犹豫模糊集来评估雷达波形域的 LPI 性能，具体评估过程如下：

步骤1 组织专家对待测雷达匿名评价，若各位专家打分相同，则相同结果只出现一次。汇总形成犹豫模糊决策矩阵。

步骤2 将指标统一转换为效益型指标，并根据悲观原则规范化处理犹豫模糊决策矩阵。

步骤3 根据规范化犹豫模糊决策矩阵计算各犹豫模糊元素得分值和偏离度值，并根据式(11)得到指标权重优化函数。在不同 a 、 b 值的约束下用 IFA 求解最优指标权重。

步骤4 根据式(4)、式(5)从规范化犹豫模糊决策矩阵中得到正负理想解，并利用式(6)、式(7)算得每一种雷达距离正负理想解的距离

5 雷达波形域 LPI 性能评估算例分析

以美军的4种雷达为例，评估其波形域 LPI 性能，验证提出的评估算法，待评估雷达参数见表1。

步骤1 邀请专家们对4种雷达的波形域 LPI 性能进行评估，专家给出每一种雷达在不同指标下的评估值，从而得到犹豫模糊决策矩阵，如表2所示。

步骤2 为简便起见，将雷达型号用 $A_i, i=1, 2, 3, 4$ 代替。根据式(3)将5种指标统一转化为效益型指标；再根据悲观原则将原矩阵进行规范化处理，结果如表3所示。

步骤3 选取不同 a, b 值，得到最优指标权重如表4所示。

将 M3 中的 $d(\omega_j)$ 作为萤火虫亮度的目标函数值，以 $a=0.5, b=0.5$ 为例分析目标函数值与迭代次数之间的关系，如图5所示，可以看出用 IFA 优化指标权重，基本在第20次左右就已经趋于稳定，收敛速度较快，能够比较迅速地得到最优指标权重。

表1 雷达波形域基本参数

Table 1 Basic radar waveform parameters

雷达型号	AN/APQ-7	AN/APG-66	AN/ASG-14	AN/APS-10
名称	机载轰炸瞄准雷达	火力控制雷达	搜索测距雷达	机载搜索雷达
波段	X	X	X	X
体制	脉冲	脉冲多普勒或顺序波瓣转换	脉冲	脉冲
脉冲重复频率/Hz	400, 800, 1600	900	1000 ± 25	405, 810
脉冲宽度/μs	0.75, 0.4, 2	0.85	1, 0.5	0.8, 2.2

表2 犹豫模糊决策矩阵

Table 2 Hesitant fuzzy decision matrix

雷达型号	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
AN/APQ-7	[0.8, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1]	[0.9, 0.4, 0.1]	[0.3, 0.2, 0.1]	[0.6, 0.3]	[0.9, 0.7, 0.6]
AN/APG-66	[0.8, 0.7, 0.6, 0.1]	[0.6, 0.5, 0.4]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.3]	[0.4, 0.3]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.4]
AN/ASG-14	[0.8, 0.7, 0.2, 0.1]	[0.9, 0.7, 0.6, 0.5]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.4, 0.1]	[0.9, 0.8, 0.6, 0.5]	[0.5, 0.3]
AN/APS-10	[0.5, 0.4]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.4]	[0.8, 0.2, 0.1]	[0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.4]	[0.5, 0.4, 0.3, 0.1]

表3 规范化犹豫模糊决策矩阵

Table 3 Normalized hesitant fuzzy decision matrix

方案	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
A_1	[0.9, 0.7, 0.6, 0.5, 0.2]	[0.9, 0.6, 0.1, 0.1, 0.1]	[0.3, 0.2, 0.1, 0.1, 0.1]	[0.6, 0.3, 0.3, 0.3, 0.3]	[0.9, 0.7, 0.6, 0.6, 0.6]
A_2	[0.9, 0.4, 0.3, 0.2, 0.2]	[0.6, 0.5, 0.4, 0.4, 0.4]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.3]	[0.4, 0.3, 0.3, 0.3, 0.3]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.4, 0.4]
A_3	[0.9, 0.8, 0.3, 0.2, 0.2]	[0.5, 0.4, 0.3, 0.1, 0.1]	[0.8, 0.7, 0.6, 0.4, 0.1]	[0.9, 0.8, 0.6, 0.5, 0.5]	[0.5, 0.3, 0.3, 0.3, 0.3]
A_4	[0.6, 0.5, 0.5, 0.5, 0.5]	[0.6, 0.4, 0.3, 0.2, 0.2]	[0.8, 0.2, 0.1, 0.1, 0.1]	[0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.4]	[0.5, 0.4, 0.3, 0.1, 0.1]

表 4 不同模型参数下的最优属性权重
Table 4 Optimal attribute weights under different model parameters

模型中的参数(a,b)	$[\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \omega_5]$
$a = 1, b = 0$ (M1)	[0.217 3, 0.232 7, 0.183 3, 0.172 8, 0.193 9]
$a = 0.7, b = 0.3$ (M3)	[0.228 7, 0.211 3, 0.194 2, 0.186 7, 0.179 1]
$a = 0.5, b = 0.5$ (M3)	[0.201 6, 0.218 4, 0.187 6, 0.196 1, 0.196 3]
$a = 0.3, b = 0.7$ (M3)	[0.213 9, 0.196 1, 0.203 8, 0.189 5, 0.196 7]
$a = 0, b = 1$ (M2)	[0.210 3, 0.189 7, 0.204 9, 0.197 4, 0.197 7]

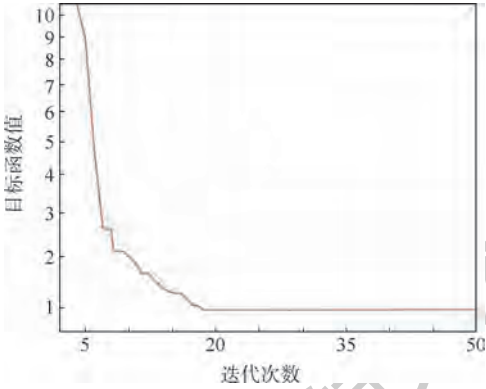


图 5 IFA 优化指标权重的迭代过程

Fig. 5 Iterative process of indicator weights optimized by IFA

步骤 4 本文选取 $a = 0.5, b = 0.5$ 为例进行分析,此时,指标权重为
 $\omega_j = [0.2016, 0.2184, 0.1876, 0.1961, 0.1963]$
 $j = 1, 2, 3, 4, 5$

根据式(4)、式(5)可以得到正负理想解分别为

$$A^+ = \{ \langle C_1, \{0.9, 0.8, 0.6, 0.5, 0.5\} \rangle, \langle C_2, \{0.9, 0.6, 0.4, 0.4, 0.4\} \rangle, \langle C_3, \{0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.3\} \rangle, \langle C_4, \{0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5\} \rangle, \langle C_5, \{0.9, 0.7, 0.6, 0.6, 0.6\} \rangle \}$$

$$A^- = \{ \langle C_1, \{0.6, 0.4, 0.3, 0.2, 0.2\} \rangle, \langle C_2, \{0.5, 0.4, 0.1, 0.1, 0.1\} \rangle, \langle C_3, \{0.3, 0.2, 0.1, 0.1, 0.1\} \rangle, \langle C_4, \{0.4, 0.3, 0.3, 0.3, 0.3\} \rangle, \langle C_5, \{0.5, 0.3, 0.3, 0.1, 0.1\} \rangle \}$$

再利用式(6)、式(7)算得每一种雷达距离正负理想解的距离 d_i^+ 和 d_i^- 分别为

$$\begin{cases} d_1^+ = 0.2165 \\ d_2^+ = 0.1943 \\ d_3^+ = 0.2019 \\ d_4^+ = 0.2435 \\ d_1^- = 0.1991 \\ d_2^- = 0.2016 \\ d_3^- = 0.2121 \\ d_4^- = 0.1963 \end{cases}$$

步骤 5 根据式(8)算得待评估雷达的贴近度 $c(A_i)$ 分别为

$$\begin{cases} c(A_1) = 0.4791 \\ c(A_2) = 0.5201 \\ c(A_3) = 0.5123 \\ c(A_4) = 0.4463 \end{cases}$$

由此可以得到 4 种雷达波形域 LPI 性能最终排序为 $A_2 > A_3 > A_1 > A_4$, 即 AN/APG-66 > AN/ASG-14 > AN/APQ-7 > AN/APS-10。在本文中,波形域 LPI 性能最好的一款雷达是 AN/APG-66。

6 结 论

1) 评估方法摆脱了传统“辐射——接收”模型的限制,从发射方角度出发提取波形域 LPI 性能评估指标,在不掌握截获接收机性能的前提下也可以判断波形域 LPI 性能优劣。

2) 与传统的专家赋权相比,用 IFA 优化指标权重,能够使指标权重更为客观、准确。仿真结果表明,采用基于 IFA 求解指标权重,迭代次数快,寻优精度高。

3) 考虑了专家在打分过程中存在意见不一致或犹豫不决的现象,引入基于 TOPSIS 的犹豫模糊集,依据待评估雷达与正负理想解的贴近度,判断波形域 LPI 性能好坏,使得评估结果更加合理。

4) 评估方法可以有效得到不同雷达波形域 LPI 性能的排序结果,增强了波形域 LPI 性能评估的准确性。该评估方法为下一步雷达波形设计、隐身作战提供了理论基础。

利用犹豫模糊集作为评估工具,可以帮助专家综合定量和定性指标,统一给出评价信息,并克服专家意见不一致带来的影响。除面向雷达等单一设备的评估以外,还可以将犹豫模糊集扩展到战斗机、航空集群等搭载多种用频设备的复杂系统 LPI 性能评估问题中,从而充分发挥犹豫模糊集理论在处理复杂评估问题中的优势。

参考文献 (References)

[1] 桑建华,陈益邻. 发展中的飞行器射频隐身技术[J]. 航空制造技术, 2011(23/24): 48-50.
 SANG J H, CHEN Y L. Developing radio frequency stealth technology for aircraft[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2011(23/24): 48-50 (in Chinese).
 [2] 王星, 冯鹏程, 田元荣, 等. 基于 BDS-GD 的低截获概率雷达信号识别[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(3): 583-592.
 WANG X, GUO P C, TIAN Y R, et al. LPI radar signal recognition based on BDS-GD[J]. Journal of Beijing University of

- Aeronautics and Astronautics, 2018, 44 (3): 583-592 (in Chinese).
- [3] SCHLEHER D C. Low probability of intercept radar: Fact or fiction [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2006, 21 (5): 3-6.
- [4] 羊彦, 牛振喜, 惠帅帅, 等. 隐形雷达 LPI 性能评估方法探讨 [J]. 西北工业大学学报, 2015, 33 (2): 284-289.
YANG Y, NIU Z X, HUI S S, et al. Discussion method of evaluating LPI performance of stealth radar [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2015, 33 (2): 284-289 (in Chinese).
- [5] 王经商, 吴华, 王文哲, 等. 机载雷达低截获波形射频隐身性能评估 [J]. 火力与指挥控制, 2017, 42 (10): 133-137.
WANG J S, WU H, WANG W Z, et al. An evaluation method of RF stealth performance of airborne radar low interception probability waveforms [J]. Fire Control & Command Control, 2017, 42 (10): 133-137 (in Chinese).
- [6] 何召阳, 王谦喆, 宋博文, 等. 模糊评价的雷达射频隐身性能多域联合评估方法 [J]. 空军工程大学学报 (自然科学版), 2017, 18 (3): 38-43.
HE Z Y, WANG Q Z, SONG B W, et al. A multi domain joint fuzzy evaluation method for RF stealth performance of airborne radar system [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18 (3): 38-43 (in Chinese).
- [7] 何召阳, 王谦喆, 宋博文, 等. 雷达信号波形域射频隐身性能评估方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39 (10): 2234-2238.
HE Z Y, WANG Q Z, SONG B W, et al. RF stealth performance evaluation method for radar signal waveform [J]. Systems Engineering & Electronics, 2017, 39 (10): 2234-2238 (in Chinese).
- [8] 吴华, 史忠亚, 沈文迪, 等. 基于改进 G-GIFSS 算法的雷达 LPI 性能评估方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39 (6): 1256-1260.
WU H, SHI Z Y, SHEN W D, et al. Radar LPI performance assessment method based on extended G-GIFSS algorithm [J]. Systems Engineering & Electronics, 2017, 39 (6): 1256-1260 (in Chinese).
- [9] TORRA V. Hesitant fuzzy sets [J]. International Journal of Intelligent Systems, 2010, 25 (6): 529-539.
- [10] YU D, ZHANG W, XU Y. Group decision making under hesitant fuzzy environment with application to personnel evaluation [J]. Knowledge-Based Systems, 2013, 52: 1-10.
- [11] GOU X, LIAO H, XU Z, et al. Double hierarchy hesitant fuzzy linguistic term set and Multimoora method: A case of study to evaluate the implementation status of haze controlling measures [J]. Information Fusion, 2017, 38: 22-34.
- [12] HAO Z, XU Z, ZHAO H, et al. Probabilistic dual hesitant fuzzy set and its application in risk evaluation [J]. Knowledge-Based Systems, 2017, 127: 16-28.
- [13] XU Z, ZHANG X. Hesitant fuzzy multi-attribute decision making based on TOPSIS with incomplete weight information [J]. Knowledge-Based Systems, 2013, 52: 53-64.
- [14] HWANG C L, YOON K. Methods for multiple attribute decision making [M] // HWANG C L, YOON K. Multiple attribute decision making. Berlin: Springer, 1981: 96-97.
- [15] TORRA V, XU Z S, HERRERA F. Hesitant fuzzy sets: State of the art and future directions [J]. International Journal of Intelligent Systems, 2014, 29 (6): 495-524.
- [16] XU Z, XIA M. Distance and similarity measures for hesitant fuzzy sets [J]. Information Sciences, 2011, 181 (11): 2128-2138.
- [17] 刘小弟, 朱建军, 张世涛, 等. 考虑属性权重优化的犹豫模糊多属性决策方法 [J]. 控制与决策, 2016, 31 (2): 297-302.
LIU X D, ZHU J J, ZHANG S T, et al. Hesitant fuzzy multiple attribute decision making method based on optimization of attribute weights [J]. Control and Decision, 2016, 31 (2): 297-302 (in Chinese).
- [18] YANG X S. Firefly algorithms for multimodal optimization [C] // International Symposium on Stochastic Algorithms (SAGA 2009). Berlin: Springer, 2009, 5792: 169-178 (in Chinese).
- [19] GANDOMI A H, YANG X S, TALATAHARI S, et al. Firefly algorithm with chaos [J]. Communications in Nonlinear Science & Numerical Simulation, 2013, 18 (1): 89-98.
- [20] 韩博文, 姚佩阳, 钟赟, 等. 基于 QABC-IFMADM 算法的有人/无人机编队作战威胁评估 [J]. 电子学报, 2018, 46 (7): 1584-1592.
HAN B W, YAO P Y, ZHONG Y, et al. Threat assessment of manned/unmanned aerial vehicle formation based on QABC-IFMADM algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46 (7): 1584-1592 (in Chinese).

作者简介:

杨诚修 男, 硕士研究生。主要研究方向: 电子综合化工程。

王谦喆 男, 硕士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 电子综合化技术。

彭卫东 男, 博士, 教授, 研究生导师。主要研究方向: 信号处理。

Radar LPI performance evaluation method for waveform domain based on IFA-HFS

YANG Chengxiu¹, WANG Qianzhe^{1,*}, PENG Weidong¹, LI Huanyu¹, PEI Shaoting²

(1. Air Traffic Control and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: In order to solve the problem of Low Probability of Interception (LPI) performance evaluation of radar waveform domain, a Hesitant Fuzzy Set (HFS) evaluation method based on Improved Firefly Algorithm (IFA) is proposed to obtain index weight. Firstly, we introduce the HFS theory based on Technique for Order Preference by Similarity to an Ideal Solution (TOPSIS), and construct an optimization model of index weights from the perspectives of attribute and scheme. Secondly, we solve the problem that firefly algorithm is easy to fall into local optimum by introducing chaos theory, and give the process to get index weights by using IFA. Then, we extract five LPI performance evaluation indicators between inter-pulse and intra-pulse information from the radar transmitter. Finally, the HFS evaluation method based on IFA is obtained to get optimal index weights. Four different types of radar are selected to simulate and compare the waveform domain LPI performance, and the ranking results are obtained, which verify the rapidity and effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: radar waveform domain; Low Probability of Interception (LPI) performance; Hesitant Fuzzy Set (HFS); index weight optimization; Improved Firefly Algorithm (IFA)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0516

计及弯折波的舰载飞机偏心拦阻动力学分析



谢朋朋^{1,2,3}, 彭一明^{1,2}, 魏小辉^{1,2,*}, 聂宏^{1,2}

(1. 南京航空航天大学 机械结构力学及控制国家重点实验室, 南京 210016;

2. 南京航空航天大学 飞行器先进设计技术国防重点学科实验室, 南京 210016; 3. 上海卫星装备研究所, 上海 200240)

摘 要: 为分析偏心度对舰载飞机拦阻过程的安全特性的影响,以某舰载飞机为研究对象,建立了拦阻系统动力学模型,研究舰载飞机在偏心状态下的拦阻动力学特性。基于离散的弯折波模型,进行了计及弯折波的对中拦阻动力学仿真,仿真结果与相关标准的试验数据进行了对比,变化规律基本一致。在此基础上进行了偏心拦阻动力学仿真,并研究了偏心度对于弯折波的影响,结果表明:因偏心拦阻,两侧拦阻索初始长度和拉伸速度不同,导致弯折波产生的载荷波动产生差异。当偏心度超过20%时,一侧拦阻索拉力不再呈现波动增大趋势,超过24%时,拦阻索拉力会出现负载和接近破断拉力。随着偏心度的增加,偏心侧的拦阻索承受更多的拦阻冲击载荷,偏心度过大会对拦阻系统的安全特性产生不利影响。

关键词: 拦阻系统; 动力学; 弯折波; 偏心; 拦阻索

中图分类号: V245

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)08-1582-10

舰载飞机的设计必须满足与航空母舰的适配性要求^[1]。舰载飞机的设计首先必须考虑在有限空间的起降问题^[2],就“降”的问题,拦阻着舰一般分为5个阶段:进场、触舰、机轮压索、拦阻钩挂索和舰载飞机拦停。在舰载飞机拦阻着舰过程中,飞机沿一定的下滑轨迹角进场^[3-5],在极短的时间内短距离内被拦停。

国外在拦阻方面进行了大量的飞行试验并公布了相关的试验结果曲线,试验报告大多只提及了舰载飞机无偏心状态下的对拦阻情况,在偏心拦阻方面仅仅公布了极少量的实测数据的拟合曲线,而对于偏心拦阻的机理以及理论分析鲜有公开。

近年来,国内对拦阻装置的理论研究较为全面,但是对拦阻动力学特性的理论研究和仿真分

析还不够完善。拦阻动力学特性的相关研究多是用简化的弹簧线性力或是将美国军用标准ADA119551^[6]和MILSTD-2066^[7]中对应力值曲线作为输入,且对舰上拦阻部分(即拦阻索以及拦阻机)进行了简化。张澍森和金栋平^[8]对拦阻系统中飞机动力学进行了优化分析,金长江和洪冠新^[9]建立了飞机着舰动力学模型。在偏心拦阻方面,张鑫和李玉龙等^[10]对偏心拦阻钩索动力学进行了分析,侧重于不同质量的飞机着舰的对比。张卓坤等^[11]对偏心拦阻的结果趋势进行了分析,孟祥印^[12]对偏心拦阻时钩索后减速过程进行了简要描述,段萍萍^[13]对非对称拦阻进行了力学分析并对不同偏心率下的拦阻性能进行了分析。在这些研究中均忽略了弯折波对于拦阻动力学特性的影响,实际上,舰载飞机拦阻过程初期拦阻索中

收稿日期: 2019-09-19; 录用日期: 2019-11-29; 网络出版时间: 2020-01-16 16:21

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200116.0954.004.html

基金项目: 国防卓越青年科学基金(2018-JCJQ-ZQ-053); 机械结构力学及控制国家重点实验室(南京航空航天大学)自主研究课题(MCMS-0217G01); 中央高校基本科研业务费专项资金(NP2017401); 江苏省博士后科研资助计划(2018K042B); 中国博士后科学基金(2019M651827); 江苏高校优势学科建设工程资助项目

* 通信作者. E-mail: wei_xiaohui@nuaa.edu.cn

引用格式: 谢朋朋, 彭一明, 魏小辉, 等. 计及弯折波的舰载飞机偏心拦阻动力学分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1582-1591. XIE P P, PENG Y M, WEI X H, et al. Dynamic analysis of off-center arrest for carrier-based aircraft considering kink-wave[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1582-1591 (in Chinese).

会出现波动现象,当横波在钩-索啮合点和甲板滑轮之间往复传播与反射时可导致拦阻索发生弯折,进而影响拦阻索拉力。

通常,对于舰载飞机拦阻的试验或理论研究主要集中于对中拦阻过程,计及弯折波的研究也以研究中对拦阻过程为主^[10,14-16],计及弯折波的偏心拦阻动力学研究少有学者涉及。本文基于离散方法的弯折波模型,建立了拦阻动力学模型并验证了模型的准确性,在此基础上对偏心拦阻过程进行了仿真计算,分析了不同偏心度对弯折波、拦阻索拉力以及拦阻动力学特性的影响。

1 舰载飞机拦阻动力学模型

舰载飞机拦阻系统示意图如图 1 所示。舰载飞机按照既定方式进场后,拦阻钩作为连接飞机与道面的桥梁,将拦阻力传递到机身上,从而强制飞机迅速减速,一般 3 s 内被拦停在安全区域内。因此,舰载飞机挂索后的减速运动特性是决定甲板长度设计的最重要因素之一^[12],同时也是决定拦阻安全特性的重要因素。

挂索后飞机的受力状态比较复杂,在拦阻过程中拦阻钩与跑道上制动拦阻索相啮合,拦阻索通过拦阻带与跑道两侧的拦阻机联结,拦阻索在拦阻机提供的张紧力作用下迅速回弹,从而将拦阻力传递到飞机上,因此对舰载飞机着舰挂索之后短时间内拦阻机提供的拦阻力进行计算分析极其重要。

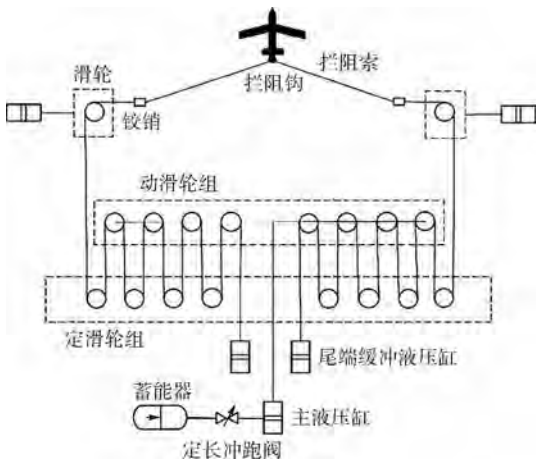


图 1 舰载飞机着舰挂索示意图

Fig. 1 Schematic diagram of landing and cable hanging of carrier-based aircraft

1.1 舰载飞机拦阻力模型

由于舰载飞机在着舰拦阻过程中受力极其复杂,为便于分析,对着舰过程中飞机的受力情况作如下简化^[17]:

- 1) 跑道为平面,飞机航向与道面平行。
- 2) 拦阻过程中,暂不考虑钩索啮合后的振动,忽略拦阻钩与拦阻索之间的摩擦力。
- 3) 不考虑舰载飞机着舰垂直高度对拦阻力的影响。

在对中拦阻(不考虑偏心偏航)时,舰载飞机所受拦阻力如图 2 所示, A 点为左侧甲板滑轮与拦阻索啮合点, B 为右侧甲板滑轮与拦阻索啮合点, O 为两者中点。

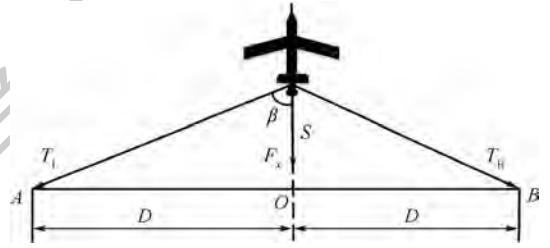


图 2 拦阻力示意图

Fig. 2 Schematic diagram of arresting force

由图 2 可得拦阻力计算公式为

$$\begin{cases} F_x = T_L \cos \beta + T_R \cos \beta \\ \cos \beta = \frac{S}{\sqrt{S^2 + D^2}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: F_x 为作用于舰载飞机上的拦阻力; T_L 为左侧拦阻索拉力, T_R 为右侧拦阻索拉力,对中对拦阻时两者相等; β 为钩索啮合点和滑轮连线与航向的夹角; S 为舰载飞机位移; D 为甲板两滑轮间距的一半。

当偏心拦阻时,以右偏心 ΔD 为例,舰载飞机偏心拦阻受力情况如图 3 所示。

由图 3 可得拦阻力计算公式为

$$\begin{cases} F_x = T_L \sin \theta_L + T_R \sin \theta_R \\ \sin \theta_L = \frac{S}{\sqrt{(D + \Delta D)^2 + S^2}} \\ \sin \theta_R = \frac{S}{\sqrt{(D - \Delta D)^2 + S^2}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: θ_L 为左侧拦阻索与两滑轮连接线夹角; θ_R 为右侧拦阻索与两滑轮连接线夹角。

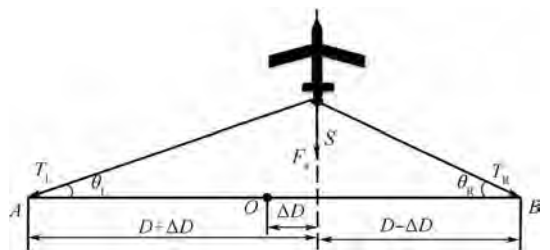


图 3 偏心拦阻示意图

Fig. 3 Schematic diagram of off-center arrest

1.2 拦阻装置计算模型

要计算拦阻力,需要得到拦阻装置吸能器输出的阻尼力的变化规律,其与斜向流量控制阀的运动位移、阀上油槽截面积变化规律和蓄能器内压强有关^[18],吸能器的工作原理如图4所示。

