



中文核心期刊 中国科技核心期刊
中国电子学会雷达分会会刊

ISSN 1672-2337
CN 34-1264/TN

雷达科学与技术

RADAR SCIENCE AND TECHNOLOGY

2022 2

第20卷 第2期 Vol. 20 No.2

ISSN 1672-2337



中国电子科技集团公司第三十八研究所
中国电子学会无线电定位技术分会

主办



北京大学图书馆
PEKING UNIVERSITY LIBRARY

《中文核心期刊要目总览》入编通知

《雷达科学与技术》主编先生 / 女士:

我们谨此郑重通知: 依据文献计量学的原理和方法, 经研究人员对相关文献的检索、统计和分析, 以及学科专家评审, 贵刊《雷达科学与技术》入编《中文核心期刊要目总览》2020 年版(即第 9 版)电子技术、电信技术类的核心期刊。该书由北京大学出版社出版。书中按《中国图书馆分类法》的学科体系, 列出了 74 个学科的核心期刊表, 并逐一对核心期刊进行了著录。著录项目包括: 书名、并列刊名、主办单位、出版年、出版频率、中图分类号、ISSN 号、CN 号、邮发代号、编辑部地址、电话、网址、内容简介等。

评选核心期刊的工作是运用科学方法对各种刊物在一定时期内所刊载论文的学术水平和学术影响力进行综合评价的一种科研活动, 研究工作量浩大。北京地区十几所高校图书馆、中国科学院文献情报中心、重庆维普资讯有限公司、中国人民大学书报资料中心、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、中国科学技术信息研究所、北京万方数据股份有限公司、国家图书馆和京世纪超星信息技术发展有限责任公司等相关单位的百余名专家和期刊工作者参加了研究。

项目组对核心期刊的评价理论、评价方法等问题进行了深入研究, 进一步改进了核心期刊评价方法, 使之更趋科学合理, 力求使评价结果符合客观实际。对于核心期刊的评价仍采用定量评价和定性评审相结合的方法。定量评价指标体系采用了被引量(全文、摘要)、被摘率(全文、摘要)、被引量、他引量(期刊、博士论文)、影响因子、他引影响因子、5 年影响因子、5 年他引影响因子、特征因子、论文影响分值、论文被引指数、互引指数、获奖或被重要检索系统收录、基金论文比(国家级、省部级)、Web 下载量、Web 下载率 16 个评价指标, 选作评价指标统计源的数据库及文摘刊物达 48 种, 统计到的文献数量共计 142 亿余篇次, 涉及期刊 13764 种。参加核心期刊评审的学科专家 1 万多位。经过定量筛选和专家定性评审, 从我国正在出版的中文期刊中评选出 1990 种核心期刊。

需要特别指出的是, 该研究成果只是一种参考工具书, 主要是为图书情报界、出版界等需要对期刊进行评价的用户提供参考, 例如为各图书情报部门的中文期刊采购和读者导读服务提供参考帮助等, 不应作为评价标准。谨此说明。

顺颂
撰安

《中文核心期刊要目总览》2020 年版编委会
2021 年 3 月



《雷达科学与技术》 编辑委员会

顾问 张履谦(院士) 王 越(院士)
张锡祥(院士) 毛二可(院士)
张光义(院士) 黄培康(院士)
刘永坦(院士) 郭桂蓉(院士)
贲 德(院士) 王小漠(院士)
段宝岩(院士) 何 友(院士)
吴一戎(院士) 王永良(院士)
苏东林(院士) 龙 腾(院士)
Mark E. Davis(美国)
Hugh Griffiths(英国)
Marc Lesturgie(法国)
Don Sinnott(澳大利亚)
Hermann Rohling(德国)

编辑委员会

主 任 吴曼青(院士)

常务副主任 吴剑旗(院士) 陈学军

副主任 宗 伟 盛景泰 程辉明 郭 红
靳学明 王 璐 张春城 胡元奎
张修社 谭贤四 王雪松 杨建宇
刘宏伟

委 员 (以姓氏笔画为序)

万显荣 马 敏 王 伟 王 俊
王 勇 王 露 叶春茂 代大海
曲智国 朱 勇 朱庆明 郭伯才
刘 涛 关 键 江 凯 孙文峰
杜 兰 李 川 李 刚 李 海
李健兵 杨广玉 吴良斌 位寅生
余继周 沙 祥 宋 虎 张 良
张 群 张红旗 张金元 张剑云
张根烜 陈 利 陈 辉 陈 渤
罗 健 金 添 金谋平 胡 程
胡泽宾 钮俊清 洪 一 洪 文
顾 红 倪 勇 倪国新 徐礼祥
黄 勇 黄 磊 黄金杰 黄钰林
曹 锐 崔国龙 章仁飞 葛建军
曾 涛 强 勇 潘时龙 戴跃飞

主 编 吴剑旗(院士)

执行主编 朱庆明 徐礼祥

副主编 松炳超

编辑部主任 王 莉

编辑部 松炳超 王 莉 张新昀

目 次

基于 EMD 方法的 X 波段双偏振雷达衰减订正	李 海,冯兴寰,孟凡旺(119)
一种车载毫米波 FMCW MIMO 雷达快速成像方法	黄以兰,晋良念,刘庆华(128)
炮位侦察雷达定位精度影响因素分析	秦鹏程,王 锐,姜 洋(136)
星载 SAR 方位多通道 TOPS 成像模式参数设计	陈 粤,禹卫东(142)
基于聚类思想的弹道外推算法研究	李同亮,朱 勇,于 琮(150)
基于 FFT 和迭代插值的改进型超分辨算法	王 静,王目光,郭玉箫,李 艳(157)
基于神经网络的 GaAs HBT 器件模型研究	徐 坤,张金灿,王金焯,刘 敏,李 娜(165)
粗 DEM 辅助的广域 PS-InSAR 数据预处理方法及应用	沈 龙,耿 浩,马 仪,程志万,黄双得 朱 宇,刘 靖,张钰松,索志勇(173)
基于联合处理的复杂目标 RCS 估计方法	孙佳兴,姚慧婧(181)
基于 FMCW 雷达的自适应生命信号提取方法	杨 俊,黄 俊,陶 威(187)
基于 WGAN-GP 的微多普勒雷达人体动作识别	屈乐乐,王禹桐(195)
基于 CBGA 技术的双频段四通道变频 SiP	刘晓政,邱 宇,刘 明,闵志先(202)
基于时频域深度网络的海面小目标特征检测	李 骁,施赛楠,董泽远,杨 静(209)
面向雷达通信一体化的 MFSK-FMCW 信号处理技术	张逸格,郑 霖,杨 超(217)
一种空管雷达风电场干扰抑制方法	张 衡,唐 瑾,林 强,焦 艳(224)
一种低剖面可重构全向圆极化天线的设计	黄 杰,孙虎成(231)

Radar Science and Technology

(Bimonthly)

Vol. 20 No. 2

April 2022

CONTENTS

X-Band Dual-Polarization Radar Attenuation Correction Based on EMD Method	
.....	LI Hai, FENG Xinghuan, MENG Fanwang (119)
A Fast Imaging Method for Vehicular Millimeter Wave FMCW MIMO Radar	
.....	HUANG Yilan, JIN Liangnian, LIU Qinghua (128)
Analysis on the Factors Influencing Positioning Accuracy of Firefinder Radar	
.....	QIN Pengcheng, WANG Rui, JIANG Yang (136)
Parameter Design of Spaceborne TOPSAR Based on Azimuth Multichannel	
.....	CHEN Yue, YU Weidong (142)
Research on Extrapolation Algorithm Based on Clustering Theory	
.....	LI Tongliang, ZHU Yong, YU Qiong (150)
An Improved Super-Resolution Algorithm Based on FFT and Iterative Interpolation	
.....	WANG Jing, WANG Muguang, GUO Yuxiao, LI Yan (157)
Research on GaAs HBT Device Model Based on Neural Network	
.....	XU Kun, ZHANG Jincan, WANG Jinchan, LIU Min, LI Na (165)
DEM-Based Wide-Swath PS-InSAR Pre-Processing Method for Ground Deformation Surveillance and Its Application	
.....	SHEN Long, GENG Hao, MA Yi, CHENG Zhiwan, HUANG Shuangde, ZHU Yu, LIU Jing, ZHANG Yusong, SUO Zhiyong (173)
RCS Estimation Method for Complex Targets Based on Joint Processing	
.....	SUN Jiaxing, YAO Huijing (181)
Adaptive Vital Signal Extraction Method Based on FMCW Radar	
.....	YANG Jun, HUANG Jun, TAO Wei (187)
Human Activity Recognition Based on WGAN-GP in Micro-Doppler Radar	
.....	QU Lele, WANG Yutong (195)
Research on Dual-Band and Four-Channel Mixer SiP Based on CBGA Package Technology	
.....	LIU Xiaozheng, QIU Yu, LIU Ming, MIN Zhixian (202)
Feature Detection of Small Sea-Surface Target via Deep Network in Time-Frequency Domain	
.....	LI Xiao, SHI Sainan, DONG Zeyuan, YANG Jing (209)
MFSK-FMCW Signal Processing Technology for Joint Radar Communication	
.....	ZHANG Yige, ZHENG Lin, YANG Chao (217)
A Method for Wind Farm Jamming Suppression in Air Traffic Control Radar	
.....	ZHANG Heng, TANG Jin, LIN Qiang, JIAO Yan (224)
Design of a Low-Profile Reconfigurable Omnidirectional Circularly-Polarized Antenna	
.....	HUANG Jie, SUN Hucheng (231)