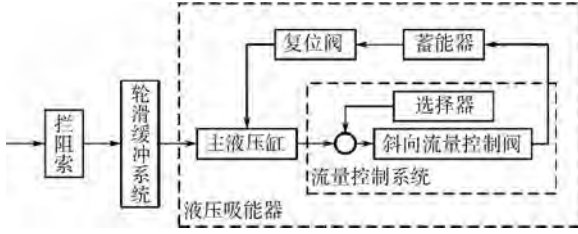


图4 拦阻装置吸能器工作原理

Fig.4 Working principle of arresting gear energy absorber

偏心拦阻与对拦阻主要区别在于:拦阻钩左右的拦阻索初始长度存在差异导致左右滑轮带出的拦阻索长度不一样,最终导致两边活塞位移和速度不一样。对于某一确定的拦阻系统,其输出的拦阻索拉力与控制阀柱塞行程有关,当被拦阻飞机质量不变时,相同的索伸长量即对应相同的拦阻索拉力^[19]。

对拦阻时,活塞的位移量和运动速度分别为

$$\begin{cases} S_r = \frac{\sqrt{S^2 + D^2} - D}{N} \\ v_r = \frac{S}{N \sqrt{S^2 + D^2}} v \end{cases} \quad (3)$$

式中: N 为动滑轮组中的动滑轮的个数; v 为飞机的运动速度。

右偏心 ΔD 时:

$$\begin{cases} S_{rL} = \frac{\sqrt{S^2 + (D + \Delta D)^2} - (D + \Delta D)}{N} \\ S_{rR} = \frac{\sqrt{S^2 + (D - \Delta D)^2} - (D - \Delta D)}{N} \\ v_{rL} = \frac{S}{N \sqrt{S^2 + (D + \Delta D)^2}} v \\ v_{rR} = \frac{S}{N \sqrt{S^2 + (D - \Delta D)^2}} v \end{cases} \quad (4)$$

式中: S_{rL} 为左侧活塞的位移量; S_{rR} 为右侧活塞的位移量; v_{rL} 为左侧活塞的运动速度; v_{rR} 为右侧活塞的运动速度。

2 弯折波传播计算模型

拦阻索在受到拦阻钩冲击之后,会在其中产生弯折波,包括横波和纵波,绳索在2种波的作用

下会发生弯折^[20]。拦阻前期由弯折波起主要作用,本文使用离散的弯折波模型,该模型认为应力波引起的弯折第一次传播到滑轮后立即在钩索啮合处激发第二重弯折波,之后类似产生第三重弯折波^[21]。在整个拦阻过程中,弯折波对拦阻载荷的影响逐渐减弱,随着拦阻机阻尼力逐渐增加,弯折波的影响迅速降低,因此整个拦阻系统模型只需考虑前三重弯折波^[15],之后飞机拦阻过程进入全液压阻尼力作用阶段。

弯折波本质上是一种冲击应力波^[20],当其在索中传播在弯折点到达左右滑轮前,拦阻机不起作用,因此研究弯折点的运动极其重要。

垂直撞击时,绳索中的应力可以近似看成只与冲击速度有关,在这种情况下弯折波速度^[14]为

$$\begin{cases} w = c \left(\sqrt{0.5^{2/3} (v/c)^{4/3}} - 0.5^{2/3} (v/c)^{4/3} \right) \\ c = \sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_0}{E}\right) \frac{E}{\rho}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: w 为弯折波速度; c 为纵波波速; v 为钩索初始接触速度; σ_0 为冲击前索中初始应力; E 和 ρ 分别为拦阻索的弹性模量和密度。

在建立弯折波模型以及拦阻系统模型的过程中,采用了如下简化:

- 1) 拦阻钩与拦阻索之间没有相对滑动。
- 2) 不考虑拦阻钩在垂直方向上的分力。
- 3) 在任意时刻,拦阻钩任一侧的拦阻索拉力处处相同。
- 4) 假设拦阻索是材料一致的同一种钢索。
- 5) 在拦阻过程中拦阻索处于线弹性范围。

对拦阻时的拦阻索形式如图5所示。

设 t 时刻拦阻索一侧构型如图5所示,以 O

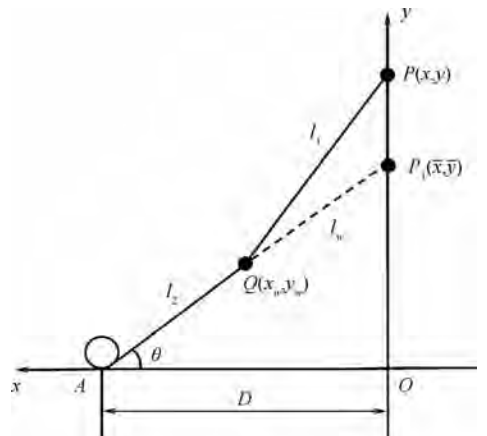


图5 对拦阻时拦阻索形式

Fig.5 Form of arresting cable in centering arrest

为原点建立坐标系。图中 (x_w, y_w) 为弯折点 Q 的坐标、 (x, y) 为飞机的实时坐标、 (\bar{x}, \bar{y}) 为上重弯折波结束时的飞机坐标, l_1 和 l_2 分别为拦阻钩到弯折点和弯折点到滑轮的拉索长度, l_w 为该重弯折波经过的路程。

由图 5 可得

$$\begin{cases} l_1 = \sqrt{x_w^2 + (y - y_w)^2} \\ l_2 = \sqrt{(D - x_w)^2 + y_w^2} \\ x_w = l_w \cos \theta \\ y_w = \bar{y} - l_w \sin \theta \\ l_w = \int_{t_0}^t w dt \\ \theta = \arctan\left(\frac{\bar{y}}{D}\right) \end{cases} \quad (6)$$

式中: t_0 和 \bar{y} 分别为该重弯折波的起始时刻和该时刻飞机的位移; θ 为拦阻索与两滑轮连接线间夹角。

偏心拦阻时(右偏心 ΔD)的拦阻索形式如图 6 所示。

实际在偏心拦阻前期,因拦阻力的作用舰载飞机可能会出现偏航角,但前三重弯折波作用期间时间极短,大约零点几秒,为便于计算认为飞机在前三重弯折波作用期间偏航角始终为 0° 。

在计算弯折波时,采用 Euler 法中的梯形公式,在仿真步长取得足够小时可以保证收敛。假设上一时刻飞机加速度、速度和位移为 a_0, v_0, S_0 , 当前时刻的飞机加速度、速度和位移为 a_1, v_1, S_1 , 取时间步长 $\Delta t = 0.0001 \text{ s}$, 则有

$$\begin{cases} v_1 = v_0 + (a_0 + a_1) \Delta t / 2 \\ S_1 = S_0 + (v_0 + v_1) \Delta t / 2 \end{cases} \quad (7)$$

具体求解过程:先由式(5)得到弯折波速度,代入式(6)即可得到左侧弯折点坐标 (x_{wL}, y_{wL}) 、右侧弯折点坐标 (x_{wR}, y_{wR}) 和两侧各段索长度。

由胡克定律可得任一侧拦阻索的张力为

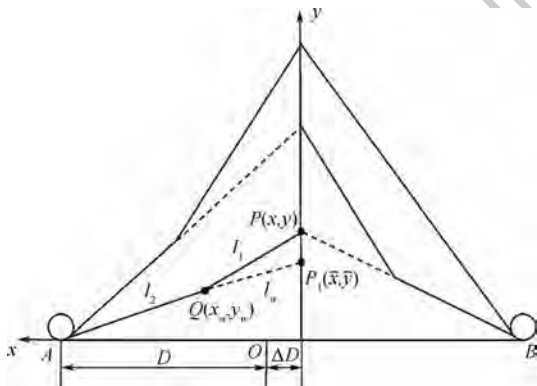


图 6 偏心拦阻时拦阻索形式

Fig. 6 Form of arresting cable in off-center arrest

$$\begin{cases} T = \frac{Eq\delta}{l} \\ \delta = l_1 + l_2 - D - 2Nz \end{cases} \quad (8)$$

式中: q 为拦阻索的横截面积; l 为单侧拦阻索总长; δ 为单侧拦阻索伸长量; z 为单侧动滑轮组移动量。

进而可求得拦阻钩作用于飞机上的拦阻力, 即钩载:

$$\begin{aligned} HT &= T_L \cos\left(\arctan\left(\frac{x_{wL} - x}{y - y_{wL}}\right)\right) + \\ &T_R \cos\left(\arctan\left(\frac{x - x_{wR}}{y - y_{wR}}\right)\right) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: T_L, T_R 分别为左右两侧拦阻带拉力; HT 为钩载。

在不同重的弯折波中,两侧初始时刻、初始弯折角不同,使得一些长度的计算公式不同,因此建立一个弯折波的连续模型来描述整个拦阻过程具有很大难度^[14]。本文用离散的方法建立模型,采用时域逐步积分算法进行迭代计算,这样初始状态是已知的,整个求解模型随之确定。

3 模型校验

3.1 模型求解流程

前三重弯折波计算结束之后,拦阻进入全液阻尼作用期间,在此期间使用 Simulink 搭建拦阻力计算模型,模型采用 ode113 求解器。该求解器为变步长求解器,在误差容限比较严时精度较高。设置相对误差容限为 1×10^{-4} , 最大步长为 0.001 s 。输出此时的状态变量(飞机的位移和速度、左右两侧拦阻索与初始位置的夹角、两侧活塞的位移和速度等),继续进行拦阻过程的动力学计算,直至飞机停下,仿真结束。模型求解的具体流程如图 7 所示。

3.2 模型验证

为进行比较验证,以国外普遍使用的 MK7-3 型舰载飞机拦阻装置为例进行计算,模型计算参数^[22]如表 1 所示。

对拦阻时,拦阻力随位移变化曲线如图 8 所示。由图 8 可知,计及弯折波时拦阻力在初始阶段出现了明显的波动现象,说明拦阻索中弯折波的效应是不可忽略的。

图 9 为仿真与试验拦阻力随位移曲线的对比,美国军用标准 MIL-STD-2066^[7]提供的拦阻力随位移的变化规律进行了归一化处理,为方便对比验证,使用同样的方法对对拦阻的计算结果进行归一化处理。从 2 组数据的对比结果可以看出,拦阻力在初期阶段受弯折波影响出现波动现

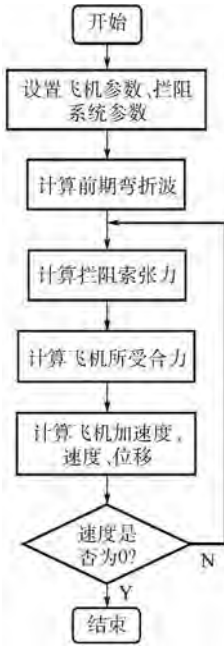


图7 模型求解流程图

Fig.7 Flowchart of model calculation

表1 舰载飞机及拦阻装置参数^[22]

Table 1 Parameters of carrier-based aircraft and arresting gear^[22]

参数	数值
舰载飞机质量/kg	22 680
着舰速度/(m·s ⁻¹)	63
最大拦阻距离/m	104
吸能器活塞面积/m ²	0.28
吸能器活塞行程/m	5
蓄能器气囊体积/m ³	2
蓄能器气囊初始压强/MPa	3
蓄能器活塞面积/m ²	1
甲板上两滑轮距离/m	34

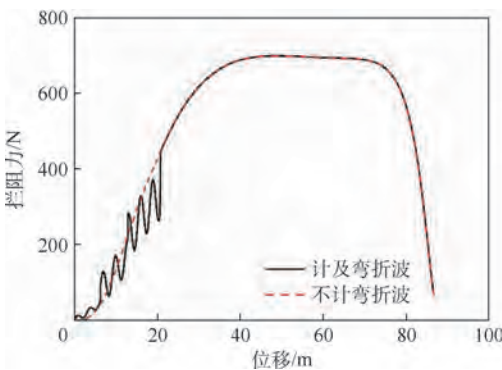


图8 对中拦阻时拦阻力-位移曲线

Fig.8 Arresting force-displacement curve in centering arrest

象与试验数据基本一致, 载荷波动是应力波在甲板滑轮与钩-索啮合点之间反复传播导致的结果。中期阶段拦阻力的仿真结果与试验数据存在一定的差别, 但拦阻过程中拦阻力变化的形式一致, 中后期拦阻力趋于平稳的趋势一致, 总体而言仿真结果具有良好的一致性与可信度。

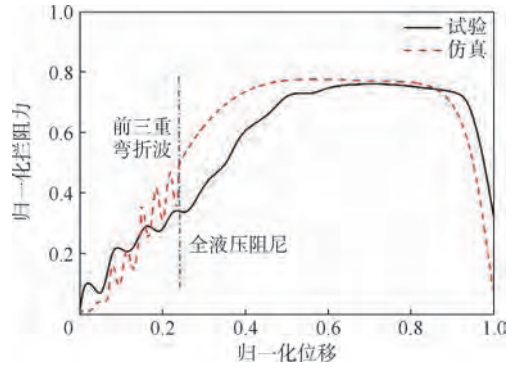


图9 仿真与试验拦阻力-位移曲线对比

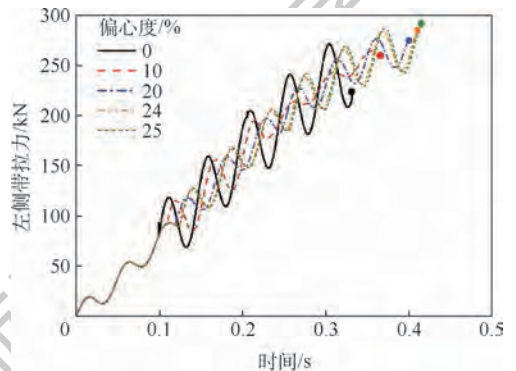
Fig.9 Comparison of arresting force-displacement curve between simulation and test

4 计算与分析

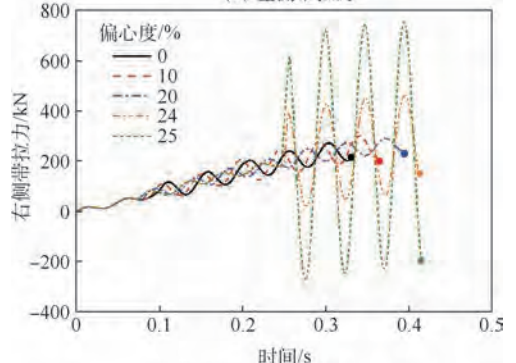
在模型中设置偏心度, 进行偏心拦阻动力学仿真, 所有算例偏心时均为右偏, 其他参数与对中拦阻仿真时一致。

4.1 偏心度对弯折波的影响

在右偏心拦阻时, 右侧三重弯折波先结束, 之后左侧三重弯折波才结束。分析偏心度对前三重弯折波期间两侧带拉力影响, 结果如图10所示。



(a) 左侧带拉力



(b) 右侧带拉力

图10 弯折波期间左右侧带拉力

Fig.10 Port tape and starboard tape tension during kink-wave period

将不同偏心度时两侧前三重弯折波的时长结果列入表 2 进行比较分析。

表 2 弯折波时长对比

Table 2 Comparison of duration of kink-wave

偏心度/%	侧带	弯折波时长/s		
		第一重	第二重	第三重
0	左	0.0993	0.2054	0.3320
	右	0.0993	0.2054	0.3320
10	左	0.1090	0.2257	0.3653
	右	0.0893	0.1847	0.2982
20	左	0.1189	0.2464	0.3994
	右	0.0794	0.1642	0.2648
24	左	0.1229	0.2548	0.4132
	右	0.0754	0.1559	0.2549
25	左	0.1239	0.2568	0.4166
	右	0.0744	0.1538	0.2569

从结果明显看出,在右偏心拦阻时,左侧弯折波随着偏心度的增加时长增加,右侧弯折波随着偏心度的增加时长减小。原因是右偏心拦阻时右侧拦阻索初始长度短,弯折波传播的时间短,拦阻索拉出速度变快,导致载荷波动幅度以及波动频率变大。

由图 10(b)可知,当偏心度大于 20% 时,偏心侧前三重弯折波波动变得十分剧烈,载荷不再呈现整体波动上升的趋势,根据文献[7]中内容,实际拦阻接受的偏心距不超过舰上拦阻索长度一半的 20%,本文结果与该结论一致。

当偏心度为 24% 时,弯折波造成的拦阻带拉力波动已十分剧烈,但仍处于正拉力状态。在本文建立的模型基础上,一旦偏心度达到 25%,偏心一侧拦阻带拉力会出现负值,此时偏心侧拦阻索处于松弛状态,极有可能造成拦阻索脱钩,最大带拉力接近拦阻索破断拉力 784 kN,这都会导致拦阻失败。

4.2 偏心度对单侧带拉力的影响

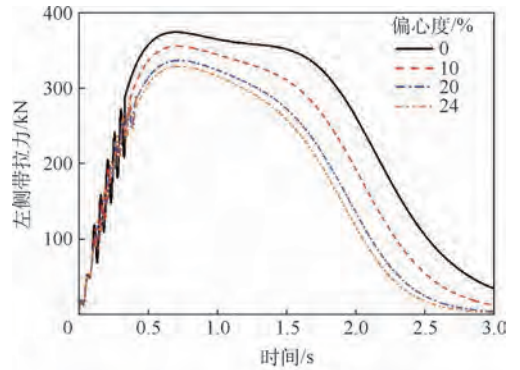
分析偏心度为 0%、10%、20%、24% 时单侧带拉力的变化趋势,结果如图 11 所示。

将不同偏心度下左侧最大带拉力和右侧最大带拉力的结果列入表 3 进行比较分析。

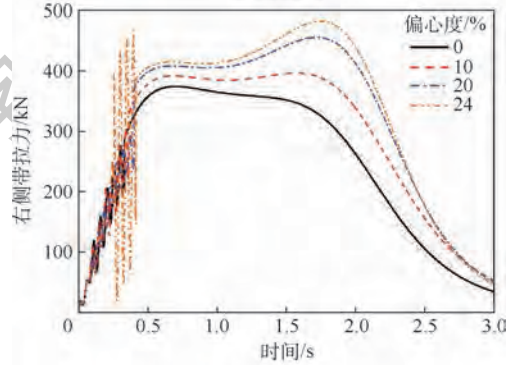
由表 3 结果可以看出,在右偏心拦阻时,随着偏心度的增加,右侧拦阻系统的带拉力相对对中拦阻时逐渐增大,偏心度为 24% 时右侧最大带拉力为 481.79 kN;左侧拦阻系统的带拉力相对对中拦阻时逐渐减小,偏心度为 24% 时左侧最大带拉力为 328.53 kN。

4.3 偏心度对两侧带拉力的影响

分析偏心度为 0%、10%、20%、24% 时两侧拦阻带拉力的对比变化趋势,结果如图 12 所示。



(a) 左侧带拉力



(b) 右侧带拉力

图 11 偏心拦阻左右侧带拉力

Fig. 11 Port tape and starboard tape tension in off-center arrest

表 3 不同偏心度左右侧最大带拉力对比

Table 3 Comparison of maximum port and starboard tape tension under different eccentricity

参数	对中	偏心度为 10%	偏心度为 20%	偏心度为 24%
左侧最大带拉力/kN	373.76	355.35	336.29	328.53
右侧最大带拉力/kN	373.76	395.93	455.14	481.79

由图 12 可以看出,随着偏心度的增加,两侧带拉力相差越大,偏心侧带拉力比背离侧带拉力大。偏心拦阻相对对中拦阻,因左右两侧拦阻索伸长量不同,使得两侧活塞的速度不同,使得两侧拦阻带拉力不同。

当偏心度变大时,两侧拦阻索上载荷相差越大,使得偏心侧的拦阻索承受更多的拦阻冲击载荷,可能会使偏心侧拦阻索承受应力过大导致断裂,甚至会导致拦阻钩发生塑性变形,导致最终拦阻失败。

4.4 偏心度对拦阻系统性能的影响

分析偏心度为 0%、10%、20%、24% 时飞机位移、速度、航向加速度以及所受拦阻力的响应,结果如图 13 所示。

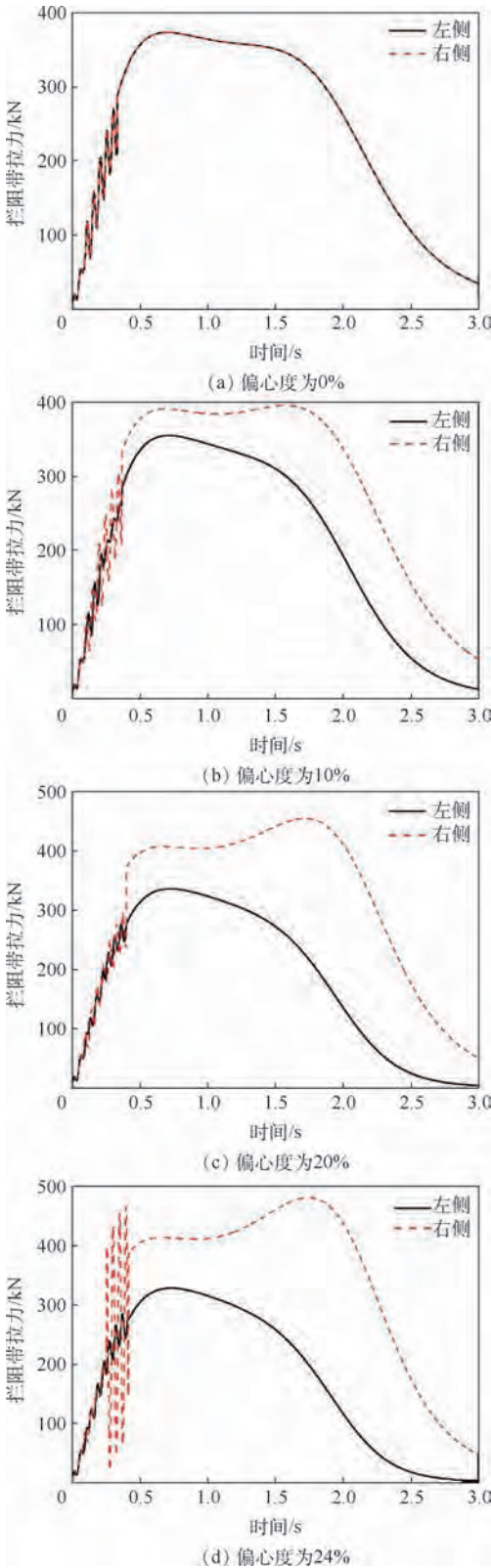


图 12 偏心拦阻左右侧带拉力对比

Fig. 12 Comparison of port and starboard tape tension in off-center arrest

将不同偏心度下拦阻系统和飞机响应的计算结果列入表 4 进行比较分析。

从表 4 的对比结果可以看出,偏心拦阻相比对中拦阻,随着偏心度的增加,拦阻力峰值略有

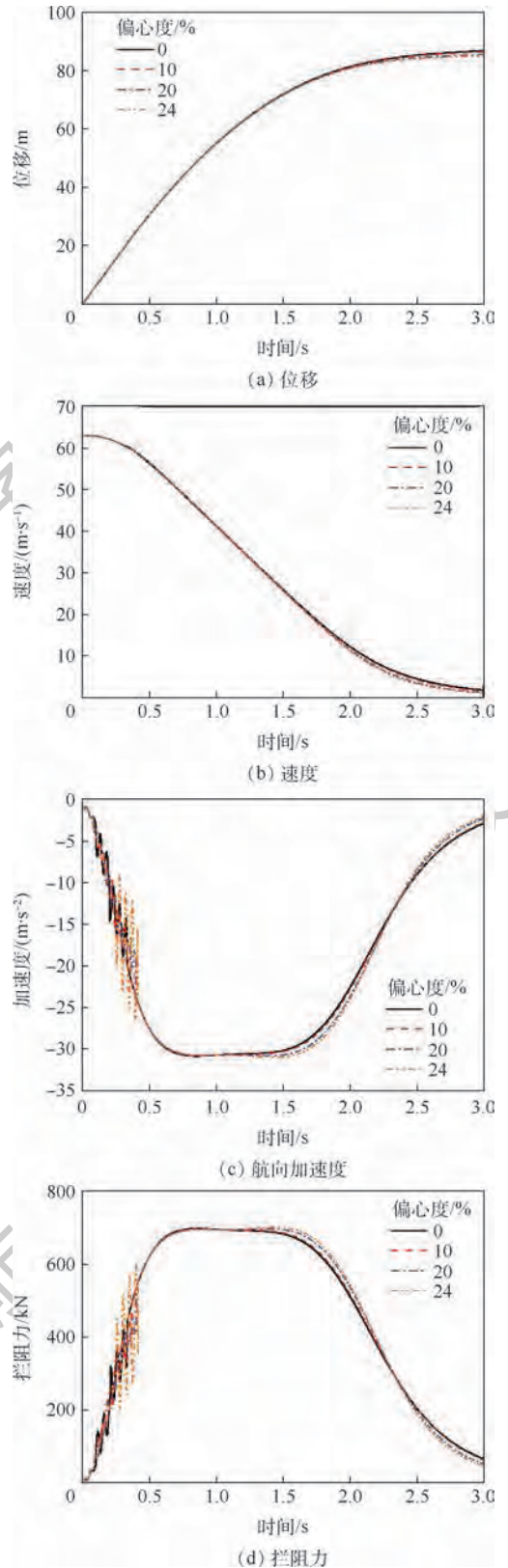


图 13 不同偏心度飞机响应

Fig. 13 Aircraft response with different eccentricity

减小,但偏心度过大时在拦阻后期拦阻力峰值变大。偏心度对拦阻位移、飞机航向加速度峰值影响较小。该结果与文献[23]中偏心拦阻对钩载的影响的试验结果所得到的分析结论是一致的。

表 4 不同偏心度仿真结果对比

Table 4 Comparison of simulation results under different eccentricity

参数	对中	偏心度 为 10%	偏心度 为 20%	偏心度 为 24%
航向拦阻力 峰值/kN	698.78	698.27	698.21	702.00
航向加速度 峰值/(m·s ⁻²)	30.81	30.79	30.78	30.95
航向拦阻 位移/m	86.76	86.40	85.48	85.03

5 结 论

针对舰载飞机着舰时可能出现的非对称拦阻问题,建立了完整的拦阻系统动力学模型,用美军标的试验结果验证了模型的准确性,进行不同工况下的偏心拦阻动力学仿真,通过对仿真结果的综合分析表明:

1) 偏心拦阻时,随着偏心程度的增加,偏心侧前三重弯折波时长变短,背离侧弯折波时长变长。且偏心程度较大时,偏心侧弯折波波动变得剧烈。一般要求偏心度小于 20%,不得超过 24%。

2) 偏心拦阻时,偏心侧拦阻带拉力比对中时的大,背离侧拦阻带拉力比对中时的小。且随着偏心程度的增加,偏心侧拦阻带拉力最大值变大。

3) 偏心拦阻时,偏心侧拦阻带拉力的峰值比背离侧的大,且随着偏心度的增加,两侧拦阻带拉力峰值的差距越来越大。偏心侧拦阻索分担更多的拦阻冲击载荷,这对于纠偏存在不利影响。偏心度过大时,偏心侧拦阻带拉力峰值可能会超过拦阻索许用拉力,造成拦阻失败。

4) 偏心拦阻对拦阻距离、飞机减速过程、拦阻力峰值、航向加速度峰值影响较小。随着偏心度增加,拦阻距离和拦阻力峰值稍有减小,但偏心度过大时,在拦阻后期拦阻力峰值又会变大。

参考文献 (References)

[1] 江永泉. 舰载机设计特点与技术性能分析[M]. 北京: 航空工业出版社, 2013.
JIANG Y Q. Design feature and technical performance analysis of carrier based aircraft [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2013 (in Chinese).