基于 EMD 方法的 X 波段双偏振雷达衰减订正

李海¹, 冯兴寰¹, 孟凡旺²

(1. 中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300;

2. 中国航空工业集团公司雷华电子技术研究所, 江苏无锡 210403)

摘要: 针对 X 波段双偏振雷达信号在降雨路径中的衰减现象, 本文提出经验模式分解 (Empirical Mode Decomposition, EMD) 方法进行 X 波段双偏振雷达衰减订正, 首先对总差分传播相移进行 EMD 分解得到有限个基本模式分量 (Intrinsic Mode Function, IMF), 并基于皮尔逊相关系数准则将 IMF 分为噪声 IMF 和信号 IMF 两类, 然后对信号 IMF 进行有效重构得到差分传播相移, 再将差分传播相移通过最小二乘法拟合得到差分传播相移率, 最后对求得的差分传播相移与差分传播相移率采用自适应约束方法进行反射率衰减订正。利用 EMD 方法和其他方法进行对比分析, 其结果表明, EMD 方法能够有效地消除 X 波段双偏振雷达回波数据中后向散射的影响, 在保留真实的气象信息的同时, 有效地抑制差分传播相移的显著波动, 进而衰减订正效果更好。

关键词: 双偏振雷达; 差分传播相移; 经验模式分解; 衰减订正

中图分类号: TN959.4 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0119-09

X-Band Dual-Polarization Radar Attenuation Correction Based on EMD Method

LI Hai¹, FENG Xinghuan¹, MENG Fanwang²

(1. Tianjin Key Lab for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;

2. Leihua Electronic Technology Research Institute, Aviation Industry Corporation of China, Wuxi 210403, China)

Abstract: Aiming at the attenuation phenomenon of the X-band dual-polarization radar signal in the rain path, this paper proposes an empirical mode decomposition (EMD) method to correct the attenuation of the X-band dual-polarization radar. First, the EMD decomposition of the total differential propagation phase shift is performed to obtain a finite number of basic mode components (Intrinsic Mode Function, IMF), and based on the Pearson correlation coefficient criterion, the IMF is divided into two types: noise IMF and signal IMF. Then, the effective reconstruction of the signal IMF is done to obtain the differential propagation phase shift, and the differential propagation phase shift rate is obtained by the least squares fitting of the differential propagation phase shift. Finally, the calculated differential propagation phase shift and the differential propagation phase shift rate are corrected by an adaptive constraint method for reflectivity attenuation. The comparative analysis of EMD method and other methods shows that the EMD method can effectively eliminate the influence of backscattering in the X-band dual-polarization radar echo data. It effectively suppresses the significant fluctuation of the differential propagation phase while retaining the true meteorological information to achieve better attenuation correction effect.

Key words: dual linear polarization radar; differential propagation phase shift; empirical mode decomposition; attenuation correction

0 引言

天气雷达是监测和预警突发灾害性天气最有效的手段, 常规的天气雷达通过反射率与降雨率

的经验关系实现对降雨的探测和预报^[1], 然而此类雷达无法满足对大范围降水测量准确度的要求, 双偏振雷达能提高天气雷达的探测能力, 包括降水估算能力和粒子相态识别能力。与 C 波段和 S 波段相比, X 波段双偏振雷达对目标的定位更准

收稿日期: 2021-01-07; 修回日期: 2021-02-28

基金项目: 民机项目 (No. MJ-2018-S-28); 天津市自然科学基金重点项目 (No. 20JCZDJC00490); 航空基金项目 (No. 20182067008); 中央高校基本科研业务费项目 (No. 3122018D008); 中国民航大学蓝天教学名师培养经费

确,并且具有天线尺寸小、易于移动等优点^[2]。当双偏振雷达探测气象环境时,回波信号会被路径中降雨区域吸收,使接收端的反射率产生衰减,特别是 X 波段(中心波长 3 cm),由于其波长较短,反射率衰减问题更为严重,使实测的反射率与真实的反射率之间存在差异,导致双偏振雷达对降雨估计不准确,因此必须进行衰减订正^[3]。

Zhang 等^[4]根据雷达气象方程和 Z_H-A_H 关系,提出了雷达径向逐库算法进行衰减订正,该算法减小了过度订正问题,但没有解决衰减订正中不稳定的 Z_H-A_H 关系。随着双偏振雷达的发展,Rahimi^[5]提出差分传播相移与衰减率之间可以近似为线性关系,在使用差分传播相移进行衰减订正时需消除后向散射以及环境噪声的影响,得到准确的差分传播相移。常见的平滑滤波,中值滤波等方法虽然能够改善差分传播相移数据的平滑性,但失去了对原有数据变化趋势的反映^[6]。Hubbert 等^[7]提出采用 FIR 和 IIR 低通滤波器估计差分传播相移,该方法可得到差分传播相移的平均走势,但随着距离库的增加,不能有效抑制差分传播相移波动。何宇翔等^[8]提出的卡尔曼滤波方法能够对差分传播相移进行较精确的估计,但这类方法对于距离门之间数据的关联性较强,导致运算速度较慢。杜牧云等^[9]提出了小波分析法,通过小波分析估计得到的差分传播相移具有良好的平滑度,并减少了差分传播相移率的负值,但是此方法需要选择合适的小波基,影响运行速度。Bringi 等^[10]提出了迭代滤波方法,该方法能够达到剔除干扰的目的,但是迭代次数难以确定,数据处理时间较长。文献[11]利用 MCMC 方法对差分传播相移进行处理,该方法能对差分传播相移进行滤波处理,但 MCMC 方法存在一个显著问题就是需要计算接受率,导致计算量大,并且由于接受率的原因导致算法收敛时间变长。目前,上述方法均是降水区域视为连续的区域进行衰减订正处理,且将天气雷达不同偏振参量的关系理想化为线性关系,当雷达测量值出现不连续或缺测点时将影响整个降雨区域的衰减订正效果,因而这些方法具有一定的局限性。

本文提出了一种基于 EMD 方法的 X 波段双偏振雷达衰减订正,该方法首先利用 EMD 方法对总差分传播相移进行自适应分解,获得由高频到

低频分布的多个 IMF,其次通过皮尔逊相关系数准则对 IMF 进行筛选,将有用的 IMF 进行重构获得差分传播相移,且将差分传播相移采用最小二乘法拟合差分传播相移率,然后将求得的差分传播相移与差分传播相移率采用自适应约束方法进行反射率衰减订正,最后对所提方法进行了仿真实验。实验结果表明所提方法可以降低观测数据带来的误差,并极大程度上保证差分传播相移的递增性,从而实现更加准确的衰减订正。

1 基于 EMD 的衰减订正方法

本文使用 EMD 方法进行衰减订正,首先采用 EMD 方法估计差分传播相移,之后再对差分传播相移采用最小二乘法估计差分传播相移率,最后对求得的差分传播相移与差分传播相移率采用自适应约束方法进行反射率衰减订正。下面将分别进行详细描述。