[2] 海军装备部飞机办公室. 国外舰载飞机技术发展: 气动、起降、材料、反潜、直升机预警[M]. 北京: 航空工业出版社, 2008.
Aircraft Office of Naval Equipment Department. Development of foreign carrier aircraft technology: Pneumatic, takeoff and land-

ing, materials, anti-submarine, helicopter warning [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2008 (in Chinese).

[3] 杨一栋. 舰载飞机进场着舰规范评估[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006: 59-63.
YANG Y D. Review of the carrier approach criteria [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2006: 59-63 (in Chinese).

[4] 飞机设计手册总编委会. 飞机设计手册: 起飞着陆系统设计 [M]. 北京: 航空工业出版社, 2002: 271-280.
The Chief Committee of Aircraft Design Manual. Aircraft design manual: Take-off and landing system design [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2002: 271-280 (in Chinese).

[5] RUDOWSKY T, COOK S, HYNES M, et al. Review of the carrier approach criteria for carrier-based aircraft-Phase I; Final report: NAWCADPAX/TR-2002/71 [R]. Warminster: Naval Air Warfare Center Aircraft Division, 2002.

[6] JONES L W. Development of curves for estimating aircraft arresting hook loads: ADA119551 [R]. [S. l.]: Air Force Flight Test Center, Edwards Air Force Base, 1982: 15-42.

[7] Naval Air Engineering Center. Military standard catapulting and arresting gear forcing functions for aircraft structural design: MIL-STD-2066 [S]. [S. l.]: Department of the Navy Air System Command, 1981.

[8] 张澍森, 金栋平. 飞机拦阻过程的非线性最优控制[J]. 航空学报, 2009, 30(5): 849-854.
ZHANG S S, JIN D P. Nonlinear optimal control of aircraft arresting process [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(5): 849-854 (in Chinese).

[9] 金长江, 洪冠新. 舰载飞机弹射起飞及拦阻着舰动力学问题 [J]. 航空学报, 1990, 11(12): B534-B542.
JIN C J, HONG G X. Dynamic problems of carrier aircraft catapult launching and arrest landing [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1990, 11(12): B534-B542 (in Chinese).

[10] 张鑫, 李玉龙, 刘元镭, 等. 飞机对中和偏心拦阻钩索动力学分析 [J]. 机械强度, 2008, 30(4): 549-554.
ZHANG X, LI Y L, LIU Y Y, et al. Arresting hook and cable dynamics of aircraft arrest landing on or off center [J]. Journal of Mechanical Strength, 2008, 30(4): 549-554 (in Chinese).

[11] 张卓坤, 聂宏, 于浩, 等. 飞机着舰偏心偏航拦阻动力学分析 [J]. 航空工程进展, 2010, 1(4): 327-332.
ZHANG Z K, NIE H, YU H, et al. Dynamics analysis for aircraft arresting with yawing and off-center [J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2010, 1(4): 327-332 (in Chinese).

[12] 孟祥印. 飞行甲板总布置设计中的若干问题研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2011: 117-118.
MENG X Y. The research on some key problems in general arrangement design of flight deck [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2011: 117-118 (in Chinese).

[13] 段萍萍. 舰载飞机着舰过程动力学性能分析 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012: 67-83.
DUAN P P. Investigation on dynamic performance analysis for carrier-based aircraft during landing process [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012: 67-83 (in Chinese).

- [14] 张萍,金栋平. 计及弯折波的舰载飞机拦阻系统控制[J]. 航空学报,2011,32(11):2008-2015.
ZHANG P, JIN D P. Control of arresting process for carrier aircraft considering kink-wave[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2011,32(11):2008-2015(in Chinese).
- [15] 罗青,冯蕴雯,冯元生. 基于弯折波的舰载飞机拦阻着舰动力学分析及仿真研究[J]. 机械强度,2009,31(4):543-547.
LUO Q, FENG Y W, FENG Y S. Dynamic analysis and simulation of carrier aircraft arrested deck-landing based on kink-wave[J]. Journal of Mechanical Strength,2009,31(4):543-547(in Chinese).
- [16] 杨国奇. 舰载机拦阻系统的有限元建模及仿真分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2012:54-55.
YANG G Q. Finite element modeling and simulation analysis of aircraft carrier arresting system[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2012:54-55(in Chinese).
- [17] 张晓谔,张育兴,刘勇. 阻拦索张力控制方法[J]. 国防科技大学学报,2016,36(6):49-53.
ZHANG X X, ZHANG Y X, LIU Y. Method of arresting cable tension control[J]. Journal of National University of Defense Technology,2016,36(6):49-53(in Chinese).
- [18] 朱齐丹,闻子侠,张智. 阻拦系统动力学建模与仿真[J]. 航空学报,2012,33(3):520-529.
ZHU Q D, WEN Z X, ZHANG Z. Kinetic modeling and simulation of shipboard arresting system[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2012,33(3):520-529(in Chinese).
- [19] 柳刚,聂宏. 基于能量法的飞机拦阻动力学分析[J]. 中国机械工程,2009,20(4):450-454.
LIU G, NIE H. Dynamics analysis for aircraft arresting based on absorbing aircraft kinetic energy[J]. China Mechanical Engineering,2009,20(4):450-454(in Chinese).
- [20] 张萍. 计及弯折波的舰载机拦阻过程控制[D]. 南京:南京航空航天大学,2012:31-35.
ZHANG P. Control of arresting process for carrier aircraft considering kink-wave[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2012:31-35(in Chinese).
- [21] 李启明,冯蕴雯,于立明. 飞机拦阻着陆动力学分析与仿真[J]. 计算机仿真,2010,27(1):27-31.
LI Q M, FENG Y W, YU L M. Kinetics analysis and simulation of aircraft arrested shore-landing[J]. Computer Simulation,2010,27(1):27-31(in Chinese).
- [22] 侣军胜. 舰载飞机拦阻系统的动力学仿真分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2011:32-34.
SI J S. The dynamic simulation analysis for carrier aircraft arresting system[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2011:32-34(in Chinese).
- [23] Vought Corporation Systems Division. Determination of characteristic loading behavior of MK7-1 and MK7-2 arresting gears by analysis of airplane test data;ADA111183[R]. [S. l.]: Air Force Flight Test Center, Edwards Air Force Base,1982:7-45.

作者简介:

谢朋朋 男,硕士研究生。主要研究方向:飞行器起落装置设计。

彭一明 男,博士研究生。主要研究方向:飞行器起落装置设计。

魏小辉 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器起落装置设计。

聂宏 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器起落装置设计。

Dynamic analysis of off-center arrest for carrier-based aircraft considering kink-wave

XIE Pengpeng^{1,2,3}, PENG Yiming^{1,2}, WEI Xiaohui^{1,2,*}, NIE Hong^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. Key Laboratory of Fundamental Science for National Defense-Advanced Design Technology of Flight Vehicle, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 3. Shanghai Institute of Spacecraft Equipment, Shanghai 200240, China)

Abstract: In order to analyze the influence of eccentricity on the safety characteristics of carrier-based aircraft in the process of arresting, a complete dynamic model of arresting system of a certain type of carrier-based aircraft is developed to know more about the dynamic property of aircraft in eccentric arrest. Based on the discrete kink-wave model, the simulation of central arrest with kink-wave is conducted. The simulation results are compared with the experimental data of the related standard and it comes out that the basic changing laws are the same. On the basis of central arrest, the dynamic simulation of off-center arresting is carried out, and the influence of eccentricity on bending wave is studied. The results show that due to eccentric arrest, the initial length and tensile speed of the arresting cables on both sides are different, resulting in the difference of load fluctuation caused by kink-wave. When the eccentricity is more than 20%, the tension of one side of the arresting cable no longer shows an increasing trend of fluctuation, and it will be negative and near breaking tension when the eccentricity is more than 24%. With the increase of eccentricity, the arresting cable on the eccentric side bears more arresting impact load, and the eccentricity will produce negative effects on the arresting system when it becomes too large.

Keywords: arresting system; dynamics; kink-wave; off-center; arresting cable

Received: 2019-09-19; **Accepted:** 2019-11-29; **Published online:** 2020-01-16 16:21

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200116.0954.004.html

Foundation items: National Defense Excellence Youth Science Fund (2018-JCJQ-ZQ-053); the Research Fund of State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (MCMS-0217G01); the Program the Central Universities (NP2017401); Jiangsu Planned Projects for Research Funds for Postdoctoral Research Funds (2018K042B); China Postdoctoral Science Foundation (2019M651827); Project Funded by the Priority Academic Program Development of Jiangsu Higher Education Institutions

* **Corresponding author.** E-mail: wei_xiaohui@nuaa.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0517

基于子集包含减少 ARAIM 子集数量的方法

刘金鑫¹, 滕继涛², 李锐^{1,*}, 王君君¹

(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083; 2. 中国人民解放军 95899 部队, 北京 100085)



摘 要: 先进接收机自主完好性监测 (ARAIM) 技术可用于多星座组合定位时的完好性监测, ARAIM 技术子组推荐的多假设分离解 (MHSS) 标准算法, 存在子集数量过多带来大量计算负载的问题。针对此问题, 在双星座组合定位情景下, 通过分析子集之间的包含关系及空间位置精度因子 (PDOP) 的变化, 提出了使用一个子集代替多个子集减少子集数量的方法。所提方法可以明显地减少子集数量, 不同参数下的仿真结果表明, 优化后的算法效率至少提高 2 倍以上, 并且优化前后的 ARAIM 可用性变化最大不超过 3%。

关键词: 先进接收机自主完好性监测 (ARAIM); 多假设分离解 (MHSS); 双星座; 子集; 空间位置精度因子 (PDOP)

中图分类号: V249.31

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2020)08-1592-09

接收机自主完好性监测 (Receiver Autonomous Integrity Monitoring, RAIM) 技术是应用于单星座对单一卫星故障进行监测的完好性监测技术。随着多个卫星导航系统的建立, 多星座组合定位时, 单星故障、单星座的假设不再成立, 导致传统 RAIM 技术不再适用。GEAS (GNSS Evolutionary Architecture Study) 报告^[1-2], 提出了先进接收机自主完好性监测 (Advanced RAIM, ARAIM) 技术的概念, 该技术突破了单星故障、单星座的限制, 可实现多星座组合定位时的完好性监测。

欧美于 2010 年成立的 ARAIM 技术子组在其里程碑报告^[3-5]中推荐了 ARAIM 的多假设分离解 (Multi-Hypothesis Separation Solution, MHSS) 标准算法。推荐的 MHSS 标准算法使用遍历的方法产生子集, 容易带来子集数量过多的问题, 增大计算负载。针对此问题, Walter 等^[6]提出了去除星座的方法, 但在双星座情况下, 会使得每个子集的虚警率过大, 可能使判决门限过低, 降低服务的连续性; 葛奕杉等^[7-8]提出了按轨道面剔除卫星的

方法, 需要占用额外的资源来给接收机传递卫星轨道面的信息; Blanch 等^[9]针对双星座提出了固定子集的方法, 未考虑每个星座在几何分布上的差异, 认为各星座情况相同, 存在导致服务可用性降低的可能。

ARAIM 系统旨在实现全球范围内的 LPV-200 服务, 从完好性上来说, 多星座组合定位时, 并不是星座越多越好, 在里程碑报告中, 已经明确指出, 双星座在一定性能下, 可以实现全球范围内的 LPV-200 服务; 并且从 ARAIM 系统实际实现难易的角度上来考虑, 双星座情景下是最容易实现的。因此, 本文针对双星座下的 ARAIM 标准算法子集过多, 导致计算负载较大的问题, 在保证基本性能的前提下, 提出了一种简单可行的减少子集的方法。

1 ARAIM 系统架构及目标

1.1 ARAIM 系统架构

ARAIM 系统架构由地面监测网、核心星座和

收稿日期: 2019-09-20; 录用日期: 2019-11-08; 网络出版时间: 2019-11-29 16:01

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191129.1431.002.html

* 通信作者. E-mail: lee_ruin@263.net

引用格式: 刘金鑫, 滕继涛, 李锐, 等. 基于子集包含减少 ARAIM 子集数量的方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1592-1600. LIU J X, TENG J T, LI R, et al. Method for reducing number of ARAIM subsets based on subset inclusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1592-1600 (in Chinese).

机载接收机三部分组成^[10],主要运行过程如下:

1) 地面监测网通过观测核心星座,生成能反映核心星座固有性能的参数(完好性支持信息(Integrity Support Message, ISM)),并发送给机载接收机。

2) 机载接收机运行 MHSS 算法,把接收到的卫星信号和 ISM 作为输入,判断卫星或星座是否故障,有故障排除故障;无故障计算保护级等,判断服务是否可用。

1.2 ISM 参数

ISM 参数主要包括^[11]:

- 1) 卫星 i 故障的先验概率 $P_{\text{sat},i}$ 。
- 2) 星座 j 故障的先验概率 $P_{\text{const},j}$ 。
- 3) 卫星 i 能够过包络星历星钟误差分布的标准差 $\sigma_{\text{URA},i}$,用于对完好性进行评估。
- 4) 卫星 i 星历星钟误差分布的标准差 $\sigma_{\text{URE},i}$,用于对精度和连续性进行评估。
- 5) 卫星 i 在伪距域造成的最大标称偏差 $b_{\text{nom},i}$,用于对完好性进行评估。

ISM 反映的是卫星的性能情况,当一颗卫星没有故障时,由卫星造成的伪距误差可以由高斯分布 $N(\mu, \sigma^2)$ 包络:

- 1) 用于完好性时,有 $\sigma < \sigma_{\text{URA},i}, |\mu| < b_{\text{nom},i}$ 。
- 2) 用于精度和连续性时,有 $\sigma < \sigma_{\text{URE},i}, \mu = 0$ 。

1.3 ARAIM 实现的目标

ARAIM 以实现全球 LPV-200 服务为目标,LPV-200 服务的完好性要求如表 1^[12]所示,保护级等小于下列告警值时,称 ARAIM 的 LPV-200 服务是可用的。

表 1 LPV-200 服务在完好性上的要求^[12]

Table 1 Integrity requirements of LPV-200^[12]

LPV-200 服务告警值	数值
水平保护级告警值/m	40
垂直保护级告警值/m	35
垂向有效监测阈值/m	15
完好性风险限值	2×10^{-7} (进近)

2 MHSS 算法分析

MHSS 算法监测的故障情况包含:

- 1) 一颗卫星发生故障。
- 2) 一个星座发生故障。
- 3) 上述 2 种情况任意数量的组合。

特定的卫星或星座故障称为故障模式,MHSS 算法对某一时刻可能存在的所有故障模式进行二元假设检验,检验阈值的构造见 2.2 节,检验量按照如下方式构造:

1) 对故障模式 k ,从可见星中剔除故障模式 k 对应的发生故障的卫星或星座,剩余卫星组成的集合称为子集 k 。

2) 对子集 k 进行定位得接收机位置 $(X^{(k)}, Y^{(k)}, Z^{(k)})$,对所有可见星进行定位得接收机位置 $(X^{(0)}, Y^{(0)}, Z^{(0)})$ 。

3) 由与子集 k 对应的发生故障的卫星或星座造成的误差,由伪距域转换到定位域(东北天坐标系下)为 $(|X^{(k)} - X^{(0)}|, |Y^{(k)} - Y^{(0)}|, |Z^{(k)} - Z^{(0)}|)$,即检验量。

当所有检验量小于检验阈值时,再计算保护级(PL),垂向有效监测值(EMT),与相应的告警值做比较,判断 LPV-200 服务是否可用。MHSS 算法流程如图 1 所示。

2.1 确定所有需要监测的故障模式(子集)

故障数指某个故障模式下发生故障的卫星/星座数。一般情况下,同样故障数的故障模式,其发生的概率量级差别不大,因此可以使用最大故障数 $N_{\text{fault,max}}$ 来确定要监测的故障模式。最大故障数的确定与卫星的先验故障概率、星座的先验故障概率和当前可见星数有关。对于卫星故障或者星座故障,统称为事件,总的卫星数记作 N_{sat} ,总的星座数记作 N_{const} ,那么总的事件数 $N_{\text{event}} = N_{\text{sat}} + N_{\text{const}}$,事件 k 发生的先验概率为

$$P_{\text{event},k} = \begin{cases} P_{\text{sat},i} & k \leq N_{\text{sat}} \\ P_{\text{const},j} & k > N_{\text{sat}} \end{cases} \quad (1)$$

基于遍历的思想, n 个事件进行组合。

1) n 为 0 时,即 0 个故障发生的的概率:

$$P_{N_{\text{event}},0} = (1 - P_{\text{event},1}) \cdot (1 - P_{\text{event},2}) \cdot \dots \cdot (1 - P_{\text{event},N_{\text{event}}}) \quad (2)$$

2) n 为 1 时,即 1 个故障发生的概率:

$$P_{N_{\text{event}},1} = P_{\text{event},1} (1 - P_{\text{event},2}) \cdot \dots \cdot (1 - P_{\text{event},N_{\text{event}}}) + (1 - P_{\text{event},1}) P_{\text{event},2} \cdot \dots \cdot (1 - P_{\text{event},N_{\text{event}}}) + \dots + (1 - P_{\text{event},1}) \cdot (1 - P_{\text{event},2}) \cdot \dots \cdot P_{\text{event},N_{\text{event}}} \quad (3)$$

3) n 大于 1,可同理计算 n 个故障发生的概率。

对于最大故障数 $N_{\text{fault,max}}$,应当满足:

$$1 - P_{N_{\text{event}},0} - P_{N_{\text{event}},1} - \dots - P_{N_{\text{event}},N_{\text{fault,max}}} < P_{\text{threshold}} \quad (4)$$

$$1 - P_{N_{\text{event}},0} - \dots - P_{N_{\text{event}},N_{\text{fault,max}}} - P_{N_{\text{event}},(N_{\text{fault,max}}-1)} > P_{\text{threshold}} \quad (5)$$

式中: $P_{\text{threshold}}$ 为一个小于完好性风险 2×10^{-7} 的常值,可取 $P_{\text{threshold}} = 8 \times 10^{-8}$ ^[5],用来约束未监测故障模式的发生概率,即未监测故障模式带来的完好性风险上限。

在任意双星座情况下,在一定的参数下,标准算法产生的子集数量如表 2 所示,第 1 列各星座

可见星数“/”前后分别为星座 1 和星座 2 的可见星数。

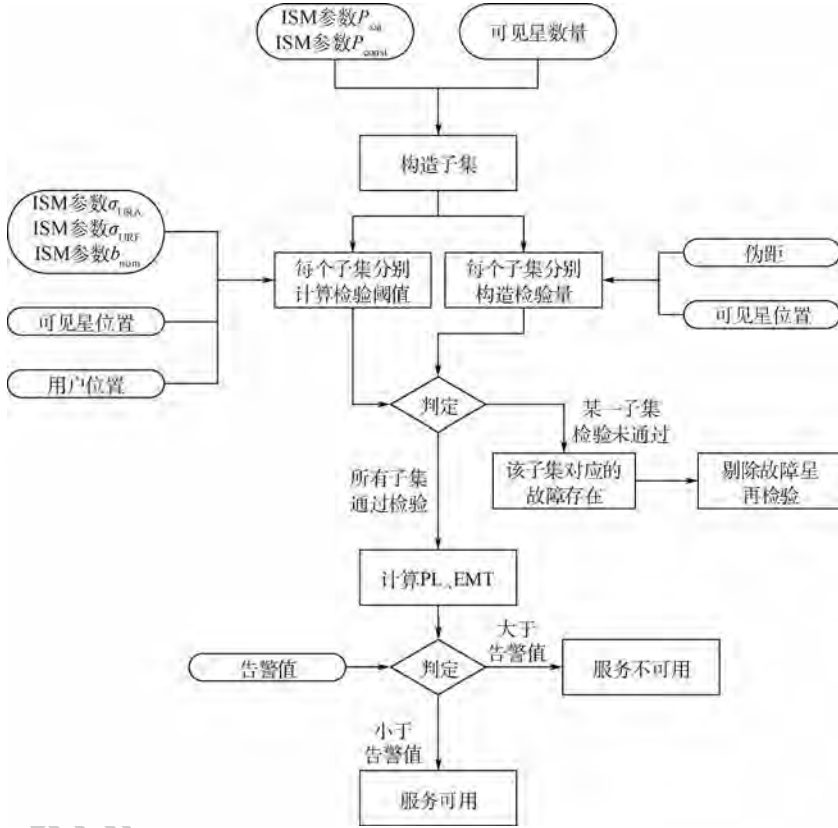


图 1 MHSS 算法流程图

Fig. 1 MHSS algorithm flowchart

表 2 标准算法在相关参数下产生的子集数量

Table 2 Number of subsets produced by standard algorithm with related parameters

各星座可见星数	子集数		
	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-3}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-4}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-5}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$
6/6	106	106	106
6/8	697	137	137
6/10	988	172	172
8/6	137	137	137
8/8	988	172	172
8/10	1351	211	211
10/6	172	172	172
10/8	1351	211	211
10/10	1794	254	254

2.2 构造检验阈值

双星座情景下,计算全集和每个子集的几何

矩阵 $G^{(k)}$ 、权系数矩阵 $H^{(k)}$ 、投影矩阵 $S^{(k)}$ 表达式分别为

$$G^{(k)} = \begin{bmatrix} -\cos E_1 \sin A_1 & -\cos E_1 \cos A_1 & -\sin E_1 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\cos E_m \sin A_m & -\cos E_m \cos A_m & -\sin E_m & 1 & 0 \\ -\cos E_{m+1} \sin A_{m+1} & -\cos E_{m+1} \cos A_{m+1} & -\sin E_{m+1} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\cos E_{m+d} \sin A_{m+d} & -\cos E_{m+d} \cos A_{m+d} & -\sin E_{m+d} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{H}^{(k)} = \begin{bmatrix} d_{e,e}^2 & d_{e,n}^2 & d_{e,u}^2 & d_{e,tc1}^2 & d_{e,tc2}^2 \\ d_{e,n}^2 & d_{n,n}^2 & d_{n,u}^2 & d_{n,tc1}^2 & d_{n,tc2}^2 \\ d_{e,u}^2 & d_{n,u}^2 & d_{u,u}^2 & d_{u,tc1}^2 & d_{u,tc2}^2 \\ d_{e,tc1}^2 & d_{n,tc1}^2 & d_{u,tc1}^2 & d_{tc1,tc1}^2 & d_{tc1,tc2}^2 \\ d_{e,tc2}^2 & d_{n,tc2}^2 & d_{u,tc2}^2 & d_{tc1,tc2}^2 & d_{tc2,tc2}^2 \end{bmatrix} = [(\mathbf{G}^{(k)})^T \cdot \mathbf{C}_{int}^{-1} \cdot \mathbf{G}^{(k)}]^{-1} \quad (7)$$

$$\mathbf{S}^{(k)} = \begin{bmatrix} S_{e,1} & \cdots & S_{e,m} & S_{e,m+1} & \cdots & S_{e,m+d} \\ S_{n,1} & \cdots & S_{n,m} & S_{n,m+1} & \cdots & S_{n,m+d} \\ S_{u,1} & \cdots & S_{u,m} & S_{u,m+1} & \cdots & S_{u,m+d} \\ S_{tc1,1} & \cdots & S_{tc1,m} & S_{tc1,m+1} & \cdots & S_{tc1,m+d} \\ S_{tc2,1} & \cdots & S_{tc2,m} & S_{tc2,m+1} & \cdots & S_{tc2,m+d} \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{(k)} \cdot (\mathbf{G}^{(k)})^T \cdot \mathbf{C}_{int}^{-1} \quad (8)$$

式中:上标 k 表示当前计算的是子集 k 的参数; E 和 A 分别为卫星的仰角和方位角,下标为卫星编号;投影矩阵元素 S 的下标 $c1$ 代表星座 1,有 m 颗卫星,下标 $c2$ 代表星座 2,有 d 颗卫星,下标 e, n, u 分别表示东、北、天 3 个方向, t 表示钟差。

用于完好性的协方差矩阵按式(9)构造:

$$\mathbf{C}_{int}(i, i) = \sigma_{URA,i}^2 + \sigma_{trop,i}^2 + \sigma_{user,i}^2 \quad (9)$$

式中: $\sigma_{trop,i}$ 和 $\sigma_{user,i}$ 分别为卫星 i 的对流层误差方差和用户接收机误差方差。

将子集 k 中被剔除的卫星的用于连续性的星历星钟误差方差转换到定位域,得到无故障状态下,由于剔除这些卫星导致的定位解差值的方差,在此方差下,求得一定虚警概率下的检验阈值 $T_x^{(k)}$,下标 x 为东北天其中 1 个方向。

$$\mathbf{C}_{acc}(i, i) = \sigma_{URE,i}^2 + \sigma_{trop,i}^2 + \sigma_{user,i}^2 \quad (10)$$

$$T_x^{(k)} = Q^{-1} \left(\frac{P_{fa,x}}{2N_{subsets}} \right) (\mathbf{S}_x^{(k)} - \mathbf{S}_x^{(0)}) \mathbf{C}_{acc} (\mathbf{S}_x^{(k)} - \mathbf{S}_x^{(0)})^T \quad (11)$$

式中: $\mathbf{S}_x^{(k)}$ 指 $\mathbf{S}^{(k)}$ 中 x 方向的行向量; Q 为标准正态分布尾部累积概率密度函数; $P_{fa,x}$ 为分配给 x 方向的虚警概率; $N_{subsets}$ 为总的子集数量。

2.3 求解 PL 和 EMT

每个子集中,每颗卫星的 $b_{nom,i}$ 在定位域东北天每个方向上可能造成的最大误差可由投影矩阵转换得到

$$b_x^{(k)} = \sum_{i=1}^{m+d} |S_{x,i}^{(k)}| b_{nom,i} \quad (12)$$

取每个故障模式可能带来的完好性风险上限,使其等于总的完好性风险,如式(13)所示,等号左边为被监测故障模式带来的完好性风险上限,右边为分配给被监测故障模式的完好性风险,对左边进行迭代,使带来的风险逐渐逼近分配的风险,以此求得保护级^[13]。

$$2Q \left(\frac{PL_x - b_x^{(0)}}{d_{xx}^{(0)}} \right) + \sum_{k=1}^{N_{subsets}} P_{fault,k} Q \left(\frac{PL_x - T_x^{(k)} - b_x^{(k)}}{d_{xx}^{(k)}} \right) = P_{HMI,x} \left(1 - \frac{P_{not}}{P_{HMI}} \right) \quad (13)$$