1.1 基于 EMD 的差分传播相移估计

假设降水区域包含 K 个距离库,将第 k 个距离库的水平 and 垂直偏振波相位分别记为 $\Phi_H(k)$ 、 $\Phi_V(k)$,则该距离库的差分传播相移 $\Phi_{dp}(k)$ 为

$$\Phi_{dp}(k) = \Phi_H(k) - \Phi_V(k) \quad (1)$$

它表示水平、垂直偏振波传播到第 k 个距离库之后散射回来的信号相位差。实际雷达观测到的总差分传播相移 $\Psi_{dp}(k)$ 由差分传播相移与后向散射差分相移构成,表示为

$$\Psi_{dp}(k) = \Phi_{dp}(k) + \delta_{hv}(k) \quad (2)$$

式中, $\delta_{hv}(k)$ 表示该距离库后向散射差分相移,是散射过程中降雨粒子本身引起的相位差^[12]。从频率上看, $\delta_{hv}(k)$ 属于高频噪声^[6]。对于不同强度的降雨区, $\delta_{hv}(k)$ 会随着雨滴直径的增大而增大,导致 $\Psi_{dp}(k)$ 在距离廓线上表现出短距离内的波动。由式(2)可以看出,当 $\delta_{hv}(k)$ 近似为常数或被忽略时,可以将 $\Psi_{dp}(k)$ 作为 $\Phi_{dp}(k)$ 的估计值,否则就需要滤除 $\delta_{hv}(k)$,估计准确的 $\Phi_{dp}(k)$ 。

1.1.1 EMD 分解

EMD 算法是一种自适应的信号去噪方法,该算法可将总差分传播相移自适应分解为多个 IMF 和余项之和,且每个 IMF 都应满足以下 2 个条件^[13]:1)在整个曲线中,极值点和过零点的数目相

等或至多相差 1 个;2)在任意局部区间,曲线的局部极大值包络线和局部极小值包络线的平均值为 0。EMD 分解包括提取分量、筛选 IMF、计算余项三个部分:

(a) 提取分量

确定原始序列 $X = \{\Psi_{dp}(1), \Psi_{dp}(2), \dots, \Psi_{dp}(k), \dots, \Psi_{dp}(K)\}$ 的局部极值序列,记为 $X' = \{\Psi_{dp}(i) | i \in I\}$,其中, I 表示所有极值点的集合。局部极值序列分为局部极大值序列与局部极小值序列(例如,局部极大值定义为序列中的某个距离门所对的总差分传播相移值,其前一距离门的值比它小,后一距离门的值也比它小)。

从序列 X 中提取相邻极值点 $\Psi_{dp}(i), \Psi_{dp}(j)$ 之间的局部序列设为 $X_{part} = \{\Psi_{dp}(i), \dots, \Psi_{dp}(s), \dots, \Psi_{dp}(j)\}$,其中, $i \leq s \leq j$ 。根据文献[14],求 X_{part} 的局部均值 $m(ss)$ 为

$$m(ss) = \frac{1}{j-i} \sum_i^j \Psi_{dp}(s) \quad (3)$$

式中, $ss = \text{int}(\frac{i+j}{2})$ 。利用上述方法对所有相邻极值点依次求取局部均值点,采用三次样条插值方法[15]拟合所有局部均值点构建出均值曲线,并对均值曲线进行采样得到均值序列 $M = \{m(1), m(2), \dots, m(k), \dots, m(K)\}$,其中, $m(k)$ 即为均值曲线上第 k 个距离库的数据,则第一个分量 $h_1 = \{h_1(1), h_1(2), \dots, h_1(k), \dots, h_1(K)\}$ 表示为

$$h_1 = X - M \quad (4)$$

(b) 筛选 IMF

若 h_1 符合 IMF 条件, h_1 就是 X 的第一个 IMF;若 h_1 不满足 IMF 的条件,继续将 h_1 作为新的信号,重复步骤(a)进行分解。在实际中, h_1 通常无法满足 IMF 条件,假设经过 t (t 一般小于 10)[16]次分解后,有以下式(5)成立,则认为其满足 IMF 条件:

$$\sum_{k=0}^K \left[\frac{h_1^t(k) - h_1^{t-1}(k)}{[h_1^t(k)]^2} \right] < \epsilon, k = 1, 2, \dots, K \quad (5)$$