式中: $P_{fault,k}$ 为故障模式 k 发生的先验概率; P_{HMI} 为总的完好性风险; $P_{HMI,x}$ 为分配给 x 方向的完好性风险; P_{not} 为前面未监测的故障模式的发生概率。

$$EMT = \max_{k | P_{fault,k} \geq P_{EMT}} T_u^{(k)} \quad (14)$$

式中: $P_{EMT} = 10^{-5}$ [5]。

3 改进方法

标准算法使用遍历的方式构造子集,子集之间可能存在包含关系,因此会造成重复检验的情况,例如,子集 f 对应的故障星为 2 号和 5 号卫星,子集 g 对应的故障星为 2 号星,子集 g 包含子集 f ,在检验子集 f 的同时,实际上对子集 g 也进行了检验。标准算法中使用遍历方式产生的多个(旧)故障模式,可以用一种(新)故障模式进行代替检验,例如,星座 1 中双星故障、星座 2 中单星故障对应的所有子集可以由星座 1 故障、星座 2 中单星故障对应的子集代替,具体规则如图 2 所示。新故障模式的发生概率为旧故障模式发生概率的和。

由旧故障模式到新故障模式的变化,带来了前后卫星数量的变化,受此影响的卫星几何分布会对 ARAIM 的可用性带来影响,为减少此影响,在存在可选择的新故障模式时(①和④的情况),以卫星分布所决定的空间位置精度因子(Position Dilution of Precision, PDOP)的变化作为判断指标,决定使用哪种新故障模式。

从全集中剔除假设存在故障的卫星时,会使得 PDOP 变大,前后的差值反映出该卫星对整体 PDOP 影响的大小,差值越大,说明该卫星越重

星座1 \ 星座2	无故障	单星故障	双星故障	三星故障	...	星座故障
无故障	无故障	单星故障	星座2故障			
单星故障	单星故障	①	②			
双星故障	星座1故障	③	④			
三星故障						
...						
星座故障						

①为星座1故障+星座2单星故障或星座1单星故障+星座2故障;②为星座1单星故障+星座2故障;③为星座1故障+星座2单星故障;④为星座1故障+星座2卫星故障或星座1卫星故障+星座2故障;“-”表示星座故障和星座故障组合时不进行代替。

图2 双星座下故障模式代替规则

Fig.2 Failure mode substitution rule under dual-constellation

要^[10]。检验过程中,首先对单独的卫星/星座故障进行检验,可计算剔除每颗卫星或每个星座后的权系数矩阵 $H^{(i)}$,进而可以计算每颗卫星或星座对整体 PDOP 的影响,记作 $D_{PDOP,i}$,表达式为

$$D_{PDOP,i} = \sqrt{H_{[1,1]}^{(i)} + H_{[2,2]}^{(i)} + H_{[3,3]}^{(i)}} - \sqrt{H_{[1,1]}^{(0)} + H_{[2,2]}^{(0)} + H_{[3,3]}^{(0)}} \quad (15)$$

式中: $H_{[r,r]}^{(0)}$ 表示剔除卫星/星座 i 之后,子集权系数矩阵 $H^{(i)}$ 的第 r 行第 r 列元素。

$D_{PDOP,i}$ 越大,说明该卫星或星座对 PDOP 的贡献越大,在文献[14]中证明了,选取贡献最大的卫星组合可以保证取得较小的 PDOP 卫星分布。记:

$$D_1 = D_{PDOP,c1} + D_{PDOP,s2} \quad (16)$$

$$D_2 = D_{PDOP,s1} + D_{PDOP,c2} \quad (17)$$

式中:下标 $c1$ 、 $c2$ 和 $s1$ 、 $s2$ 分别代表星座1、星座2和属于星座1和星座2的卫星; D_1 、 D_2 分别代表在使用新故障模式代替旧故障模式过程中,新故障模式剔除的卫星或星座对 PDOP 影响的大小,适用于表3中①和④的情况。

为保证代替后的故障模式造成的 PDOP 变化较小,选取 D 小的替代方式作为新的故障模式。

双星座情况下,优化后算法子集的数量如表3所示。

表3 优化后算法产生的子集数量

Table 3 Number of subsets produced by optimized algorithm

各星座可见星数	子集数		
	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-3}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-4}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$	$P_{sat,1} = 10^{-4}, P_{sat,2} = 10^{-5}, P_{const,1} = 10^{-4}, P_{const,2} = 10^{-4}$
6/6	26	26	26
6/8	30	30	30
6/10	34	34	34
8/6	30	30	30
8/8	34	34	34
8/10	38	38	38
10/6	34	34	34
10/8	38	38	38
10/10	42	42	42

表4 相关参数设定

Table 4 Related parameter setting

组别	N_{sat}	P_{sat}	P_{const}	b_{nom}	σ_{URA}	σ_{URE}
1	27	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	23	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66
2	24	10^{-5}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	24	10^{-3}	10^{-4}	0.5	1	0.66
3	23	10^{-5}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	23	10^{-4}	10^{-4}	0.5	2	1.32
4	27	10^{-5}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	24	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66
5	24	10^{-5}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	24	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66
6	24	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66
	24	10^{-4}	10^{-4}	0.5	1	0.66

4 仿真结果

4.1 仿真参数设定

假定仿真采用的双星座为 GPS 和 Galileo 组合,对 ISM 在合适的范围内任意设置不同的 6 组参数,如表4所示,仿真时间为 3 d,仿真步长为 300 s,使用历书根据时间计算卫星位置^[15],在全球范围内按经纬度 10° 的间隔划分网格,取网格点的经纬度作为用户坐标。全球范围内的可用性以仿真时间段内服务可用时间比率超过 99.5% 的用户占总用户的比率表示。

4.2 优化前后的子集数量及可用性对比

分别使用标准的和优化后的子集构造方法进行仿真验证,优化前后子集数量的对比见表 5,优化后子集数量从几百或几千优化到几十个,可用性的对比见表 6,在 6 组仿真中,优化前后可用性的最大差异为 3%。

表 5 优化前后子集数量范围及仿真用时对比

Table 5 Comparison of subset number range and simulation time before and after optimization

组别	子集数量		仿真用时/min		用时比
	优化前	优化后	优化前	优化后	
1	92 ~ 352	26 ~ 52	82	24	3.4
2	92 ~ 2 325	26 ~ 49	603	34	17.7
3	79 ~ 301	24 ~ 48	78	21	3.7
4	106 ~ 352	28 ~ 53	87	23	3.8
5	92 ~ 301	26 ~ 49	80	22	3.6
6	92 ~ 301	26 ~ 49	77	20	3.9

对所有用户,统计其在仿真时间内可用时间占总时间的比率 f ,以此作等高线图,在 6 组参数设定下,算法优化前后的全球 ARAIM 可用性如图 3 ~ 图 8 所示。可见,每组参数在优化前后的全球可用性趋势保持一致,可用性高的用户在优化后仍具有高可用性,可用性低的用户在优化后仍具有低可用性,优化算法不影响可用性。

表 6 优化前后的算法可用性比较

Table 6 Algorithm availability comparison before and after optimization

组别	算法可用性/%	
	优化前	优化后
1	63.4	60.5
2	96.9	96.6
3	8.18	8.49
4	100	100
5	97.7	98.2
6	97.5	97.5

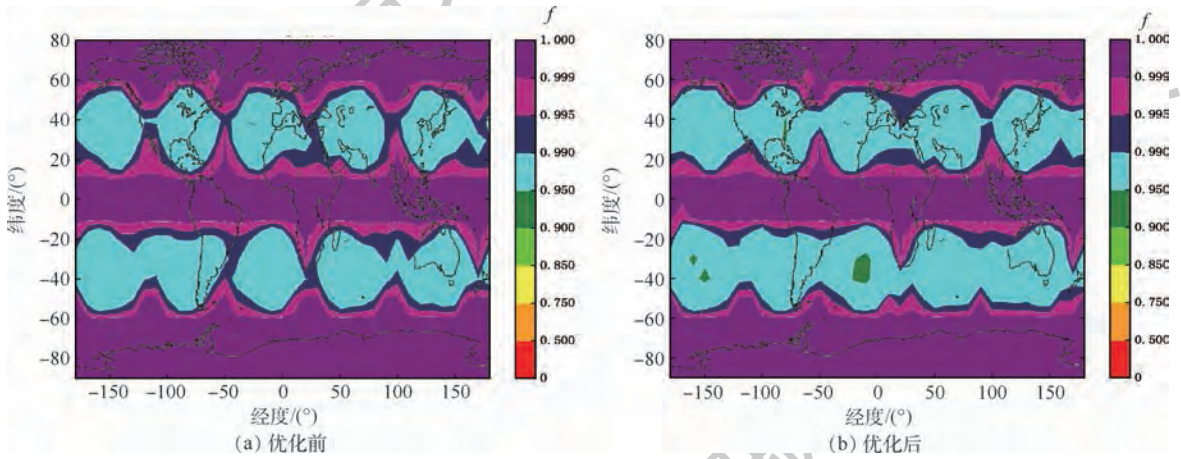


图 3 第 1 组参数下的全球可用性

Fig. 3 Global availability under the first set of parameters

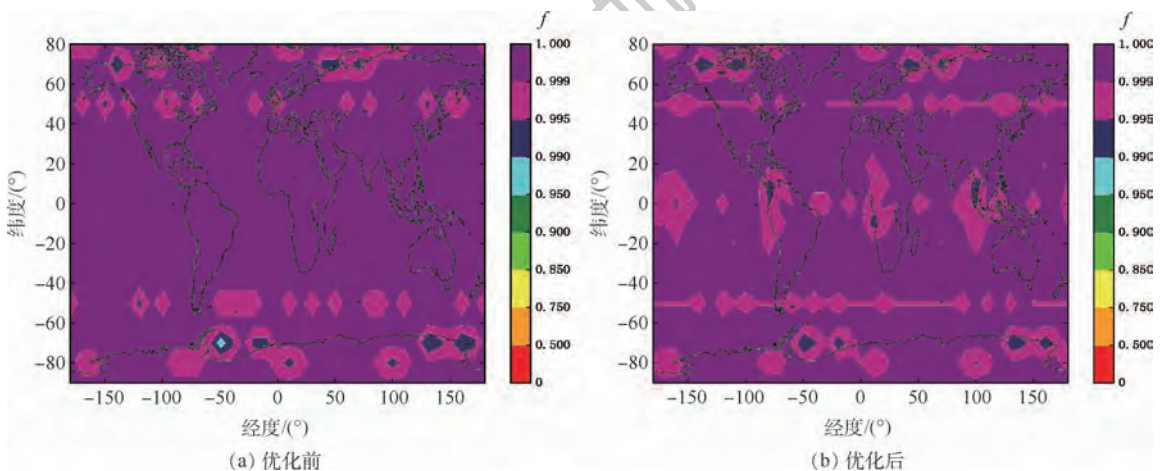


图 4 第 2 组参数下的全球可用性

Fig. 4 Global availability under the second set of parameters

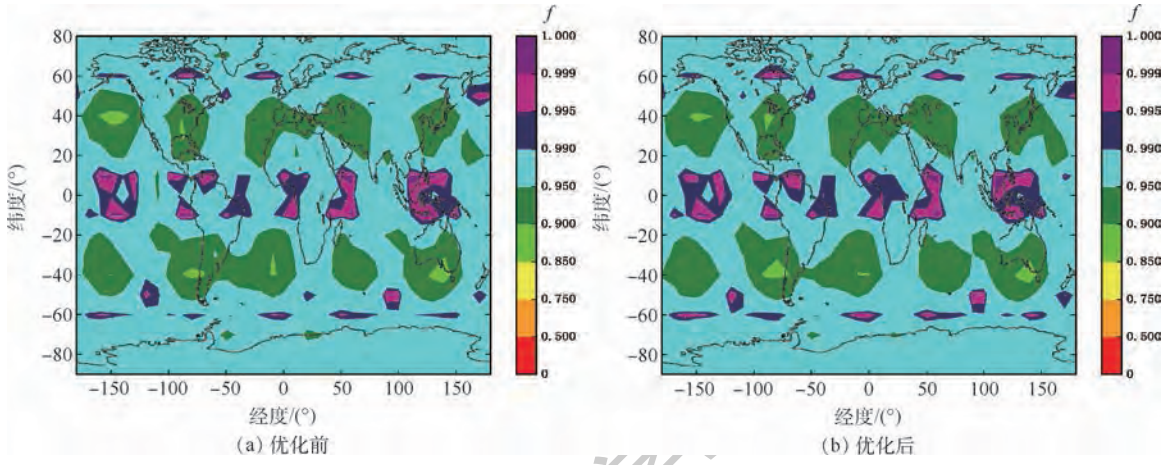


图5 第3组参数下的全球可用性

Fig.5 Global availability under the third set of parameters

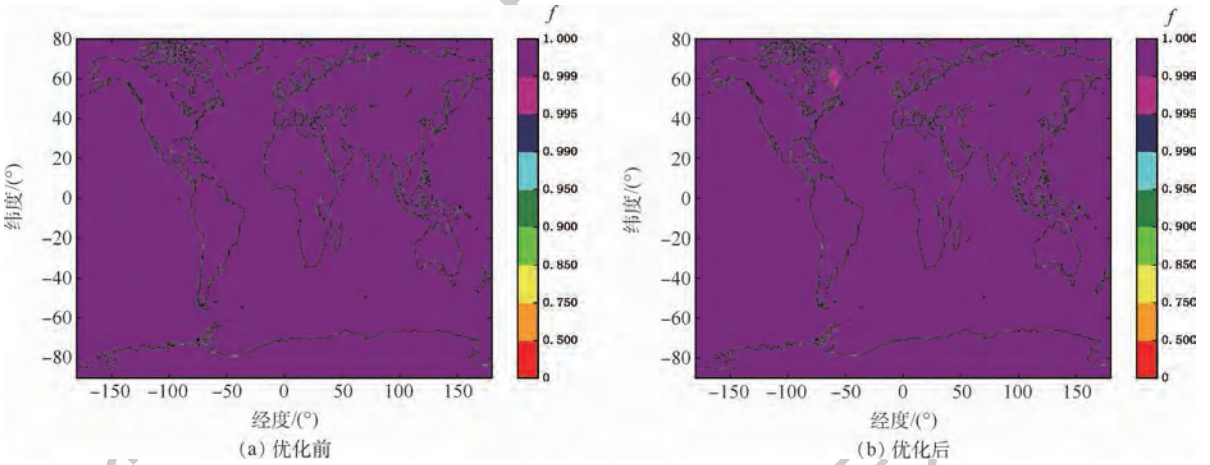


图6 第4组参数下的全球可用性

Fig.6 Global availability under the fourth set of parameters

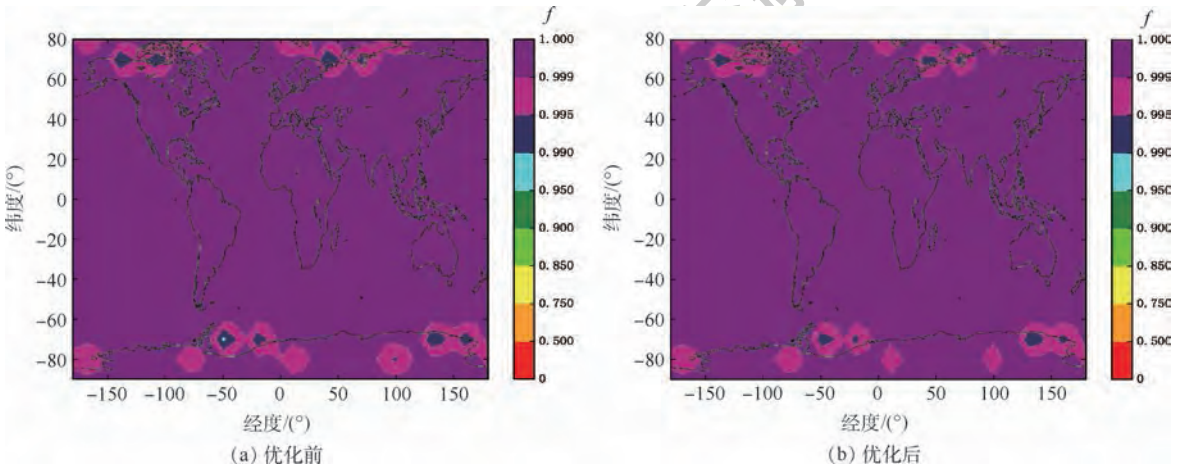


图7 第5组参数下的全球可用性

Fig.7 Global availability under the fifth set of parameters

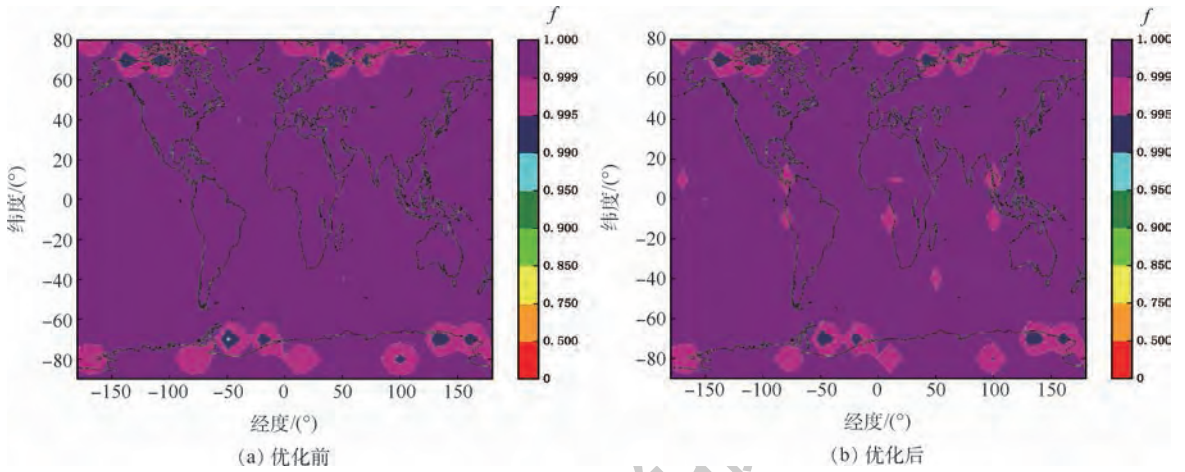


图 8 第 6 组参数下的全球可用性

Fig. 8 Global availability under the sixth set of parameters

5 结 论

1) 减少子集数量可以提高 ARAIM 算法的效率,降低对机载接收机的硬件要求。

2) 双星座情况下,使用一个子集代替多个子集,并以 PDOP 变化作为判决量的方法可以提高算法至少 2 倍的效率,对最终的可用性影响可以忽略。

3) 本文方法是一种简单可行的方法。

本文方法适用于双星座情况下,更多星座参与时,子集代替的规则仍需分析验证。

参考文献 (References)

- [1] GEAS Panel. GNSS evolutionary architecture study; Phase I-Panel report[R]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2008 : 36-39.
- [2] GEAS Panel. Phase II of the GNSS evolutionary architecture study[S]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2010 : 27-99.
- [3] Working Group C, EU-U. S. ARAIM technical subgroup interim report[R]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2012 : 22-34.
- [4] Working Group C, EU-U. S. ARAIM technical subgroup milestone 2 report[R]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2015 : 69-73.
- [5] Working Group C, EU-U. S. ARAIM technical subgroup milestone 3 report[R]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2016 : 73-97.
- [6] WALTER T, BLANCH J, ENGE P. Reduced subset analysis for multi-constellation ARAIM[C] // Proceedings of the 2014 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. Manassas; The Institute of Navigation, 2014 : 89-98.
- [7] GE Y S, WANG Z P, ZHU Y B. Reduced ARAIM monitoring subset method based on satellites in different orbital planes[J]. GPS Solutions, 2017, 21 : 1443-1456.
- [8] 葛奕杉. 多星座 H-ARAIM 的可用性预测优化算法研究[D]. 北京:北京航空航天大学, 2017 : 11-32.
- [9] GE Y S. Research on optimization availability predicting algorithm of H-ARAIM based on multi-constellation[D]. Beijing: Beihang University, 2017 : 11-32 (in Chinese).
- [9] BLANCH J, WALTER T, ENGE P. Fixed subset selection to reduce advanced RAIM complexity[C] // Proceedings of the 2018 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. Manassas; The Institute of Navigation, 2018 : 88-98.
- [10] BLANCH J, WALTER T, ENGE P, et al. A proposal for multi-constellation advanced RAIM for vertical guidance[C] // Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas; The Institute of Navigation, 2011 : 2665-2680.
- [11] Working Group C, EU-U. S. ARAIM concept of operation[R]. Washington, D. C. : Federal Aviation Administration, 2017 : 1-7.
- [12] ICAO. Aeronautical telecommunications[M]. Montreal; International Civil Aviation Organization, 2018 : 3-72.
- [13] BLANCH J, WALTER T, ENGE P. Exclusion for advanced RAIM; Requirements and a baseline algorithm[C] // Proceedings of the 2014 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. Manassas; The Institute of Navigation, 2014 : 99-107.
- [14] 丛丽, 谈展中. 提高卫星导航定位精度和实时性的选星算法[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(10) : 1914-1917.
- [14] CONG L, TAN Z Z. Satellite selection algorithm to improve precision and real-time performance of GPS positioning[J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(10) : 1914-1917 (in Chinese).
- [15] Global Positioning Systems Directorate. Navstar GPS space/navigation user interfaces; IS-GPS-200K[EB/OL]. (2019-05-06) [2019-09-20]. <https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200K.pdf>.

作者简介:

刘金鑫 男, 硕士研究生。主要研究方向: 先进接收机自主完好性监测。

李锐 男, 博士, 高级工程师。主要研究方向: 卫星导航完好性。

Method for reducing number of ARAIM subsets based on subset inclusion

LIU Jinxin¹, TENG Jitao², LI Rui^{1,*}, WANG Junjun¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. Unit 95899 of PLA, Beijing 100085, China)

Abstract: Advanced Receiver Autonomous Integrity Monitoring (ARAIM) technology can be used for integrity monitoring in multi-constellation combination positioning. The Multi-Hypothesis Separation Solution (MHSS) standard algorithm, recommended by the ARAIM technology subgroup, may produce lots of subsets to bring heavy computational load. Aimed at this problem, in the dual-constellation combined positioning scenario, by analyzing the inclusion relationship between subsets and the change of Position Dilution of Precision (PDOP), a method of reducing the number of subsets by using one subset to replace multiple subsets is proposed. This method can significantly reduce the number of subsets. The simulation results under different parameters show that the efficiency of the optimized algorithm is at least tripled, and the maximum ARAIM availability difference before and after optimization is no more than 3%.

Keywords: Advanced Receiver Autonomous Integrity Monitoring (ARAIM); Multi-Hypothesis Separation Solution (MHSS); dual-constellation; subsets; Position Dilution of Precision (PDOP)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0530

基于 EDT 的扫描测试压缩电路优化方法



李松^{1,2,*}, 赵毅强^{1,2}, 叶茂^{1,2}

(1. 天津大学 微电子学院, 天津 300072; 2. 天津市成像与感知微电子技术重点实验室, 天津 300072)

摘 要: 为了在集成电路可测试性设计(DFT)中实现更有效的测试向量压缩,减少测试数据容量和测试时间,采用嵌入式确定性测试(EDT)的扫描测试压缩方案分别对S13207、S15850、S38417和S38584基准电路进行了优化分析,通过研究测试向量和移位周期等影响测试压缩的因素,提出了固定测试端口和固定压缩率的扫描测试压缩电路优化方法。结果表明,在测试端口数量都为2,压缩率分别为12、14、16和24时具有较好的压缩效果,与传统自动测试向量生成(ATPG)相比,固定故障的测试数据容量减小了3.9~6.4倍,测试时间减少了3.8~6.2倍,跳变延时故障的测试数据容量减少了4.1~5.4倍,测试时间减少了3.8~5.2倍。所提方法通过改变测试端口数和压缩率的方式讨论了多种影响测试压缩的因素,给出扫描测试压缩电路的优化设计方案,提高了压缩效率,并对一个较大规模电路进行了仿真验证,可适用于集成电路的扫描测试压缩设计。

关键词: 可测试性设计(DFT); 扫描测试压缩; 测试数据容量; 测试时间; 嵌入式确定性测试(EDT); 自动测试向量生成(ATPG)

中图分类号: TN47

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)08-1601-09

可测试性设计(DFT)技术是解决超大规模集成电路测试的有效途径,随着芯片规模越来越大,测试数据容量和测试时间也会不断增加,自动测试仪(ATE)需要提供更多的测试内存和测试端口,增加了芯片的测试难度。扫描测试的压缩设计通过在电路中加入测试压缩逻辑,使用较少的测试端口实现了测试激励解压缩和测试响应压缩,因此可以有效减少测试数据容量和测试时间。

国内外学者提出了许多测试压缩方法,如基于 Variable-Tail 编码压缩技术和周期可重构压缩方法^[1-2],李晓维等^[3]对2种压缩技术也进行了相关研究。向东等^[4]提出了重新配置扫描森林的设计架构,通过结构分析对扫描触发器分组,使得所有测试向量可以并行加载且不会导致重名问题,显著减少了测试数据容量、测试时间以及测试

功耗。后续向东等^[5]又针对 LOC (Launch-on-Capture) 延时故障测试数据难以压缩问题,提出了新的扫描设计架构,通过合并扫描触发器在相同的群组,显著减少了测试数据容量和测试时间,并且保证了故障覆盖率。其中 Rajsiki 等^[6]提出的嵌入式确定性测试(EDT)测试压缩方法已经嵌入到了 Mentor 公司的电子设计自动化(EDA)工具,广泛应用在芯片可测试性设计中。对测试压缩电路进行优化设计可以提高扫描测试的压缩效率,如 Liu^[7]、Huang^[8]等通过共享 EDT 测试通道的方式解决了多核片上系统(SoC)测试引脚资源有限的问题。Czysk 等^[9]提出了低功耗的测试压缩技术,通过减少测试向量无关位在测试移位时的翻转次数来降低测试功耗。上述研究针对扫描测试电路进行了共享通道和低功耗等方面的优化

收稿日期: 2019-09-29; 录用日期: 2020-01-15; 网络出版时间: 2020-01-19 14:53

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200117.1350.003.html

* 通信作者。E-mail: keeps_833@163.com

引用格式: 李松, 赵毅强, 叶茂. 基于 EDT 的扫描测试压缩电路优化方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1601-1609.
LI S, ZHAO Y Q, YE M. Optimization method of scan test compression circuit based on EDT[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1601-1609 (in Chinese).

设计,目前少有从测试向量和移位周期等测试压缩结果的角度对扫描测试压缩电路优化方面的研究。

为此,本文针对 ISCAS'89 基准电路进行了基于 EDT 压缩结构的扫描测试压缩设计^[10],提出了固定测试端口和固定压缩率的扫描测试压缩电路优化方法,通过分析不同测试向量、移位周期和测试端口等仿真数据对覆盖率、测试数据容量和测试时间的影响,给出了扫描测试压缩电路的优化设计方案,提高了测试压缩效率。

1 EDT 压缩原理及设计流程

EDT 的压缩设计是在扫描链输入和输出周围加入额外的逻辑,通过较少的外部扫描通道来控制内部较多数量的扫描链,产生一组新的经过压缩的测试向量,加入的压缩逻辑没有改变电路本身的逻辑功能,图 1 为 SoC 设计中典型 EDT 结构^[11]。

图 2 为在外部扫描测试通道为 2 时传统自动测试向量生成 (ATPG) 和 EDT 压缩逻辑的对比^[12]。传统 ATPG 使用了 2 条较长扫描链来完成扫描测试,EDT 逻辑将相同数量的扫描单元配置成多个由解压缩器和压缩器驱动的较短扫描链,ATE 设备只需 2 个测试输入和输出通道,且扫描链长度短很多,因此测试周期和测试数据比传统 ATPG 少得多,芯片测试对测试设备内存要求也更小,可以使用更便宜的测试设备,降低测试成本。

基于 EDT 的扫描压缩设计流程如图 3 所示。主要分为以下几步:首先对未加入扫描测试的寄存器传输级 (RTL) 电路进行综合和扫描链插入,生成带有扫描测试电路的网表;然后针对扫描测试电路生成 EDT 压缩逻辑,并产生 EDT 综合脚本和测试描述文件 TPF 和 Dofile;之后将 EDT 电

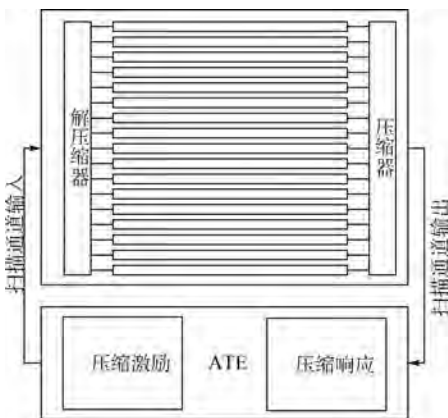


图 1 EDT 压缩结构^[11]

Fig. 1 Structure of EDT compression^[11]

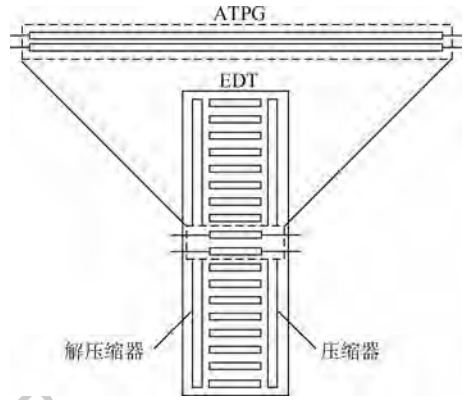


图 2 EDT 压缩逻辑与传统 ATPG 对比

Fig. 2 EDT compression logic compared with traditional ATPG

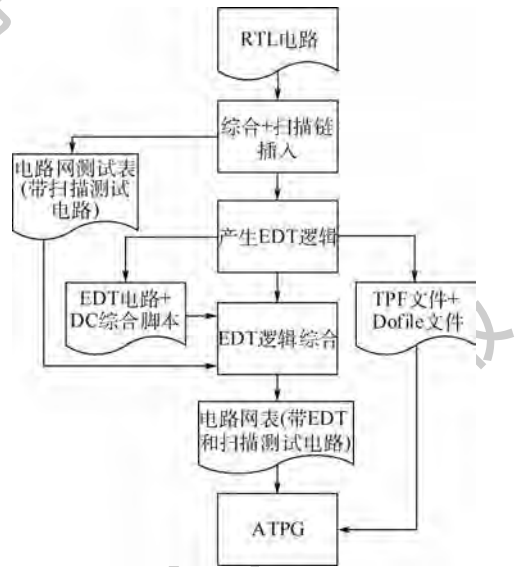


图 3 EDT 压缩设计流程

Fig. 3 EDT compression design flow

路通过综合脚本与带扫描链的电路进行逻辑综合,生成带有压缩逻辑的扫描测试电路网表;最后使用 ATPG 工具生成压缩的测试向量。其中使用 Synopsys 的 DC (DFT Compiler) 完成扫描链的插入以及 EDT 电路的综合^[13],使用 Mentor 的 Testent shell 完成 EDT 压缩逻辑的生成以及测试向量的产生^[14]。

2 扫描测试压缩的优化

2.1 测试数据容量和测试时间

芯片的扫描测试分为测试初始化、测试移位和测试捕获 3 个过程。在测试初始化后,每条测试向量都会依次完成测试数据的移位和测试输出的捕获,其中移位占据了扫描测试的绝大部分时间,在只考虑扫描移位周期的条件下,扫描测试数据容量 V 和测试时间 T 分别可以通过式(1)、式(2)计算^[15]。

$$V = NPC \quad (1)$$

$$T = \frac{PC}{F_{re}} \quad (2)$$

式中: N 为扫描测试端口数量; P 为测试向量数量; C 为测试向量移位周期个数; F_{re} 为 ATE 提供的测试时钟频率。其中测试向量数量取决于 ATPG 工具生成的数量,与扫描链的数量有关,而测试向量的移位周期取决于最长扫描链的长度。

在扫描测试中,ATE 提供了一定的内存容量用于存储测试向量,对于测试数据容量较大的芯片,ATE 设备需要更多的内存,同时 ATE 提供的最高测试时钟频率也影响了测试效率。考虑测试压缩后的结果,EDT 压缩逻辑通过减少测试端口数量和扫描链长度显著减少了测试数据容量和测试时间,由式(1)、式(2)可知,不同扫描链长度和数量对测试压缩结果有较大影响,因此在扫描链压缩设计之前,通过测试压缩分析综合考虑扫描测试的测试端口数量、测试向量数量以及测试移位周期个数多种影响因素,确定扫描链的长度和数量配置方式,可以提高 EDT 电路的压缩效果。

2.2 EDT 测试压缩影响因素

1) 压缩率:扫描测试压缩的设计需要考虑测试电路的压缩率,压缩率为扫描链的条数比上扫描测试端口数。一般来说芯片可用于测试的端口数量是有限的,EDT 压缩结构使用较少扫描测试通道解决了测试端口不够用问题,确定了压缩率即可确定扫描链的数量,压缩率 C. R. 的公式为^[16]

$$C. R. = \frac{N_{ca}}{N_{cn}} \quad (3)$$

式中: N_{ca} 为扫描链的数量; N_{cn} 为扫描通道的数量,即测试端口数。较高的压缩率意味着每个端口能测试到更多的扫描链,提高了扫描测试的并行度。压缩率的提高会导致故障覆盖率的损失,解压缩器通过求解一个满足布尔矩阵的线性方程组来完成测试向量的压缩转换,对于一组测试向量,有效的测试位只占其中很少一部分,因此在压缩率较高的电路中,存在较多的有效测试位数量,会增加解压缩器不可编码测试向量的概率,损失一部分覆盖率。通过压缩率的分析可以衡量压缩率的增加所带来的覆盖率损失程度。

2) 测试向量:扫描测试向量主要有针对于固定故障测试的基本测试向量和针对于延时故障测试的时序测试向量,同时为了保证插入的扫描链测试移位没有问题,ATPG 工具会产生针对于扫描链的测试向量,用 P_b 、 P_s 和 P_c 分别表示基本测试向量数、时序测试向量数和扫描链测试向量数,

则总的测试向量数 P 为

$$P = P_b + P_s + P_c \quad (4)$$

3) 测试周期:在加入 EDT 压缩逻辑的测试电路中,扫描测试的移位周期主要由测试向量的移位周期和 EDT 解压缩器和压缩寄存器配置的额外移位周期组成。除了移位周期占据了主要测试周期外,还需要考虑测试初始化周期和捕获时钟周期,不同类型的测试向量捕获时钟周期是不一样的。固定故障由于只需要检测单点的固定故障值,因此只需要一个捕获时钟周期,对于跳变延时故障,需要检测电路 $0 \rightarrow 1$ 或者 $1 \rightarrow 0$ 的翻转变,因此需要 2 个捕获时钟周期,而扫描链测试向量只有移位的过程,不需要捕获时钟周期,总的测试周期数 C 为

$$C = P_b(C_t + C_a + 1) + P_s(C_t + C_a + 2) + P_c(C_t + C_a) \quad (5)$$

式中: C_t 为测试向量移位周期; C_a 为 EDT 压缩逻辑的额外移位周期; P_b 、 P_s 和 P_c 对应的 3 种测试向量捕获时钟周期分别取 1、2 和 0。

通过上述分析,对于加入 EDT 压缩逻辑的扫描测试电路,由于每条测试向量会引入额外的移位周期去进行解压缩器的初始化,同时考虑固定故障和跳变延时故障的测试向量类型的不同,给出了加入压缩电路后测试数据容量 V' 和测试时间 T' 更为准确的公式为

$$V' = N(P_b + P_s + P_c)(C_t + C_a) \quad (6)$$

$$T' = \frac{P_b(C_t + C_a + 1) + P_s(C_t + C_a + 2) + P_c(C_t + C_a)}{F_{re}} \quad (7)$$

式中:测试数据容量 V' 为所有测试向量激励所占用的位数;测试时间 T' 为所有测试向量完成测试移位和测试捕获所需要的时间。为了研究扫描链个数和 EDT 压缩逻辑额外周期的增加对测试向量的影响,考虑扫描链测试向量所占的百分比 P'_c 以及 EDT 额外移位周期在测试周期所占的百分比 C'_a ,分别可表示为

$$P'_c = \frac{P_c}{P_b + P_s + P_c} \times 100\% \quad (8)$$

$$C'_a = \frac{(P_b + P_s + P_c)C_a}{C} \times 100\% \quad (9)$$

2.3 扫描测试压缩的优化方法

扫描测试电路的压缩设计需要确定以下几个参数:需要的测试端口个数、最大的扫描链长度、选择压缩率的大小等,同时还需要考虑一些限制条件,如测试时间、ATE 测试机台内存容量和可获得的扫描测试端口数量等。在最初的设计周期

中可供做出这些决策的数据是非常有限的,因此本文提出了固定测试端口和固定压缩率的方法去优化扫描测试的压缩设计,如图4所示。

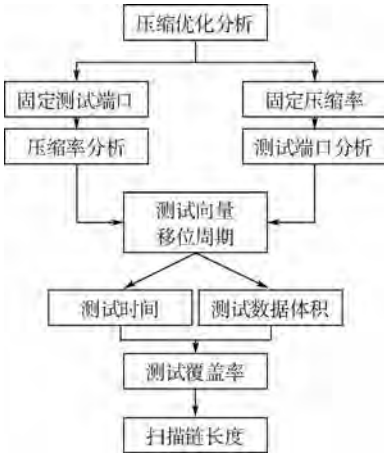


图4 EDT压缩优化方法

Fig.4 EDT compression optimization method

固定测试端口方法可以分析压缩率对扫描测试的影响,在测试端口数不变条件下通过增加压缩率的方式来减少扫描链长度,进而减少测试向量的移位周期,找出测试数据容量和测试时间相对较小的压缩率范围。由于扫描移位测试过程中占据绝大部分时间,因此采用这种方式来减少测试数据容量和测试时间效果是非常明显的。

固定压缩率分析方法可以分析测试端口对扫描测试的影响,在压缩率不变的条件下通过增加测试端口数量的方式来减少扫描链长度,进而减少测试向量的移位周期,找出满足测试压缩条件的测试端口数量和扫描链长度范围。这种方法是为了不改变芯片测试压缩的并行度,使用较多的测试端口能够有效减少芯片测试的时间。

采用上述两种扫描测试压缩分析方法,分别对式(4)、式(5)、式(8)和式(9)中测试向量和测试周期等影响测试压缩的因素进行综合研究,并由式(6)和式(7)给出的公式计算出测试数据容量和测试时间,作为压缩设计优化的指导方针,同时通过压缩率的分析确定是否满足故障覆盖率的要求,最终确定扫描链长度、压缩率以及测试端口等参数的取值范围,在减少测试数据容量和测试时间的同时保证故障覆盖率损失在接受的范围内。采用扫描测试压缩的优化方法对ISCAS'89基准电路多组仿真数据分析。表1提供了固定测试端口和固定压缩率相关参数及测试结果的变化趋势,可以作为测试压缩设计的参考,其中:FC为故障覆盖率。

表1 压缩分析参数变化

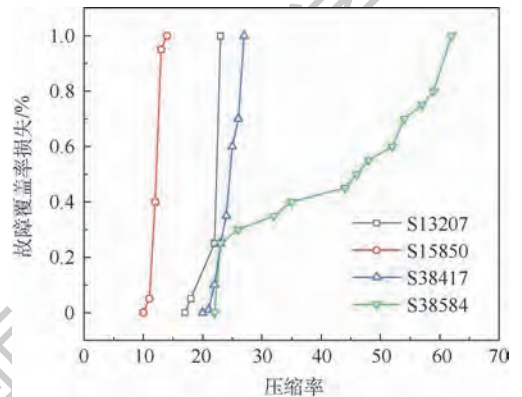
Table 1 Change of compression analysis parameters

测试结果	固定测试端口	固定压缩率
P	增加	基本不变
P'_c	增加	增加
C	先减少后增加	减少
C'_a	增加	增加
FC	减少	基本不变
V'	先减少后增加	增加
T'	先减少后增加	减少

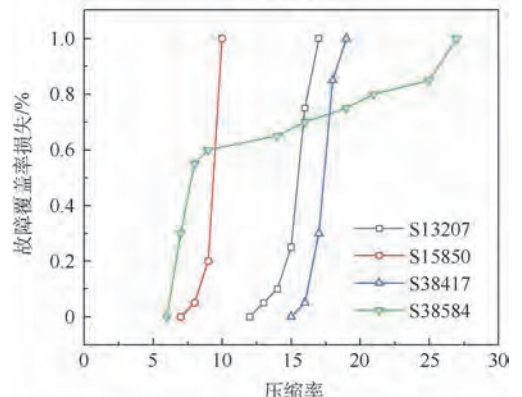
3 仿真结果与分析

3.1 扫描测试压缩影响因素

测试压缩电路会导致故障覆盖率有所损失,且会随压缩率的增加变得越来越大,图5分别给出了上述基准电路固定故障覆盖率和跳变延时故障覆盖率随压缩率从0到1%损失的变化曲线。可以看出,跳变延时故障覆盖率的损失要比固定故障对压缩率的变化更为敏感,不同基准电路的实际电路结构有所不同,故障覆盖率开始出现损失的位置和变化趋势也不一样,S38584电路在压缩率达到20以上时,固定故障覆盖率开始出现损失,而跳变延时故障覆盖率的损失在压缩率为27时就已经达到1%。



(a) 固定故障



(b) 跳变延时故障

图5 ISCAS'89基准电路故障覆盖率损失

Fig.5 Fault coverage loss of ISCAS'89 benchmark circuits

考虑测试向量对测试压缩的影响,对 ISCAS'89 基准电路分别做了固定测试端口和固定压缩率分析。其中固定测试端口压缩方法在测试端口为 2 的情况下,压缩率从 1 增加到 128,固定故障的测试向量数量 P 和扫描链测试向量 P_s 占比 P'_s 如图 6 (a)、6(b) 所示,可以看出随着压缩率(即扫描链数量)的增加测试向量会有明显增加,扫描链测试向量占比也会随之增加,为了避免扫描链测试占用太多测试时间,更有效地测试到逻辑电路,同时避免较多的测试向量数量增加测试数据容量和测试时间,选取了 12~28 的压缩率范围,扫描链测试向量占比小于 20%,测试向量少于 400 条。固定压缩率的方法将 4 个基准电路的压缩率分别设为 12、14、16 和 24,测试端口数从 1 增加到 8,固定故障的测试向量数量 P 和扫描链测试向量占比 P'_s 如图 6 (c)、6(d) 所示,由于压缩率一定,没有改变测试端口的并行度,测试向量数量没有太大变化,扫描链测试向量占比会有小幅度的增加,可以选取较少的测试端口数范围,节约测试端口资源,提高测试效率。

考虑到移位周期对测试压缩的影响,测试端口为 2 时,将压缩率从 1 增加到 128,固定故障的移位周期数 C 和 EDT 额外移位周期占比 C'_a 如图 7(a)、7(b) 所示。可以看出移位周期数随压缩率的增加是有明显降低的,在压缩率为 12~28 的范围内存在一个相对稳定的低值,而随着测试向量数量和 EDT 额外移位周期占比的增加,移位周期数会有一定程度的反弹,在 C'_a 为 45% 以下时,4 个基准电路分别选取压缩率 12、14、16 和 24,测试端口数从 1 增加到 8,固定压缩率分析的移位周期和额外移位周期占比如图 7 (c)、7(d) 所示。同样由于扫描链长度的减少,测试周期数量随测试端口数的增加有明显的减少,但 EDT 额外移位周期占比存在一定程度的增加,选取较少数量的测试端口数可以提高测试向量的效率,节约测试端口资源。

3.2 扫描压缩测试数据容量和测试时间

由式(6)和式(7),图 8 给出了固定测试端口为 2 时固定故障和跳变延时故障测试数据容量和测试时间随压缩率的变化,测试时钟频率为 10 MHz。由图 8 可知,测试数据容量和测试时间随压缩率的提高都有明显减少,在压缩率超过 32 时会有一定程度的增加。根据图 6 (a)、6 (b) 和图 7 (a)、7 (b) 的分析,测试向量数量的增加和 EDT 模块引入的额外移位周期数占据的测试时间比重增大是导致测试数据容量和测试时间增加的主要因素。

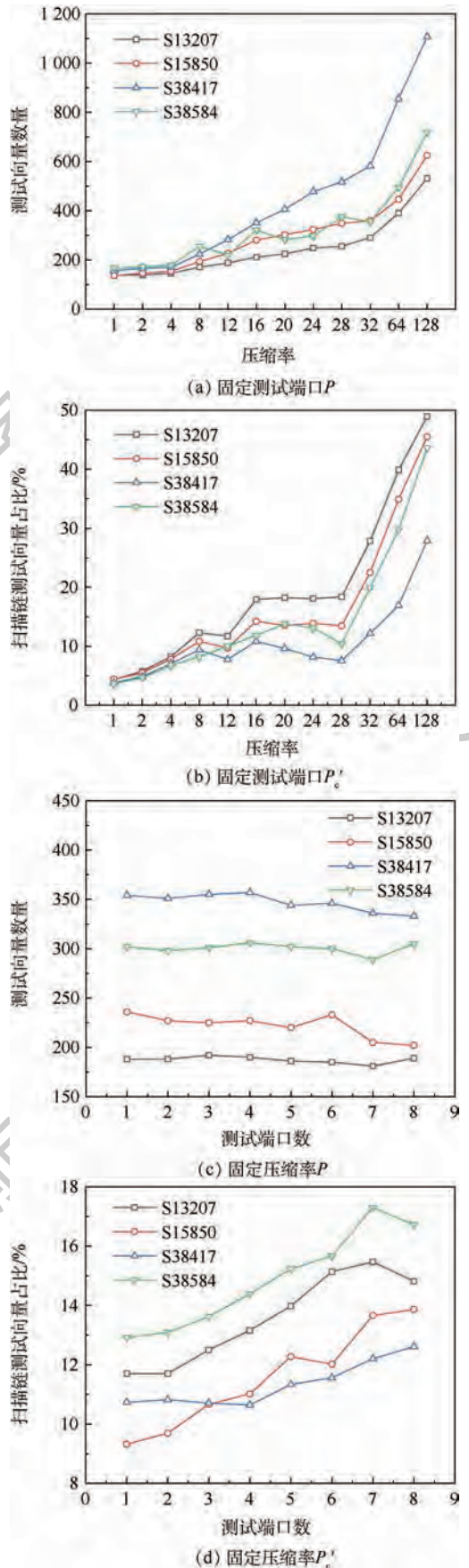


图 6 测试向量数量和扫描链测试向量占比
Fig. 6 Number of test patterns and scan chain test patterns percentage

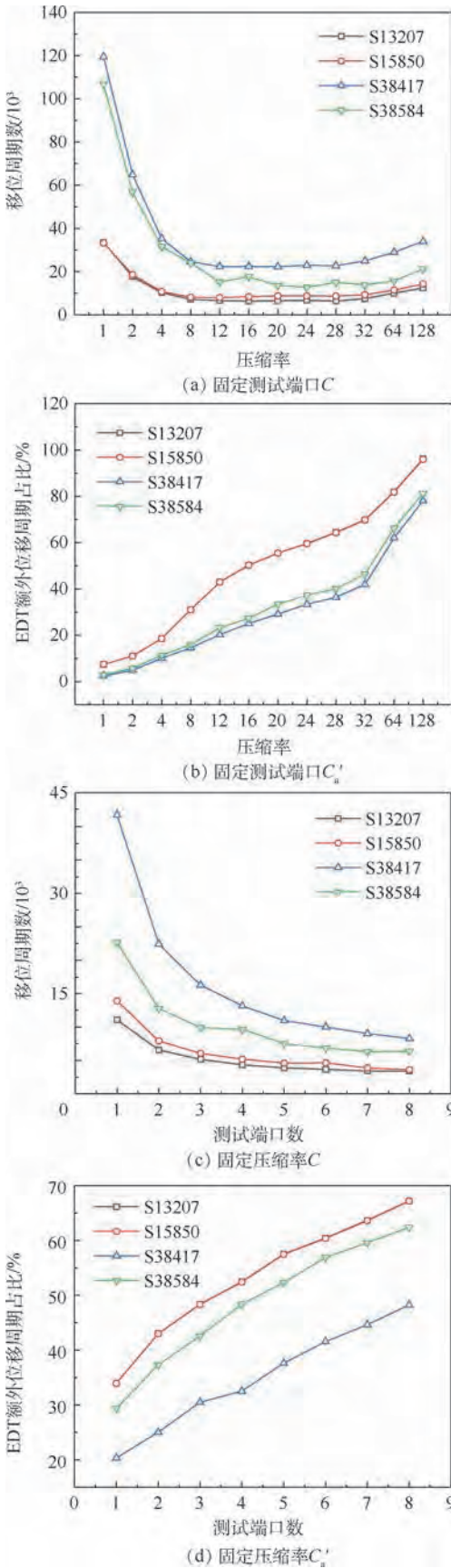


图7 移位周期数和EDT额外移位周期占比

Fig. 7 Shift cycles and EDT additional cycles percentage

综合考虑固定故障和跳变延时故障的测试数据,4个基准电路在压缩率分别为12、14、16和24时分别具有较小的测试数据容量和测试时间。

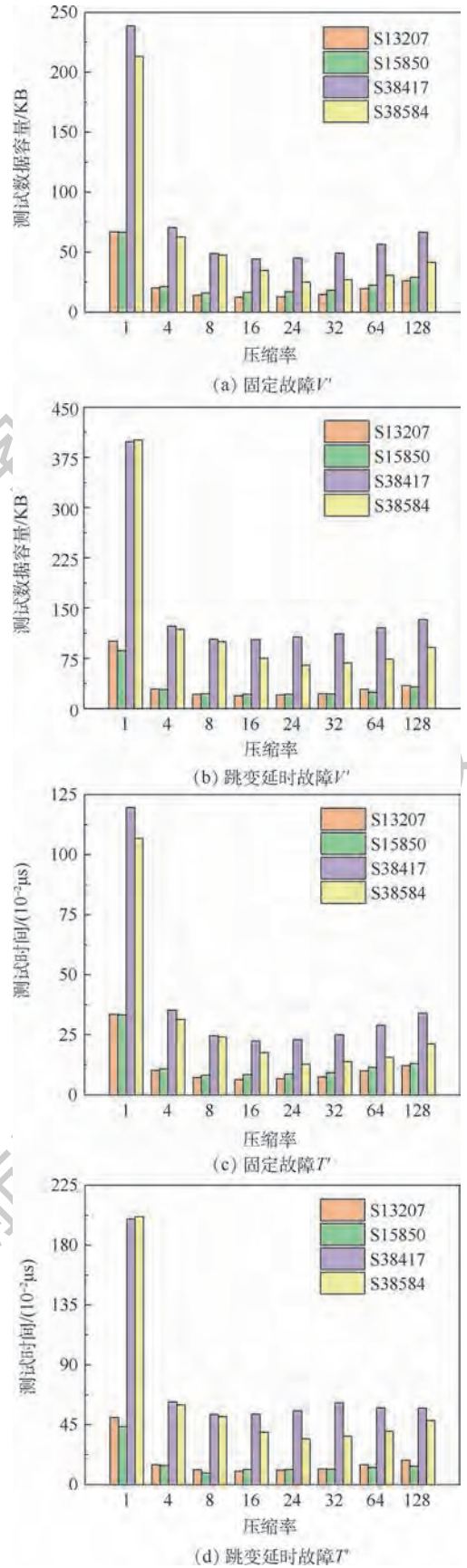


图8 固定测试端口数分析结果

Fig. 8 Analysis results by constant number of test ports

同样根据式(6)和式(7),图9给出了基准电路在压缩率分别固定为12、14、16和24时固定故

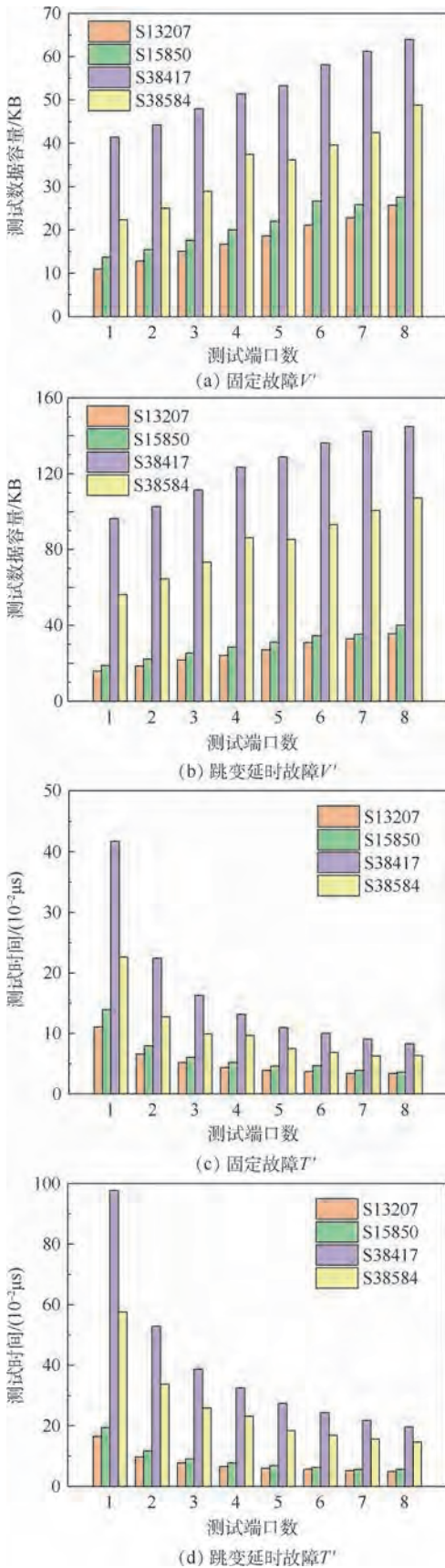


图 9 固定压缩率分析结果

Fig. 9 Analysis results by constant compression ratio

率不变的条件下,测试端口数量由 1 增加到 8,测试数据容量有一定增加,测试时间有明显减少。根据图 6 (c)、6(d)和图 7 (c)、7(d)的分析,固定压缩率减少了移位周期且没有增加测试向量的数量,由于增加了测试向量的纵向宽度,使得测试数据容量有小幅增加,同时扫描链测试向量占比和 EDT 额外移位周期占比都有所增加,而并行测试端口的增加减少了测试时间。