式中, ϵ 为门限,一般取值为 $0.2 \sim 0.3$ [16]。

那么原始信号 X 的第一个 IMF 可记为

$$a_1 = h_1^t \quad (6)$$

(c) 计算余项

将得到的 a_1 从 X 中分离出来,得到余项 $r_1 =$

$X - a_1$,将 r_1 作为新的信号,重复步骤(a)~(b)继续进行分解,依次可得到第 2,第 3, ..., 第 n 个, ..., 第 N 个 IMF,记为

$$\begin{cases} r_2 = r_1 - a_2 \\ r_3 = r_2 - a_3 \\ \dots \\ r_N = r_{N-1} - a_N \end{cases} \quad (7)$$

当余项 r_N 变成一个单调信号时,EMD 分解过程停止。

通过上述分解过程,可将 X 分解为 N 个 IMF 与余项的和,记为

$$X = \sum_{n=1}^N a_n + r_N \quad (8)$$

基于 EMD 的总差分传播相移分解流程如图 1 所示。

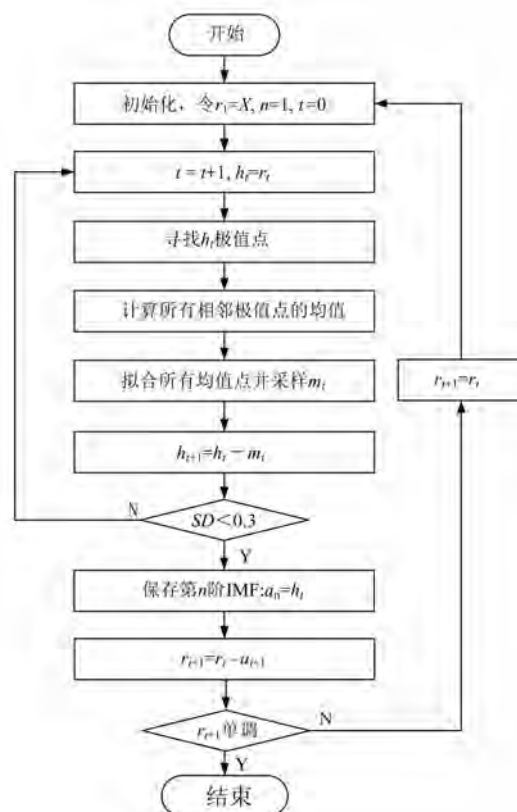


图 1 总差分传播相移分解流程图

1.1.2 EMD 重构

传统的 EMD 凭借经验选取前几个 IMF 重构差分传播相移,这会导致重构的差分传播相移中混入多余的后向散射或漏掉某些有用信息,为了克服这一问题,本文提出利用皮尔逊相关系数准则($|PCC|$)分析原始信号与 EMD 分解得到的 N 个 IMF 相关性,确定最佳 IMF 数目。

首先计算 $X = (\Psi_{dp}(1), \Psi_{dp}(2), \dots, \Psi_{dp}(k), \dots, \Psi_{dp}(K))$ 与 $a_n = (a_n(1), a_n(2), \dots, a_n(k), \dots, a_n(K))$ 的 PCC 值, 定义式为

$$PCC = \frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\Psi_{dp}(k) - \bar{\Psi}_{dp})(a_n(k) - \bar{a}_n)}{\sqrt{\sum_{k=1}^K (\Psi_{dp}(k) - \bar{\Psi}_{dp})^2 \sum_{k=1}^K (a_n(k) - \bar{a}_n)^2}}, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (9)$$

式中: K 表示距离库; $\bar{\Psi}_{dp}$ 是 X 的平均值, 表示为 $\bar{\Psi}_{dp} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_{dp}(k)$ 。 $\bar{a}_n$ 是 a_n 的平均值, 表示为 $\bar{a}_n = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K a_n(k)$ 。 PCC 的取值范围为 $[-1, 1]$, 若 $PCC > 0$, 表明 2 个信号是正相关, 若 $PCC < 0$, 表明 2 个信号是负相关。 PCC 的绝对值越大表明相关性越强, 即该 IMF 中包含的原始信号的信息越多。 根据文献[17], 皮尔逊相关系数的评估标准如表 1 所示。

表 1 皮尔逊相关系数评估标准

$ PCC $ 值	含义
0.00 ~ 0.19	极弱相关
0.20 ~ 0.39	弱相关
0.40 ~ 0.69	中度相关
0.70 ~ 0.89	强相关
0.90 ~ 1.00	极强相关