3.3 扫描测试压缩优化结果

由上述分析,测试端口都为 2 时,基准电路压缩率分别选用了 12、14、16 和 24。表 2 为在相同测试端口条件下未经压缩的电路 Bef. 和经过 EDT 压缩优化设计的电路 Aft. 参数对比,压缩电路减少链长的同时增加了一定电路规模,其中: G 为电路门数, FFs 为寄存器数量, L 为扫描链长, F_{an} 为总故障数。

表 2 基准电路参数变化

Table 2 Change of benchmark circuits parameters

基准电路		G	FFs	L	F_{an}
S13207	Bef.	3 404	447	224	12 630
	Aft.	4 009	507	19	14 894
S15850	Bef.	4 168	448	224	16 194
	Aft.	4 874	508	14	19 198
S38417	Bef.	12 690	1 484	742	46 692
	Aft.	13 429	1 550	47	51 892
S38584	Bef.	12 906	1 235	620	51 306
	Aft.	14 126	1 305	26	56 018

表 3 和表 4 分别给出了测试压缩优化设计前后固定故障和跳变延时故障的仿真结果,其中: Div. 为测试数据容量和测试时间减少的倍数。对于固定故障,经过测试压缩优化后各基准电路的故障覆盖率降低了 0.51% ~ 1.68% 不等,测试数据容量减少了 3.9 ~ 6.4 倍,测试时间减少了 3.8 ~ 6.2 倍。对于跳变延时故障,经过测试压缩优化后测试电路的故障覆盖率降低了 0.41% ~ 1.04% 不等,测试数据容量减少了 4.1 ~ 5.4 倍,测试时间减少了 3.8 ~ 5.2 倍。为了验证在较大规模电路中的适用性,对一个实际芯片中 60 万门级子模块电路 SS 进行了优化分析,该电路寄存器数量为 26 576 个,总故障数约为 114 万。分析结果表明,在测试端口为 2,压缩率为 28 时,最长扫描链为 500,扫描链测试向量占比和 EDT 额外移位周期占比分别在 1% 和 8% 以下,测试数据容量和测试时间比压缩前都减少了 20 倍以上。

障和跳变延时故障测试数据容量和测试时间随测试端口数变化,测试时钟频率为 10 MHz。在压缩

表3 固定故障测试压缩优化数据对比

Table 3 Comparison of stuck-at faults test compression optimization data

基准 电路	FC/%		P		P'_c /%	$C/10^3$		C'_a /%	V'/KB		Div. (V')	$T'/(10^{-2}\mu s)$		Div. (T')
	Bef.	Aft.	Bef.	Aft.		Bef.	Aft.		Bef.	Aft.		Bef.	Aft.	
S13207	99.81	98.13	130	176	12.5	29.1	6.1	43.0	58.2	12.0	4.9	29.1	6.1	4.7
S15850	99.94	98.72	144	295	14.0	32.3	8.5	44.2	64.5	16.5	3.9	32.3	8.5	3.8
S38417	100	99.05	156	329	11.6	115.8	21.0	25.0	231.5	41.5	5.6	115.8	21.0	5.5
S38584	99.91	99.40	161	374	10.4	99.8	16.1	37.3	199.6	31.4	6.4	99.8	16.1	6.2
SS	98.16	98.14	4267	5597	0.7	56153.7	2776.1	7.9	112298.9	5541.0	20.3	56153.7	2776.1	20.2

表4 跳变延时故障测试压缩优化数据对比

Table 4 Comparison of transition faults test compression optimization data

基准电路	FC/%		P		P'_c /%	$C/10^3$		C'_a /%	V'/KB		Div. (V')	$T'/(10^{-2}\mu s)$		Div. (T')
	Bef.	Aft.	Bef.	Aft.		Bef.	Aft.		Bef.	Aft.		Bef.	Aft.	
S13207	82.31	81.27	200	253	8.7	44.8	9.1	41.9	89.6	17.2	5.2	44.8	9.1	4.9
S15850	76.34	75.93	175	332	12.0	39.2	10.2	43.8	78.4	19.3	4.1	39.2	10.2	3.8
S38417	94.21	93.63	255	734	5.2	189.2	47.6	24.7	378.4	92.5	4.1	189.2	47.6	4.0
S38584	81.10	80.14	319	874	4.5	197.8	38.4	36.4	395.6	73.4	5.4	197.8	38.4	5.2
SS	84.09	82.80	6830	8790	0.4	89889.6	4368.5	7.3	179751.9	8702.1	20.7	89889.6	4368.5	20.6

4 结 论

本文采用了扫描测试压缩方法对 ISCAS'89 基准电路进行了压缩分析,考虑了基准电路固定故障和跳变延时故障的测试向量和移位周期,并分析了扫描链测试向量占比和压缩电路额外移位周期占比,综合考虑多种影响测试压缩的因素,可以实现测试压缩电路较好的压缩效果。

1) 对于各基准电路,测试数据容量和测试时间都减少了3~6倍不等。在较大规模电路中,由于扫描链较长,且扫描链测试向量占比和压缩电路额外移位周期占比相对较低,因此压缩效果更明显。

2) 在芯片设计中还需要考虑具体设计要求,如测试端口数量限制以及测试成本等,同时不同扫描链配置结构对于测试故障的影响也是需要考虑的因素。

参考文献 (References)

- [1] WANG L T, WU C W, WEN X Q. VLSI test principles and architectures design for testability [M]. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2006: 351-357.
- [2] WANG L T, STROUD C E, TOUBA N. System-on-chip test architectures: Nanometer design for testability [M]. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2007: 118-122.
- [3] 李晓维, 韩银和, 胡瑜, 等. 数字集成电路测试优化 [M]. 北京: 科学出版社, 2010: 13-44.
LI X W, HAN Y H, HU Y, et al. Test optimization of digital integrated circuit [M]. Beijing: Science Press, 2010: 13-44 (in Chinese).
- [4] XIANG D, LI K, SUN J, et al. Reconfigured scan forest for test application cost, test data volume, and test power reduction [J]. IEEE Transactions on Computers, 2007, 56(4): 557-562.
- [5] XIANG D, CHEN Z, WANG L T. Scan flip-flop grouping to compress test data and compact test responses for launch-on-capture delay testing [J]. ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems, 2012, 17(2): 18.
- [6] RAJSKI J, TYSZER J, KASSAB M, et al. Embedded deterministic test [J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2004, 23(5): 776-792.
- [7] LIU X, YU C, QI Y, et al. Case study of testing a SoC design with mixed EDT channel sharing and channel broadcasting [C] // 2016 IEEE 25th North Atlantic Test Workshop (NATW). Piscataway: IEEE Press, 2016: 12-17.
- [8] HUANG Y, KASSAB M, JAHANGIRI J, et al. Test compression improvement with EDT channel sharing in SoC designs [C] // 2014 IEEE 23rd North Atlantic Test Workshop (NATW). Piscataway: IEEE Press, 2014: 22-31.
- [9] CZYSZ D, KASSAB M, LIN X, et al. Low-power scan operation in test compression environment [J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2009, 28(11): 1742-1755.
- [10] MANASY M, DEVIKA K N, MURUGAN S. Performance analysis of embedded deterministic test (EDT) on standard benchmark designs [C] // 2017 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [11] LI G L, ZHAO H, YANG Q, et al. Industrial case studies of SoC test scheduling optimization by selecting appropriate EDT architectures [C] // 2018 IEEE International Test Conference in Asia (ITC-Asia). Piscataway: IEEE Press, 2018: 109-114.
- [12] Mentor Graphics Corporation. Tessent[®] TestKompress[®] user's manual [EB/OL]. [2019-08-17]. <http://support.mentor.com>.
- [13] Synopsys Corporation. DFT compiler, DFTMAX, and DFT-

- MAX™ ultra user guide [EB/OL]. [2019-08-26]. <http://www.synopsys.com>.
- [14] Mentor Graphics Corporation. Tessent® shell reference manual [EB/OL]. [2019-09-13]. <http://support.mentor.com>.
- [15] LI G L, QIAN J, ZUO Y, et al. Scan test data volume reduction for SoC designs in EDT environment [C] // 2013 22nd Asian Test Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2013: 103-104.
- [16] GEBALA M, MRUGALSKI M, MUKHERJEE N, et al. On using implied values in EDT-based test compression [C] // 2014 51st ACM/EDAC/IEEE Design Automation Conference (DAC). Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-6.

作者简介:

李松 男, 硕士研究生。主要研究方向: 集成电路可测试性设计。

赵毅强 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 射频集成电路设计、混合信号集成电路设计、集成电路安全检测技术、安全存储芯片设计、抗攻击技术、光电检测与成像系统设计、传感器系统设计。

叶茂 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 混合信号集成电路设计。

Optimization method of scan test compression circuit based on EDT

LI Song^{1,2,*}, ZHAO Yiqiang^{1,2}, YE Mao^{1,2}

(1. School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology, Tianjin 300072, China)

Abstract: To realize test patterns compression more efficient in integrated circuit Design for Test (DFT), and reduce test data volume and test time, the S13207, S15850, S38417 and S38584 benchmark circuits were analyzed using Embedded Deterministic Test (EDT) scan test compression scheme. By studying the factors that affect test compression such as test patterns and shift cycles, a scan test compression circuit optimization method was proposed with constant test ports and constant compression ratios. The results show that the benchmark circuits have a good compression effect when the number of test ports was set to 2 and the compression ratio was set to 12, 14, 16 and 24 respectively. Compared with the traditional Automatic Test Pattern Generation (ATPG), stuck-at faults test data volume was reduced by 3.9 – 6.4 times, and test time was reduced by 3.8 – 6.2 times; transition faults test data volume was reduced by 4.1 – 5.4 times, and test time was reduced by 3.8 – 5.2 times. By changing the number of test ports and compression ratios, this method discusses various factors that affect test compression and gives an optimized scheme for the scan test circuit compression design. It improved the efficiency of the scan compression test. This method was verified in a large-scale circuit, and the result shows that it can be applied to the design of integrated circuit scan test compression.

Keywords: Design for Test(DFT); scan test compression; test data volume; test time; Embedded Deterministic Test(EDT); Automatic Test Pattern Generation(ATPG)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0531

一种可变锚框候选区域网络的目标检测方法

李承昊¹, 茹乐^{2,*}, 何林远¹, 迟文升^{2,3}

1. 空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038; 2. 空军工程大学 装备管理与无人机工程学院, 西安 710038;

3. 西安电子科技大学 机电工程学院, 西安 710126)



摘 要: 目标检测作为计算机视觉领域的热点问题,目前基于深度学习的目标检测方法可以分为2类:两步检测和一步检测,前者有着较高准确性,后者有着较好速度,但是为提高检测的性能两者都引入了锚机制。为提高目标检测系统的性能,基于深度卷积神经网络的两步检测算法引入了注意力引导(AG)模块,通过对候选区域网络(RPN)的锚机制进行引导,使得对于预选锚框形状的选择更具有多样性;同时针对传统的后处理方式非极大值抑制(NMS)算法存在的误检和漏检的问题,提出了一种置信度因子的NMS(Cf-NMS)算法,对于模型的整体性能有着很大的贡献。实验结果说明,所提方法虽然在速度性能上有略微的下降,但是无论是在RPN变体还是现有的先进算法在准确性方面都有提升。

关键词: 计算机视觉; 目标检测; 深度学习; 候选区域网络(RPN); 非极大值抑制(NMS)

中图分类号: V221⁺.3; TB553

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2020)08-1610-08

随着计算机科学和认知神经科学的不断发展,人们想要研发以及开发能够模拟、延伸和扩展人类智能的理论、方法、技术以及应用系统,自此人工智能这一技术科学诞生。模式识别、机器学习和深度学习等理论的不完善和发展,使得计算机视觉在社会各种领域应用广泛,例如交通、医学、农业等领域都取得了明显的成果。随着计算机视觉领域的蓬勃发展,目标检测作为该领域一个重要任务,在人脸识别、行人跟踪、车牌识别和无人驾驶等领域获得广泛应用^[1]。

在生活中,人们仅仅通过看一眼就可以在很短的时间内知道图像中的物体类别和位置甚至还能获得更为复杂的信息。快速而又准确的目标检测方法能够使机器扮演视觉处理的角色,从环境中发现目标、定位目标并分析目标,为计算机后续

判读、推理并决策提供可靠保证^[2]。随着深度学习的广泛应用,目标检测方法已经从传统的基于手动设计特征算法向基于深度学习计算机自动提取特征算法发展。目前目标检测方法一般被分为两大类:一类是基于一体化卷积神经网络的一步检测(One-stage),如YOLO^[3]、SSD^[4]等;另一类是以R-CNN^[5]模型为基础的两步检测(Two-stage),以模型为基础对两步检测进行不断地改进,出现了一系列具有代表性的算法Fast R-CNN^[6]、Faster R-CNN^[7]等。近年来,目标检测方法不断追求更好的特征提取网络、更高效的训练方法、更完善的分类方式和更有效的样本后处理,涌现出许多具有更好性能的算法如Cascade R-CNN^[8]、Mask R-CNN^[9]和FPN^[10]等。

人的视觉系统对于通过人眼接收到的图像是

收稿日期: 2019-09-29; 录用日期: 2019-11-01; 网络出版时间: 2019-11-19 11:07

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191119.0951.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61701524); 中国博士后科学基金(2019M653742); 陕西省自然科学基金基础研究计划(2017JM6071)

* 通信作者. E-mail: ru-le@163.com

引用格式: 李承昊, 茹乐, 何林远, 等. 一种可变锚框候选区域网络的目标检测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1610-1617. LI C H, RU L, HE L Y, et al. Target detection method for region proposal network with variable anchor box[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1610-1617 (in Chinese).

进行选择性处理,基于注意力机制(Attention Mechanism)的神经网络被广泛应用到各个领域。模型可以利用注意力机制通过训练不断提取更为有效的注意区域,从而提升模型的性能。文献[11]中提出了一种基于注意力引导机制的网络来克服大图像成像像素饱和度失调的问题;文献[12]提出了图注意网络利用掩蔽自注意层来提升模型的性能解决了许多理论问题;文献[13]提出了一种三步注意力引导卷积网络来对肺部医学图像进行分类进而提高了准确率。

受以上方法启发,本文提出了一种基于注意力机制的候选区域网络(RPN),运用注意力引导(AG)模块对 Faster R-CNN^[7]的 RPN 进行改进,并采用局部训练和全局训练相结合,独立地训练改进的 RPN 和整体地训练整个网络结构相结合,通过注意力机制不断降低分类和回归误差,提高了识别性能。同时本文根据改进的 RPN 网络引入一种置信度因子非极大值抑制(NMS)算法,虽然对于速度性能有小幅度的下降,但是对于模型的准确性有着显著的提高。本文在标准数据集 MS COCO 2007^[14]进行了综合实验,实验结果也证明该方法有着较好的准确性能。

1 相关工作

本节主要对与本文工作最为相关的目标检测方法和深度学习算法进行分析。目标检测的目的是检测出图像中每一个目标的位置和类别。根据以往的经验,可变形组件模型及其改进算法一直是一个很好的解决办法。这些算法利用人工描述的特征,如 HOG^[15]和 SIFT^[16]等,来对整幅图像进行扫描获取大致目标区域。传统的目标检测方法利用滑动窗法来大致确定目标位置,虽然实现较为简单,但是这种几乎遍历的方法造成计算量较大,耗费时间多。随着深度学习的广泛应用, R-CNN^[5]、Fast R-CNN^[6]中的选择性搜索(Selective Search)算法通过采用边缘、显著性、形状等特征来寻找感兴趣区域,虽然相比滑动窗法有所改进但仍然不满足实际需求无法完成端到端的训练。Faster R-CNN^[7]的 RPN 利用深度卷积神经网络提取的特征来寻找感兴趣的候选区域,能够真正地实现端到端的训练。从该系列算法的发展可以看出,改进主要围绕如何寻找更为有效的候选区域这一问题。

RPN 是 Faster R-CNN^[7]中至关重要的一个环节,其输入是由深度卷积神经网络提取出的特征

图,其输出是候选建议区域。整个网络的作用是寻找目标可能存在的区域并进行粗检测,同时由于 RPN 减小了计算冗余也大大地缩短了计算时间。网络通过输入的任意尺度图片的特征图,利用滑动窗口在卷积特征图上进行滑动获取多个锚。锚(Anchor)机制是 RPN 中比较重要的一个方法,是以得到的每个锚点的中心位置为基准,根据本文已经设定的 9 种不同的长宽比、不同的尺度对应映射得到锚框,再通过忽略超出边界的锚框来去掉多余重叠区域,至此本文就分别得到了感兴趣的原图区域和感兴趣的特征图区域(见图 1)。两者正是依靠锚机制来相互联系。接下来就是对候选区域进行前景与背景的粗检测,RPN 在此任务上分成 2 层进行处理:一层是 soft-max 分类层,输出是锚点所对应 2 个分类信息,背景的分(不是目标)和前景的分(是目标),识别锚框内是否含有目标;另一层是边框回归层,输出是锚框的 4 个位置信息(中心点的 x 和 y ,整个框的长度和高度)来定位候选区域的位置。至此, Fast R-CNN^[6]通过独立的网络从特征图上获取一幅图像的候选区域并且已经对该区域进行了粗检测。由于 RPN 是独立的网络所以可以实现端到端的训练,可以通过反向传播算法对候选建议网络参数进行调优,同时增加了模型的可移植性。

NMS 算法一直以来就是行之有效的后处理方式其实质是通过抑制非极大值数据来搜索局部极大值。目前在基于深度学习的目标检测领域 NMS 算法被广泛使用,它的目的是从目标产生的多个候选框选择最为合理的候选框。文献[17]提出了一种基于“抑制覆盖检测”和“重叠判据”的改进 NMS 算法在行人检测中降低误检概率;文献[18]提出了一种连续比例因子 NMS,降低了算法对于固定阈值的依赖。

RPN 的核心作用就是在提取图像特征的过程中来完成对于候选框的选择操作,RPN 最大的

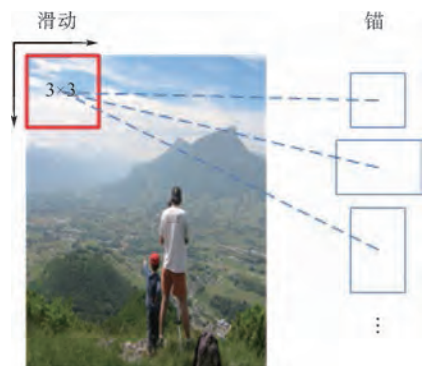


图 1 锚点映射

Fig. 1 Anchor mapping

优点也在此,减少了重复提取特征的过程。同时,由于RPN的存在Faster R-CNN^[7]真正成为了能够实现端到端的目标检测框架。但是,RPN也存在这一些问题,仍然无法达到实时检测的目的,对于候选框的分类和回归计算量仍然很大。不同锚点所产生的锚框尺寸是相同因此缺乏多样性进而导致小目标检测效果不是很好。传统的NMS算法虽然计算速度较快,但是对于阈值依赖过大,容易造成误检和漏检。本文改进的RPN的锚框大小和尺寸不在固定并且能够更好地包围目标。同时基于传统NMS算法存在的问题,引入置信度因子减少了对于阈值的依赖性。通过实验发现本文提出的方法与现存一些先进算法相比具有很好的准确性。

2 可变锚框的RPN网络

本文的目标检测系统是在Faster R-CNN^[7]上进行改进的,改进的RPN网络主要包括两部分:

一部分是AG模块,该模块运用注意力机制引导RPN搜寻更有效的锚框;另一部分是NMS算法的改进,通过引入置信度因子加强目标检测系统对已经获取的锚框进行有效的后处理。首先,对整体网络框架进行了简要分析;其次,介绍了AG模块的设计思想和特性;最后,对使用的基于置信度因子的NMS算法进行分析。

2.1 网络框架

本文网络框架(见图2)是在Faster R-CNN^[7]基础上进行改进,输入图像通过特征提取网络得到特征图,AG模块利用特征图对目标锚框的种类进行预先选择,利用AG模块提供的信息来指导RPN进行锚框的选择,在后端去除冗余的过程中,与传统的处理方式不同,引入了置信度因子的NMS(Cf-NMS)算法来去除多余锚框并保留有效锚框。其后生成候选框,后端网络与传统两步检测相同,进行池化和全卷积得出最终检测结果。

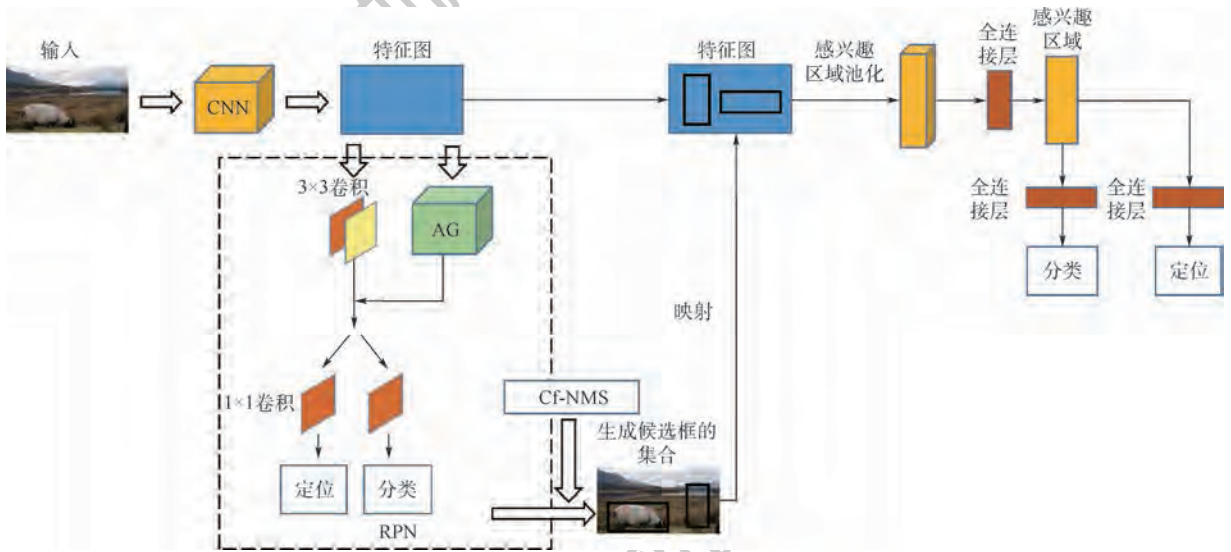


图2 网络框架

Fig. 2 Network framework

2.2 注意力引导模块

锚机制是今年以来比较流行的寻找目标位置的方法。具体来说就是将预定义的纵横比和大小的锚放置在特征图上,而其中锚框的尺度以及纵横比都是根据经验预先定义好的,本文的目的是为了寻找一种更高效的可学习的锚框的搜索方案。考虑到对于某个固定类别的目标其实其形状以及大小是类似的或者说是相关的。AG模块的工作原理如下:目标的形状和大小可以用2个参数来表征(s, r), s 为目标的尺度大小, r 为目标的纵横比。该模块的任务可以归结在已知图像特征图,来寻求目标的尺度大小以及纵横比,假设本文

在一个给定图像上画出一个物体的大致区域,则可以考虑这个物体的区域其尺度大小和纵横比,以 I 为条件的分布则可以写为

$$p(s, r | I) = p(s | I)p(r | s, I) \quad (1)$$

式中: $p(s, r | I)$ 为输入图像 I 存在的目标尺度为 s 和纵横比为 r 的概率。

本文将对于目标区域的搜寻分别注意力集中在目标区域的大小以及纵横比,根据式(1)设计了对于锚框选择的AG模块如图3所示,同样预先定义几种可以选择的锚框的种类。假定一组尺度 s_1, s_2, \dots, s_n 和一组纵横比 r_1, r_2, \dots, r_m , S 和 R 分别对应尺度空间和纵横比空间,然后相互组合

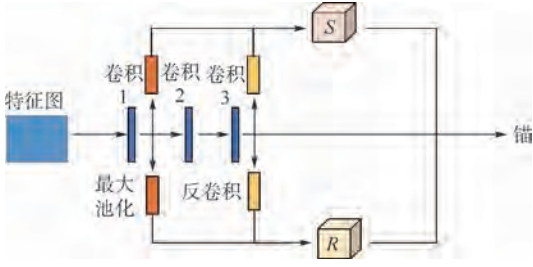


图 3 注意力引导模块

Fig. 3 Attention guidance module

就会有 $n \times m$ 个可供选择的锚框形状。即 AG 模块的锚框选择空间 A 为

$$A \in \{(s_1, r_1), (s_1, r_2), \dots, (s_1, r_m), (s_2, r_1), \dots, (s_n, r_m)\} \quad (2)$$

该模块由两部分组成,分别用于对目标区域的大小和纵横比进行预测。在特征图上锚点的选择仍然采取滑动窗口的方法,这样的选择能够更完备以及不遗漏地确定目标的中心点。对于锚框的选择具体来说,依据给定的特征映射也就是从特征提取网络获取的特征图 I ,该部分对于每个确定的中心点进行大小和纵横比的预测,生成对于每个锚点的几组优化组合。在本文的网络结构中,使用了 2 个子网络分别用于对目标区域大小和纵横比进行预测,利用特征图进行一次卷积后通过最大池化层进行再次降维,保留最强特征,再经过 2 次卷积后再利用反卷积,将反卷积与最大池化层相结合分别生成含有 S 和 R 单通道映射。在此,本文的结构与原算法中相比,不像原来锚的选择方法采用固定的穷举法对于形状的选择,因为对于目标的每个锚来说与它的形状是有一定的关系的。在实验中本文对于 2 种空间内种类,相互组合也就是说有 25 种可供选择的种类 $n, m = 5$,从中预测 2 类尺度大小和 3 类纵横比也就是说最后选择 6 种锚框对目标进行检测。

2.3 置信度因子的 NMS 算法

对于现阶段的目标检测系统,每个要识别的目标都有多个锚框,但是目标检测任务要求最终的结果是每个目标分类对应于一个框,因此需要对冗余的锚框进行去冗余。传统的 NMS 是一种贪心算法,将检测框的置信度分数从大到小排列,将分数最大的检测框作为抑制框(该算法认为分数最大的即为目标框),将其余的框与抑制框做交并比(Intersection over Union, IoU)运算,移除所有 IoU 值大于预设阈值 T ,重复上述运算再找到新的抑制框,直至没有锚框可以抑制为止。

$$R_{\text{IoU}} = \frac{\text{area}(C) \cap \text{area}(G)}{\text{area}(C) \cup \text{area}(G)} \quad (3)$$

式中: R_{IoU} 为交并比; G 为由贪心方式选择出来的抑制框; C 为待选择的目标框。

虽然在算法的第 1 步对于预选框进行根据置信度从大到小排列,但是对于检测框的移除并未考虑置信度,只是依据 IoU 与固定阈值进行对检测框的选择会造成错误检测。存在这样的 2 种情况:①当检测的 2 个目标相邻甚至有较大重叠时,如果仅仅依靠 IoU 作为条件判定会将存在目标的检测框移除造成漏检。②当目标的部分结构被检测框选中时,如果仅仅以 IoU 作为条件判定,由于目标部分结构较小所以 IoU 较小不会将该种目标框保留造成误检。

针对以上这种情况,本文在贪心 NMS 算法的基础上提出了一种 Cf-NMS 算法,将判定函数进行改进,引入置信度因子 μ ,改进抑制目标框的条件,优化锚框后处理方式进而提高检测的准确性。置信度因子 μ 是目标框与预选框的置信度分数之间的关系,当两者分数相近时,置信度因子通过降低改进的 U 函数来优化抑制条件。

$$\mu_i = 1 - \lg\left(\frac{c_i}{c_m} + 1\right) \quad (4)$$

$$U = \mu R_{\text{IoU}} =$$

$$\left[1 - \lg\left(\frac{c_i}{c_m} + 1\right)\right] \frac{\text{area}(C) \cap \text{area}(G)}{\text{area}(C) \cup \text{area}(G)} \quad (5)$$

式中: μ_i 为检测框 i 的置信度因子; c_i 为检测框 i 的置信度分数; c_m 为抑制框的置信度分数。

3 实验结果和分析

本节先介绍利用所提改进方法对 Faster R-CNN^[2] 中的 RPN 进行改进,然后用改进的模型进行端到端的训练获得目标检测模型,最后对比验证模型的检测效果并分析。

3.1 训练

对于本文所提出的框架为了使其能够完成端到端方式的训练,本文以多任务损失函数完成对其的优化。在传统的分类损失 L_{cls} 和回归损失 L_{reg} 的基础上,引入了尺度损失 L_a 和纵横比损失 L_r , 2 种附加损失。它们共同优化模型,损失公式为

$$L = \omega_1 L_a + \omega_2 L_r + L_{\text{cls}} + L_{\text{reg}} \quad (6)$$

式中: ω_1 和 ω_2 为 AG 模型参数。

为了确定最佳锚框的选择,首先,将锚框的真实值相匹配,接下来从尺度空间和纵横比空间中预测最佳的参数来更好地覆盖真实目标。本文中锚点位置的选择与经典 RPN 相一致,对于与真实值的匹配不存在较大的问题,同时尺度空间和纵横比空间本质也是预定义的空间,所以可以直接

将锚框分配给真实值的包围框,使该锚生成的框产生最大的 IoU 值。AG 模块是对锚的选择进行引导并不是起决定性作用,对于损失函数的选择, L_a 和 L_r 均采用 smooth L1 损失,分类损失和回归损失采用传统的损失函数。

3.2 实验设置

1) 平台环境为:处理器为 Intel(R) i7-8750H CPU@2.20 Hz 2.20 GHz,安装内存为 8 GB,操作系统为 Windows 64 位,显卡为 NVIDIA GeForce GTX 1050Ti 4 GB,实验框架为 Caffe。

2) 数据集:在经典的 MS COCO 2007^[14] 数据集上进行实验。

3) 实验细节:选择广泛使用的 ImageNet^[19] 作为本文的主干网络。对于输入图像,为了保持尺度和纵横比,不对输入图像进行过多的预处理。对于尺度空间和纵横比空间分别设置为 $S = \{128, 192, 256, 384, 512\}$ 和 $R = \{0.5, 0.8, 1, 1.2, 2\}$ 。在 Cf-NMS 算法中,通过大量的试验性实验得到阈值选取 0.6 有着更好的效果,所以在模型的整体检测过程中阈值选择 0.6。对于多任务损失函数设置 AG 模型参数 $\omega_1 = 0.5$, $\omega_2 = 0.1$,在训练中总共训练了 5 epoch,初始学习率设置为 0.01。

4) 评价指标:为获得更为全面有效的锚框选择,所以实验以平均查全率(AR)作为评价候选区域的好坏。在不同的 R_{IoU} (0.5~0.9) 进行平均查全率的比较。 AR_{100} 、 AR_{300} 和 AR_{500} 分别对应于每幅图像 100、300 和 500 个建议的平均查全率; AR_s 、 AR_m 和 AR_l 分别对应于小型、中型以及大型目标选取 100 幅图像计算的平均查全率。在进行改进的 NMS 算法和模型整体准确性性能的比较中,本文采用平均准确度(mAP)作为性能度量参数(下标的含义与 AR 相同)。

3.3 实验结果

本文首先对改进的 RPN 与原 RPN 以及 RPN 的一些变体进行 AR 的比较。“RPN + AG”为引入 AG 模块的改进 RPN,“RPN + 9 anchors”和“RPN + 12 anchors”分别对应于 RPN 固定的 9 种和固定的 12 种锚框,其中的 NMS 算法仍为传统贪心 NMS 算法,按照此方式对本文改进的 RPN 进行平均查全率的评估。接下来,本文又对 Cf-NMS 算法与传统的贪心算法、抑制覆盖检测的 NMS^[17] 和连续比例因子的 NMS^[18] 在不同阈值下平均准确度的比较。最后,对本文提出的整体的目标检测模型与现有一些先进方法进行比较,如 Cascade R-CNN^[8]、Mask R-CNN^[9] 和 FPN^[10]。

如表 1 所示,本文方法对于候选区域的平均查全率性能明显要优于传统 RPN 和固定种类的 RPN。从中也可以发现,本文方法对于小目标会有更好的效果,分析其原因:传统的方法由于固定的锚框尺度和纵横比的限制对于小目标不能做到很好的识别。对于不同目标,锚框的选择不再同传统方法一样,不同目标有着同种类型的锚框选择,而是会生成更符合目标的锚框种类。同时可以发现,本文方法虽然在运行速度上有所增加,但仍在可接受的范围内。

从表 2 中可以得出,本文的 Cf-NMS 算法对于目标有着更好的准确率。当阈值等于 0.6 时,本文方法相比其他算法精度提升了约 2%。当阈值大于 0.6 时,本文方法仍然具有较好的性能。原本检测框中被抑制的正样本由于阈值的增大被保留,降低了漏检,实现了较好的效果。通过实验本文也发现随着阈值的升高,检测准确度呈现先增加后降低的趋势,这是由于当阈值很低时,许多不含有目标的锚框没有被有效地抑制造成了准确度低的情况,当阈值很高时,正负样本的比例不均衡造成了准确率的降低。

检测结果示例和检测性能比较如图 4 和表 3 所示。在与上述 3 种先进算法的对比中可以发现,本文方法无论是在不同 R_{IoU} 阈值下的准确度还是在平均准确度都有所提高。在小型、中型以及大型目标的测试中可以发现,虽然本文方法对于小型和中型目标的检测查准率与先进算法相比有着很好的提升,但是对于大型目标本文方法与 Cascade R-CNN^[8] 相比,性能提升并没有达到预期的效果。

表 1 候选区域的平均查全率

Table 1 Average recall rate of region proposal

方法	AR_{100}	AR_{300}	AR_{500}	AR_s	AR_m	AR_l	运行时间/s
RPN + 9 anchors	45.7	53.4	57.8	28.7	52.8	63.9	0.09
RPN + 12 anchors	50.2	56.6	58.3	33.9	58.2	67.5	0.09
RPN + AG	53.2	60.2	61.3	39.6	62.3	70.2	0.11

表 2 不同 NMS 算法的 mAP 的实验结果

Table 2 Experimental results of mAP by different NMS algorithms

方法	mAP/%				
	$R_{IoU}=0.3$	$R_{IoU}=0.4$	$R_{IoU}=0.5$	$R_{IoU}=0.6$	$R_{IoU}=0.7$
贪心 NMS	69.6	70	69.1	64.4	56.6
Ccdfs-NMS ^[17]	70.6	70.1	69.5	64.6	56.8
Seg-NMS ^[18]	71.5	71.4	68.8	64.6	57.0
Cf-NMS	72.1	71.5	69.4	66.3	60.9

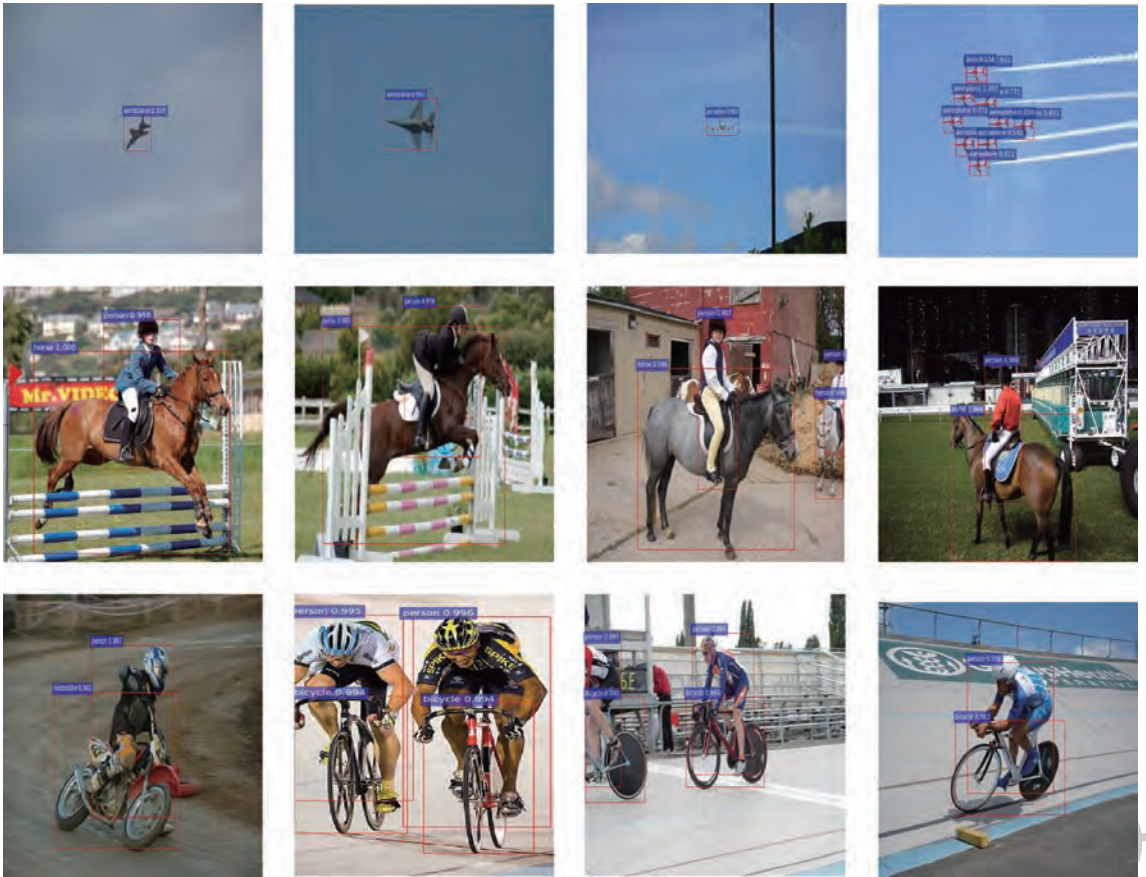


图 4 检测结果示例

Fig.4 Sample of test results

表 3 检测性能比较

Table 3 Comparison of detection performance

算法	AP	AP ₅₀	AP ₇₅	AP _s	AP _M	AP _L
FPN ^[10]	36.2	59.1	39.0	18.2	39.0	48.2
Mask R-CNN ^[9]	39.8	62.3	43.4	22.1	43.2	51.2
Cascade R-CNN ^[8]	42.8	62.1	46.3	23.7	45.5	55.2
AG + Cf-NMS + Faster R-CNN	43.6	62.8	47.4	24.1	46.8	55.3

4 结论

1) 本文提出了一种基于注意力引导的可变锚框 RPN,其通过 AG 模块来预测目标的尺度和纵横比,来引导锚框的选择。与传统方法相比,不同目标的锚框不再是固定的种类。在与传统 RPN 和 RPN 一些变体比较实验中,所提方法也在平均查全率上有较好的提升。

2) 所提方法在召回率方面比 RPN 高。针对传统的后处理方式贪心 NMS 算法出现的误检和漏检的问题,在抑制判别条件中引入了置信度因子,增加了算法的准确度。同时所提方法在平均查全率上相比于传统的 RPN 有所提高。

通过实验发现所提方法还是存在不足。虽然

通过 AG 模块以及 Cf-NMS 算法来对模型进行改进,但是仍然受限于预定义的锚框选择空间集。下一步工作希望改进方法使 RPN 在寻找感兴趣区域算法方面不过分依赖于参数设定。

参考文献 (References)

- [1] 方路平,何杭江,周国民.目标检测算法研究综述[J].计算机工程与应用,2018,54(13):11-18.
FANG L P, HE H J, ZHOU G M. Research overview of object detection methods [J]. Computer Engineering and Applications, 2018, 54(13): 11-18 (in Chinese).
- [2] 刘栋,李素,曹志冬.深度学习及其在图像物体分类与检测中的应用综述[J].计算机科学,2016,43(12):13-23.
LIU D, LI S, CAO Z D. State-of-the-art on deep learning and its application in image object classification and detection [J]. Computer Science, 2016, 43(12): 13-23 (in Chinese).
- [3] REDMON J, DIVVALA S, GIRSHICK R, et al. You only look once: Unified, real-time object detection [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2016: 779-788.
- [4] LIU W, ANGUELOV D, ERHAN D, et al. SSD: Single shot multibox detector [C] // European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2016: 21-37.
- [5] CHEN C, LIU M Y, TUZEL O, et al. R-CNN for small object detection [C] // Asian Conference on Computer Vision. Berlin:

- Springer,2016;214-230
- [6] GIRSHICK R. Fast R-CNN[C] // Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press,2015;1440-1448.
- [7] REN S, HE K, GIRSHICK R, et al. Faster R-CNN: Towards real-time object detection with region proposal networks [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence,2017,39(6):1137-1149.
- [8] CAI Z, VASCONCELOS N. Cascade R-CNN: Delving into high quality object detection [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press,2018;6154-6162.
- [9] HE K, GKIOXARI G, DOLLÁR P, et al. Mask R-CNN [C] // Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press,2017;2961-2969.
- [10] LIN T Y, DOLLÁR P, GIRSHICK R, et al. Feature pyramid networks for object detection [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press,2017;2117-2125.
- [11] YAN Q, GONG D, SHI Q, et al. Attention-guided network for ghost-free high dynamic range imaging [EB/OL]. (2019-04-23) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1904.10293>.
- [12] VELIČKOVIĆ P, CUCURULL G, CASANOVA A, et al. Graph attention networks [EB/OL]. (2018-02-04) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1710.10903>.
- [13] GUAN Q, HUANG Y, ZHONG Z, et al. Diagnose like a radiologist: Attention guided convolutional neural network for thorax disease classification [EB/OL]. (2018-01-30) [2019-09-20]. <https://arxiv.org/abs/1801.09927>.
- [14] LIN T Y, MAIRE M, BELONGIE S, et al. Microsoft COCO: Common objects in context [C] // European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer,2014;740-755.
- [15] DALAL N, TRIGGS B. Histograms of oriented gradients for human detection [C] // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press,2005;886-893.
- [16] LOWE D G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints [J]. International Journal of Computer Vision,2004,60(2):91-110.
- [17] 张强,张陈斌,陈宗海.一种改进约束条件的简化非极大值抑制 [J].中国科学技术大学学报,2016,46(1):6-11.
ZHANG Q,ZHANG C B,CHEN Z H. A simplified non-maximum suppression with improved constraints [J]. Journal University of Science and Technology of China,2016,46(1):6-11 (in Chinese).
- [18] 赵文清,严海,邵绪强.改进的非极大值抑制算法的目标检测 [J].中国图象图形学报,2018,23(11):1676-1685.
ZHAO W Q,YAN H,SHAO X Q. Object detection based on improved non-maximums suppression algorithm [J]. Journal of Image and Graphics,2018,23(11):1676-1685 (in Chinese).
- [19] KRIZHEVSKY A, SUTSKEVER I, HINTON G E. ImageNet classification with deep convolutional neural networks [C] // Advances in Neural Information Processing Systems. Red Hook: Curran Associates Inc.,2012;1097-1105.

作者简介:

李承昊 男,硕士研究生。主要研究方向:计算机视觉、航空电子信息及其智能化。

茹乐 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:抗干扰通信、航空电子信息及其智能化。

何林远 男,博士,副教授。主要研究方向:图像去雾、超分辨率重建、模式识别。

Target detection method for region proposal network with variable anchor box

LI Chenghao¹, RU Le^{2,*}, HE Linyuan¹, CHI Wensheng^{2,3}

(1. Aeronautics Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Equipment Management and Unmanned Aerial Vehicle Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

3. School of Mechano-Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710126, China)

Abstract: Object detection is a hot topic in the field of computer vision. At present, object detection methods based on deep learning can be divided into two categories: two-stage detection and one-stage detection. The former has higher accuracy, while the latter has better speed. In order to improve the performance of detection, anchor mechanism is introduced in both categories. In this paper, Attention Guidance (AG) module is introduced in the two-stage detection method based on the deep convolutional neural network, which guides the anchor mechanism of Region Proposal Network (RPN), making the selection of preselected box shape more diversified. At the same time, to solve the problem of false detection and missed detection in the traditional post-processing Non-Maximum Suppression (NMS) algorithm, a Confidence factor NMS (Cf-NMS) method is proposed, which makes a great contribution to the overall performance of the model. Experiment results showed that, although it has a slight decrease in speed performance, the proposed method has an improvement in accuracy in both the RPN variant and the existing advanced method.

Keywords: computer vision; object detection; deep learning; Region Proposal Network (RPN); Non-Maximum Suppression (NMS)

Received: 2019-09-29; **Accepted:** 2019-11-01; **Published online:** 2019-11-19 11:07

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191119.0951.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61701524); China Postdoctoral Science Foundation (2019M653742); Natural Science Basic Research Program of Shaanxi (2017JM6071)

* **Corresponding author.** E-mail: ru-le@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0533

一种新型低功耗 SRAM 读写辅助电路设计



郭春成^{1,*}, 郝旭丹², 陈霏¹

(1. 天津大学 微电子学院, 天津 300072; 2. 中芯国际集成电路制造有限公司, 北京 100176)

摘 要: 针对低电压下静态随机存储器(SRAM)出现的读写性能损失的问题,设计了一种应用于低功耗 SRAM 的两步控制(DSC)的字线电压辅助电路技术,可以同时实现读和写辅助的功能,降低 SRAM 的最小工作电压从而降低功耗。写辅助通过字线开启前段的字线过驱(WLOD)实现,提高写数据速度和写阈值(WM);读辅助通过字线开启后段的字线欠驱(WLUD)实现,降低静态噪声,提高稳定性。通过在 28 nm 互补金属氧化物半导体(CMOS)工艺下,对 256 Kbit SRAM 进行前仿和后仿真实验证,结果表明相比于传统结构,应用 DSC 字线电压技术的 SRAM 的最小工作电压降低 100 mV,写时间减小 10%,静态功耗降低 30%,版图面积增大 4%。

关键词: 静态随机存储器(SRAM); 低功耗; 两步控制(DSC); 最小工作电压; 静态功耗

中图分类号: TN47

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2020)08-1618-07

静态随机存储器(SRAM)凭借其性能和兼容性的优势,被广泛应用于超大规模集成电路(VLSI)中。但是,随着半导体技术的发展,SRAM 设计也面临着越来越多的挑战。其中,金属-氧化物-半导体(MOS)场效应晶体管的特征尺寸不断减小,使 SRAM 的容量以及集成度增加,SRAM 的功耗也随着容量和集成度的增加而增加^[1]。同时,智能手机、物联网等应用技术的进步对 SRAM 的功耗提出了更高的要求。因此,设计一款低功耗的 SRAM 是十分有意义的。

SRAM 的功耗按工作状态可以分为动态功耗和静态功耗^[2]。动态功耗主要由工作频率来决定,而静态功耗主要由各类泄漏电流组成。随着 SRAM 特征尺寸进入到亚微米级别,静态功耗变得越来越重要^[1]。而降低 SRAM 的静态功耗最为直接有效的方式是降低 SRAM 的电源电压

(V_{DD})^[3]。虽然降低电源电压可以使静态功耗呈指数下降,但是,SRAM 的稳定性也会随着电源电压的下降而下降,甚至当 SRAM 器件工作电压下降到最小工作电压(V_{MIN})以下时,会出现存储单元失效的现象。

在低电压下提高 SRAM 存储单元稳定性的方法有很多,最为广泛应用的 2 种方法为改变存储单元结构和增加辅助电路结构。其中,改变存储单元结构是将传统的 6 个晶体管(6T)的存储单元结构增加为 7T^[4] 或 8T^[5] 甚至更多晶体管^[6-7] 的结构。这种方法固然可以提高 SRAM 的稳定性,但是增加的晶体管会显著的增加 SRAM 器件的面积以及功耗,这一现象对大容量的 SRAM 来说尤为明显。

除此之外,增加辅助电路也是一种广泛使用的方法。然而,传统的辅助电路在提高读或者写

收稿日期: 2019-10-09; 录用日期: 2020-02-08; 网络出版时间: 2020-02-17 11:56

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200214.2332.006.html

基金项目: 国家自然科学基金(61501323)

* 通信作者. E-mail: 3013204294@tju.edu.cn

引用格式: 郭春成, 郝旭丹, 陈霏. 一种新型低功耗 SRAM 读写辅助电路设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1618-1624. GUO C C, HAO X D, CHEN F. Design of a novel read and write assisted circuit in low power SRAM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1618-1624 (in Chinese).

单一性能的同时会造成另一种性能或稳定性的损失。针对上述情况,本文采用分步控制字线电压的两步控制(DSC)技术,可以降低 SRAM 器件的 V_{MIN} ,并且提升工作在 V_{MIN} 下的写阈值(WM)的同时不牺牲稳定性。

1 SRAM 存储单元的稳定性分析

1.1 存储单元结构

图 1 所示为传统 6T 存储单元结构。图中: I_{NOISE} 、 I_{LEAK} 、 I_{KEEP} 和 I_{WRITE} 分别为噪声电流、泄漏电流、保持电流和写入电流; M1、M2 为上拉 MOS 管, M3、M4 为传输 MOS 管, M5、M6 为下拉 MOS 管。随着 V_{DD} 下降,存储单元内部节点的状态越来越容易受到噪声的干扰而发生改变,从而导致失效。存储单元失效通常发生在电源电压小于规定的 V_{MIN} 时,而 V_{MIN} 通常由静态噪声容限(SNM)和 WM 来决定。

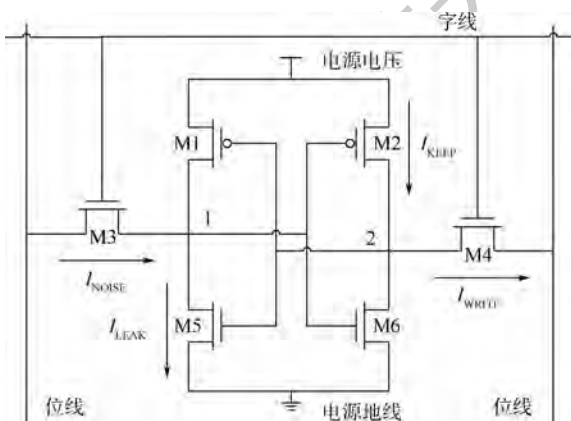


图 1 传统 6T 存储单元结构

Fig. 1 Conventional 6T bit-cell structure

1.2 稳定性分析

通过分析图 1 所示存储单元的 SNM 和 WM 得到的 V_{MIN} 的大小在一定程度上代表着 SRAM 的稳定性强弱^[8]。

当 SRAM 读写数据时,SNM 和 WM 受字线、位线以及电源线电压的影响。降低字线和位线电压可以减少 I_{NOISE} ,从而提高全选单元和半选单元的 SNM^[9-10]。而增大字线电压或是降低存储单元电源电压(V_{DDC})等方法,可以使内部节点更容易翻转,从而提高全选单元的 WM^[11-13]。

然而,字线或是位线电压的降低会使写入电流 I_{WRITE} 减小,引入额外的写数据时间以及 WM 的损失,甚至在一定条件下使写操作失效。而字线电压的增大以及存储单元电源电压的降低会使 SNM 下降;负位线电压(NBL)则需要额外的电容器件来驱动,引入额外的面积损失。

2 传统辅助电路与 DSC 字线电压技术

2.1 传统辅助电路

为了解决上述问题,设计者们通常同时使用读和写辅助电路技术来同时提高读写能力。字线欠驱(WLUD)和 NBL 的结合^[14]以及 V_{DDC} 和 NBL 的结合^[13],可以在提高 SNM 的同时提高写入数据的速度和 WM。但是,因为这 2 种方法都用到了应用在位线上的 NBL 技术,额外的电容带来了面积损失。同时,位线连接在存储单元传输门 MOS 管 M3 和 M4 的源漏极。随着 SRAM 容量的增大,单根位线上的阻性负载也变得越来越重,电压下降的现象也越来越严重,这使得 NBL 技术无法作用于全部存储单元。而字线连接在传输门 MOS 管 M3 和 M4 的栅极上,随着 SRAM 容量的增大,字线上增加的容性负载只会影响到 SRAM 的时序,字线辅助电路技术对字线电压的改变会完整传输到每个 MOS 管。Song 等^[10]提出的双瞬态字线电压技术(DTWL)在 WLUD 技术的基础上,在字线开启的后端加入字线过驱(WLOD)技术,目的是让 SRAM 在慢 N 型 MOS 管(NMOS)快 P 型 MOS 管(PMOS)这样写性能较差的工艺角也能使数据成功写入。但是由于字线电压在 WLUD 后升高至 WLOD,其写数据的速度至少降低了 15%。

2.2 DSC 字线电压技术

针对这种情况,本文设计并采用 DSC 技术,结合 WLUD 和 WLOD 技术。图 2 所示为 DSC 字线电压技术原理示意图。其中,过驱电压(V_{DDOD})由 SRAM 外部的低压差线性稳压器(LDO)来提供,对于多个 SRAM 器件组成的大规模 SRAM 阵列,所有 SRAM 共享一个 LDO,因此,额外的 LDO 器件并不会引入过多的面积损失。而欠驱电压(V_{DDUD})则由 SRAM 内部产生。

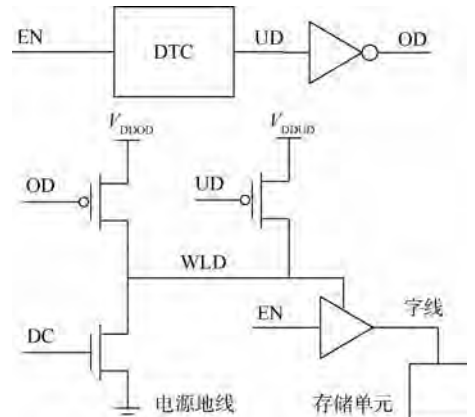


图 2 DSC 字线电压技术原理示意图

Fig. 2 Schematic diagram of DSC word-line voltage technique principle

当字线打开时,使能信号 EN 有效,延时时间控制模块(DTC)经过过驱时间 T_{OD} 延迟后将欠驱使能信号 UD 拉低使欠驱电压选通,同时在下拉 MOS 管栅极产生一个脉冲信号 DC 使字线驱动信号 WLD 的电压 V_{WLD} 下降至欠驱电压。在本方案中,过驱时间 T_{OD} 占全部字线开启时间 T_{WL} 的比例影响着 SRAM 的读写速度和稳定性。理论上,增大该比例会使全选单元的读写速度加快,然而,半选单元的读稳定性也会随比例的增大而降低;而减小该比例则有可能造成全选单元的写失效。因此,确定最优的比例是十分重要的。本方案的 T_{OD} 由 DTC 控制,其结构如图 3 所示。从图中可以看出,该模块由一个 6T 结构的存储单元和一个上拉 PMOS 管 M7 构成,6T 结构的两条位线分别接在高电平和低电路上。使用这样的结构便可以模拟全选单元写入数据的时间,动态地控制 T_{OD} 占字线开启时间 T_{WL} 的比例,从而在保证数据在过驱状态成功写入全选单元的同时,将半选单元的稳定性损失降至最低。

最终,DSC 字线电压技术的波形示意图如图 4 所示。图中: V_{EN} 、 V_{UD} 、 V_{OD} 、 V_{DC} 和 V_{WL} 分别为 SRAM 使能信号的电压、欠驱使能信号的电压、过驱使能信号的电压、脉冲信号 DC 的电压和字线的电压; T_{UD} 为欠驱时间。

相比于 WLUD 技术,位线刚打开时的过驱电压在慢 NMOS 快 PMOS 这样写性能较差的工艺角也能使数据成功写入;相比于 WLOD 技术,字线电压经过短暂过驱之后,降低为欠驱电压。

由于 T_{OD} 占字线开启时间 T_{WL} 的比例小,极大地降低了存储单元内部节点状态受噪声影响而改变的可能性,从而提高 SRAM 存储单元的稳定性;而相比于 Song 等^[10] 的 DTWL 技术,位线刚打开时的过驱电压不会造成写速度的损失,数据在字线打开时就可以正常写入。

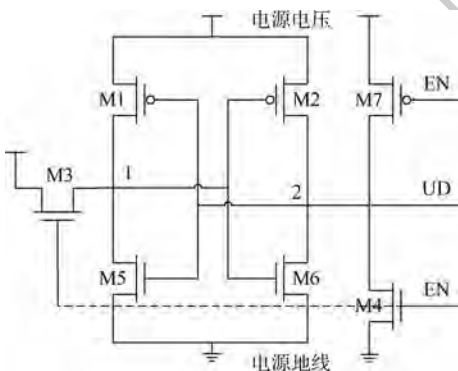


图 3 延时时间控制模块结构

Fig. 3 Structure of delay time control module

图 5 所示为使用 DSC 字线电压技术的 SRAM 结构。图中: m 和 n 分别为存储单元阵列的行数和列数。相比于传统结构,使用字线电压控制技术的 SRAM 只需要在行译码器处增加字线电压驱动模块,由外部 LDO 提供过驱电压,SRAM 内部电压源提供欠驱电压,同时通过 SRAM 逻辑模块控制字线电压驱动模块的功能。该结构并未改变存储单元的结构,且仅仅在行译码器处增加字线电压控制模块,因此不会引入过多的面积损失。

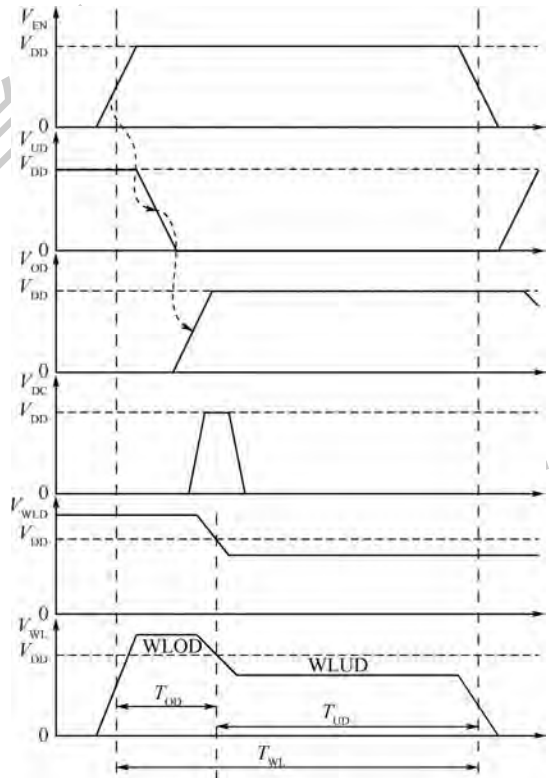


图 4 DSC 字线电压技术的波形图

Fig. 4 Waveform of DSC word-line voltage technique

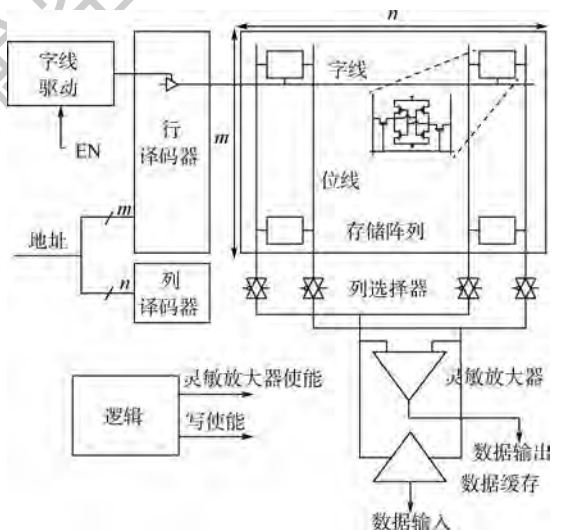


图 5 DSC 字线电压技术的 SRAM 结构

Fig. 5 Structure of SRAM under DSC word-line voltage technique

3 仿真实验与数据对比

为了验证 DSC 字线电压技术的功能以及 SRAM 的性能,本文基于 28 nm 工艺,对 256 Kbit SRAM 进行前仿和后仿验证。字线电压驱动中所需要的 LDO 为外部独立设计,为保证本设计在不同电源电压下均可正常工作,要求该 LDO 的输出电压至少可以达到 0.5 V,输出电流至少可以达到 150 mA。

图 6 所示为 28 nm 工艺下,容量为 256 Kbit 的 SRAM 版图。一个容量为 256 Kbit 的 SRAM 是由 8 个容量为 32 Kbit SRAM 子模块构成,每个子模块都是由存储单元阵列、行译码器、列选择器、灵敏放大器、数据缓存以及逻辑模块构成。每个子模块中的行译码器是由 7 位地址信号选通 128 行字线;列选择器为 8 个,数据 I/O 为 32 位。因此,每个子模块中存储阵列大小为 128 行 256 列,而 256 Kbit 阵列共计 512 行 512 列,包含 64 位数据 I/O。DSC 字线电压模块放置在行译码器中,作为字线电压驱动控制模块。增加此模块后,相比原结构,SRAM 的面积增大 4%。

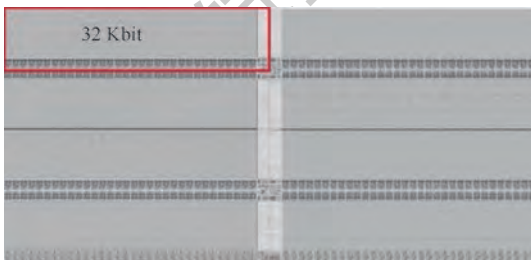


图 6 256 Kbit SRAM 版图

Fig. 6 Layout of 256 Kbit SRAM

图 7 所示为 1 000 次蒙特卡罗仿真测得无辅助电路的传统 SRAM 和 DSC 字线电压技术的 SRAM 的 SNM 和 WM 随归一化电源电压变化曲线。均值减去 6 倍标准差为零时确定的电源电压的值,即为估算的 V_{MIN} 。由此方法确定的 V_{MIN} 保证了容量不超过 48 Mbit 的 SRAM 阵列的良率超过 90%,对于容量为 256 Kbit 的 SRAM,其良率接近 100%。因此,当 V_{DD} 大于此 V_{MIN} 时,SRAM 均可正常工作。图中的写阈值 WM 是在慢 NMOS 快 PMOS(工艺角为 SNFP),温度为 -40°C 的低温条件下测得的,静态噪声容限 SNM 是在快 NMOS 慢 PMOS(工艺角为 FNFP),温度为 125°C 的高温条件下测得的。从传统 SRAM 的 2 条曲线可以看出,SRAM 器件的写数据能力表现的更差,WM 确定的 V_{MIN} 远高于 SNM。而从 DSC 技术的 2 条曲线可以看出,使用了两步控制技术后,写阈值 WM

显著提高,而 SNM 的损失相比于 WM 的变化很小。在同一电源电压下(0.6 V),两步控制技术的 SRAM 相比传统 SRAM,WM 可以提高 18%,SNM 的损失低于 4%。最终,使用两步控制技术的 SRAM 的 V_{MIN} 可以降低近 100 mV。

图 8 和图 9 所示为温度在 -40°C ,电源电压为 0.6 V 时,无辅助电路的传统 SRAM 和 DSC 字线电压技术 SRAM 的写时间和读时间在不同工艺角下的对比。图中 FF、SS 和 TT 为快 NMOS 快 PMOS、慢 NMOS 慢 PMOS 和典型值 3 种工艺角。DSC 技术在字线打开时,字线电压先升高至高于电源电压的过驱电压,相比于无辅助电路的传统 SRAM,写时间在 5 种工艺角都有明显下降。在典型工艺角下,DSC 字线电压技术的 SRAM 的写

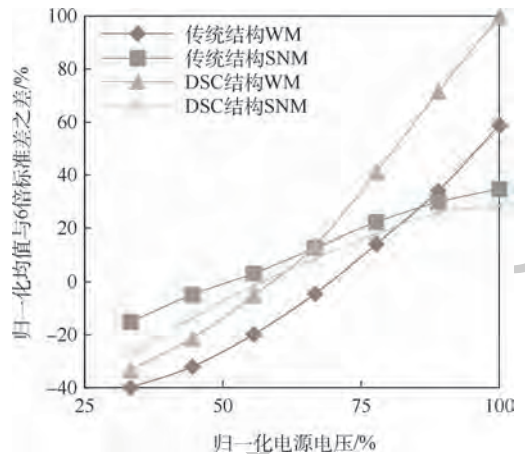


图 7 1 000 次蒙特卡罗仿真测得传统结构和 DSC 结构 2 种技术的 SNM 和 WM 随归一化电源电压的变化

Fig. 7 Change of SNM and WM of two kinds of techniques (traditional structure and DSC structure) with normalized supply voltage measured by 1 000 times of Monte Carlo simulation

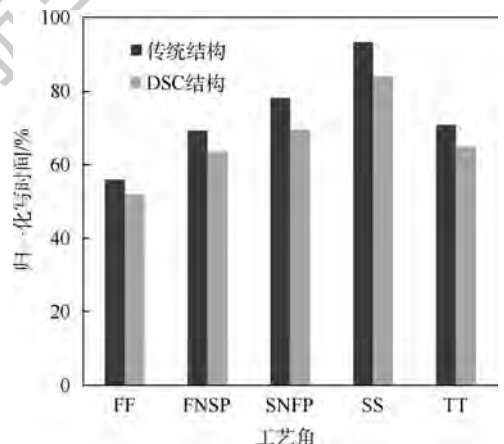


图 8 -40°C 、 0.6 V 下传统结构和 DSC 结构 2 种技术归一化写时间在不同工艺角的对比

Fig. 8 Comparison of normalized writing time of two kinds of techniques (traditional structure and DSC structure) at different technological angles under -40°C and 0.6 V

速度相比传统 SRAM 降低接近 10%，而在写入数据较为困难的慢 NMOS 快 PMOS 工艺角下，其数据可以成功写入，并使写速度提高 11%。

对于读时间，由于字线经过短暂过驱电压后降低为欠驱电压，相比于传统 SRAM，DSC 字线电压技术的 SRAM 的读时间在 5 种工艺角下均有一定程度上的增大。在典型工艺角下，DSC 字线电压技术的 SRAM 读时间增大了 6%，从而使工作频率降低 6%。

尽管欠驱电压使读时间增大，但是欠驱电压同样使 SRAM 稳定性不会因为过驱电压而损失过多，从而降低了 V_{MIN} 。图 10 所示为 125℃ 传统 SRAM 和 DSC 字线电压技术 SRAM 在各自 V_{MIN} 以及不同工艺角下的静态功耗对比。可以看出，在

典型工艺角，电源电压降低 100 mV 使静态功耗可以降低 30%。而对于功耗较高的快 NMOS 快 PMOS 工艺角，静态功耗可以下降 36%。

表 1 为 TT 工艺角 25℃ 下，DSC 字线电压技术与其他先进节点低电压技术的对比结果。表中：MUX 为 SRAM 列选择器的个数； $F_{V_{MIN}}$ 为最小工作电压下的工作频率；AREA 为 SRAM 的版图面积。所有技术均是采用 28 nm CMOS 工艺实现的。相比于其他技术，DSC 字线电压控制技术有着更低功耗延迟积 (PDP) 和质量因数 (FoM)。更低的功耗延迟积代表着在相同工作频率下，用 DSC 字线电压技术的 SRAM 的功耗更低；而质量因数综合考虑了包括频率、功耗和面积在内的多种因素，更高的质量因数代表着更高性能，更低的功耗以及更小的面积。

表 1 DSC 字线电压技术与其他低 V_{MIN} (<0.6 V) 技术对比
Table 1 Comparison of DSC word-line voltage technique with other low V_{MIN} (<0.6 V) technologies

技术及参数	文献[15]	文献[12]	文献[13]	本文
工艺/nm	28	28	28	28
辅助技术	无	WLUD + NBL	NBL + VDDC	DSC
容量/bit	128 K	256 K	2 M	256 K
MUX	4	8	4	8
频率@ V_{MIN} /MHz	20	66	30	60
V_{MIN} /V	0.6	0.58	0.5	0.5
功耗延迟积 (PDP)	1	0.283	0.463	0.280
质量因数 (FoM)	1	7.780	1.613	8.153

注：所有数据均是在 TT 工艺角，25℃ 得到；PDP 和 FoM 按文献 [15] 归一化得到； $PDP = V_{MIN}^2 / F_{V_{MIN}}$ (数值越低性能越好)； $FoM = MUX \cdot F_{V_{MIN}} / (V_{MIN}^2 \cdot AREA)$ (数值越高性能越好)。

4 结论

针对通过降低 SRAM 电源电压降低功耗后，SRAM 读写性能损失的问题，本文提出 DSC 字线电压辅助电路技术并进行仿真验证，主要提高 SRAM 写阈值同时不损失 SRAM 噪声容限，具体特点如下：

- 1) 通过字线电压过驱可以分别提高 SRAM 写阈值与写数据时间 18% 和 10%。
- 2) 通过字线电压欠驱可以将字线电压过驱带来的静态噪声容限和读数据时间的损失分别降低至 4% 和 6%。
- 3) 通过在行译码器中加入字线电压驱动模块，最大限度将面积损失降低至 4%。
- 4) 将最小电源电压降低 100 mV，从而使静

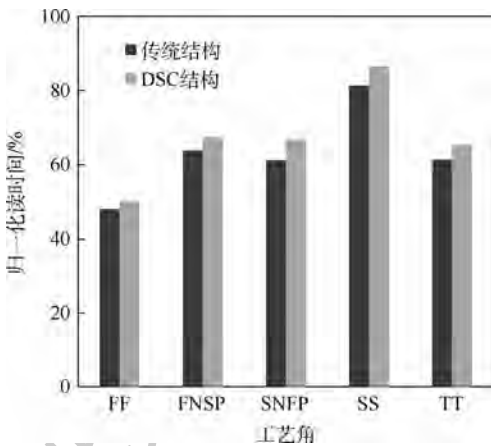


图 9 -40℃、0.6 V 下传统结构和 DSC 结构 2 种技术归一化读时间在不同工艺角的对比

Fig. 9 Comparison of normalized reading time of two kinds of techniques (traditional structure and DSC structure) at different technological angles under -40℃ and 0.6 V

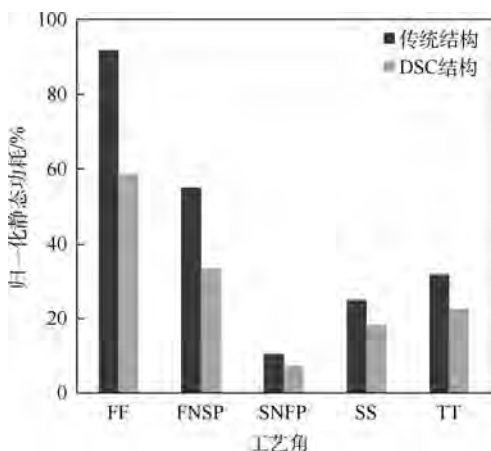


图 10 125℃ 传统结构和 DSC 结构 2 种技术归一化静态功耗在各自 V_{MIN} 和不同工艺角下的对比

Fig. 10 Comparison of normalized static power of two kinds of techniques (traditional structure and DSC structure) at 125℃ under V_{MIN} and different technological angles

态功耗下降 30%,且相比于其他 28 nm 工艺低功耗辅助电路技术,DSC 字线电压技术的功耗延迟积更低,质量因数更高。

参考文献 (References)

- [1] MARINISSEN E J, PRINCE B, KEITEL-SCHULZ D, et al. Challenges in embedded memory design and test [C] // Proceedings of Design, Automation and Test in Europe. Piscataway: IEEE Press, 2005: 722-727.
- [2] ZHANG K. Embedded memories for nano-scale VLSIs [M]. Berlin: Springer, 2009: 91-93.
- [3] BHASKAR A. Design and analysis of low power SRAM cells [C] // 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [4] TAKASHIMA D, ENDO M, SHIMAZAKI K, et al. A 7T-SRAM with data-write technique by capacitive coupling [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2019, 54(2): 596-605.
- [5] GROVER A, VISWESWARAN G S, PARTHASARATHY C R, et al. A 32 kb 0.35-1.2 V, 50 MHz-2.5 GHz bit-interleaved SRAM with 8T SRAM cell and data dependent write assist in 28 nm UTBB-FDSOI CMOS [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017, 64(9): 2438-2447.
- [6] SAXENA S, MEHRA R. Low-power and high-speed 13T SRAM cell using FinFETs [J]. IET Circuits Devices & Systems, 2017, 11(3): 250-255.
- [7] DUAN C, GOTTERBA A J, SINANGIL M E, et al. Energy-efficient reconfigurable SRAM: Reducing read power through data statistics [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52(10): 1-9.
- [8] PAVLOV A. CMOS SRAM circuit design and parametric test in nano-scaled technologies [M]. Berlin: Springer, 2008: 2703-2711.
- [9] NHO H, KOLAR P, HAMZAOGLU F, et al. A 32 nm high-k metal gate SRAM with adaptive dynamic stability enhancement for low-voltage operation [C] // IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway: IEEE Press, 2010: 76-84.
- [10] SONG T, RIM W, PARK S, et al. A 10 nm FinFET 128 Mb SRAM with assist adjustment system for power, performance, and area optimization [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52(1): 240-249.
- [11] LIEN N C, CHU L W, CHEN C H, et al. A 40 nm 512 kb cross-point 8T pipeline SRAM with binary word-line boosting control, ripple bit-line and adaptive data-aware write-assist [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017, 61(12): 3416-3425.
- [12] CHEN Y H, CHAN W M, WU W C, et al. A 16 nm 128 Mb SRAM in high-k metal-gate FinFET technology with write-assist circuitry for low-VMIN applications [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(1): 170-177.
- [13] SINANGIL M E, POULTON J W, FOJTIK M R, et al. A 28 nm 2 Mbit 6T SRAM with highly configurable low-voltage writeability assist implementation and capacitor-based sense-amplifier input offset compensation [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(2): 557-567.
- [14] CHANG M F, CHEN C F, CHANG T H, et al. A compact-area low-VDDmin 6T SRAM with improvement in cell stability, read speed, and write margin using a dual-split-control-assist scheme [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2017, 52(9): 2498-2514.
- [15] SINANGIL M E, MAIR H, CHANDRAKASAN A P. A 28 nm high-density 6T SRAM with optimized peripheral-assist circuits for operation down to 0.6V [C] // IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway: IEEE Press, 2011: 260-261.

作者简介:

郭春成 男, 硕士研究生。主要研究方向: 低功耗 SRAM 设计。

郝旭丹 男, 硕士, 高级工程师。主要研究方向: 存储器设计。

陈霏 男, 博士, 副教授。主要研究方向: CMOS 太赫兹热探测器机理、关键技术研究及用于无线助听器的低功耗超宽带收发机关键技术。

Design of a novel read and write assisted circuit in low power SRAM

GUO Chuncheng^{1,*}, HAO Xudan², CHEN Fei¹

(1. School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Semiconductor Manufacturing International Corporation, Beijing 100176, China)

Abstract: In order to solve the problem of read and write performance loss in Static Random-Access Memory (SRAM) under low voltage, a novel Dual-Step Control (DSC) word-line voltage technique for low power SRAM is designed, which can simultaneously realize read and write performance and reduce the minimum operation voltage of SRAM. Thus the power consumed is reduced. Write-assist implementation uses the Word-Line Over Drive (WLOD) at the beginning of the word-line to reduce the write access time and improve Write Margin (WM). And read-assist implementation uses the Word-Line Under Drive (WLUD) after the WLOD to reduce static noise and increase the stability. A 256 Kbit SRAM pre-sim and post-sim simulation, which is designed in 28 nanometer Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS) process, demonstrates that DSC-SRAM lowers the minimum operation voltage by 100 mV, reduces the write access time by 10%, decreases the static power by 30%, and increases its layout area by 4%, compared to the conventional SRAM structure.

Keywords: Static Random-Access Memory (SRAM); low power; Dual-Step Control (DSC); minimum operation voltage; static power

Received: 2019-10-09; **Accepted:** 2020-02-08; **Published online:** 2020-02-17 11:56

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200214.2332.006.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61501323)

* **Corresponding author.** E-mail: 3013204294@tju.edu.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行人,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材料科学与工程、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: jbuaa@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

《北京航空航天大学学报》
第五届编辑委员会

主任(主编): 赵沁平

(以下按姓氏笔划为序)

副主任(副主编): 丁希仑 王少萍 孙志梅 李秋实 李焕喜 杨嘉陵
苗俊刚 相艳 徐立军 钱德沛 曹晋滨

编委: 马殿富 王琪 王聪 邓小燕 王青云 王荣明 刘宇
刘红 江洁 刘强 闫鹏 朱天乐 刘铁钢 齐铂金
陈万春 邹正平 苏东林 杨世春 沈成平 邱志平 宋知人
杨树斌 张晓林 杨晓奕 杨继萍 李惠峰 吴新开 张瑞丰
杨照华 宋凝芳 周锐 林宇震 林贵平 战强 姚仰平
胡庆雷 赵秋红 段海滨 赵巍胜 席平 郭宏 徐洁
徐世杰 郭洪波 康锐 翟锦 熊华钢

北京航空航天大学学报

Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

(原《北京航空学院学报》)

(月刊 1956年创刊)

第46卷第8期 2020年8月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

(JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.46 No.8 August 2020

主管单位 中华人民共和国工业和信息化部
主办单位 北京航空航天大学
主编 赵沁平
编辑出版 《北京航空航天大学学报》
编辑部
邮编 100083
地址 北京市海淀区学院路37号
印刷 北京科信印刷有限公司
发行 北航文化传媒集团
发行范围 国内外发行
联系电话 (010) 82315594 82338922
82314839
电子信箱 jbuua@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information
Technology of the People's Republic of China
Sponsored by Beijing University of Aeronautics
and Astronautics (BUAA)
(Beijing 100083, P. R. China)
Chief Editor ZHAO Qiping
Edited and Published by Editorial Board of JBUA
Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.
Distributed by BUAA Culture Media Group Limited
Telephone (010) 82315594 82338922
82314839
E-mail jbuua@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

刊号 ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

国内定价 50.00元/期

ISSN 1001-5965