通过计算 EMD 分解得到的 N 个 IMF 与原始信号的 $|PCC|$ 值, 找到合适的分界点 $l \in (0, 1)$, 确保除去噪声较大的前 $j (j \in (1, 2, \dots, N))$ 个, 其他 IMF 的 $|PCC|$ 值稳定在评估标准范围内。

经过 EMD 分解后, 总差分传播相移 X 可以表示为

$$X = \sum_{n=1}^j a_n + \sum_{j+1}^N a_n + r_N \quad (10)$$

式中, $a_1 \sim a_j$ 表示噪声分量, $a_{j+1} \sim a_N$ 表示信号分量, r_N 表示余项。 差分传播相移 Φ_{dp} 由信号 IMF 与余项 r_N 共同构成, 即

$$\Phi_{dp} = \sum_{n=j+1}^N a_n + r_N \quad (11)$$

基于 EMD 的差分传播相移重构流程如图 2 所示。

1.2 基于最小二乘法的差分传播相移率估计

在降水区距离 r 内含有 K 个距离库, 第 k 个

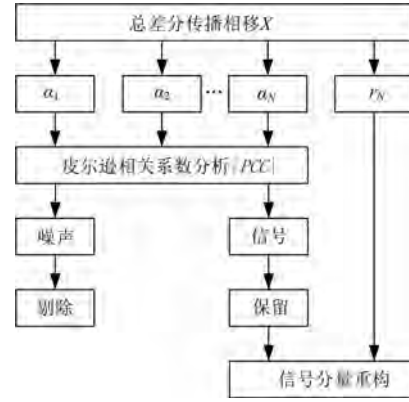


图 2 差分传播相移重构示意图

距离库对应值为 $\Phi_{dp}(k)$, 用最小二乘法拟合这 K 个库对应的 Φ_{dp} , 根据拟合曲线的斜率即可得到雨区距离 r 的 K_{dp} 值, 表示为

$$K_{dp} = \frac{\sum_{k=1}^K [\Phi_{dp}(k) - \bar{\Phi}_{dp}](r_k - \bar{r})}{2 \sum_{k=1}^K (r_k - \bar{r})^2} \quad (12)$$

式中, $\bar{r} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K r_k$, r_k 为第 k 个距离库与雷达之间的径向距离, $\bar{\Phi}_{dp}$ 为 K 个距离库的 Φ_{dp} 的平均值。

1.3 基于自适应约束方法的反射率衰减订正

衰减率 A_H 对接收的反射率影响较大, 且 A_H 随着探测距离的增加而增加, 造成反射率估计误差, 因此本文在自适应约束算法[18]的基础上, 根据 EMD 方法处理得到的 Φ_{dp} 与最小二乘法拟合的 K_{dp} , 提出了适用于双偏振雷达的自适应约束方法进行反射率衰减订正。该方法首先对雨区径向数据划分区间, 根据 $A_H - K_{dp}$ 的关系, 计算所有区间的衰减系数 α , 完成整个径向数据的衰减订正。

由文献[18]可知, 雷达反射率衰减订正原理如式(13)所示:

$$10 \lg [Z_{he}(k)] = 10 \lg [Z_{ha}(k)] + 2 \sum_{i=0}^k A_h(k) \quad (13)$$

$$Z_H = 10 \lg Z_h$$

式中, $Z_{ha}(k)$ 与 $Z_{he}(k)$ 分别为订正前后的第 k 个距离库反射率, $A_h(k)$ 为第 k 距离库的衰减率。

根据径向距离 (r_0, r_k) 内衰减积分 $(\sum_{r=r_0}^{r_k} A_h(k))$ 与差分传播相移变化 $\Delta \Phi_{dp}(r_0 : r_k)$ 相等的特点[18],

可得到第 k 个距离门的衰减率($A_h(k)$)的计算公式为

$$A_h(k) = \frac{[Z_{ha}(k)]^\beta [10^{0.1(\beta\Delta\Phi_{dp}(r_0:r_k)} - 1]}{I(r_0:r_k) + [10^{0.1(\beta\Delta\Phi_{dp}(r_0:r_k)} - 1)]I(r:r_k)} \quad (14)$$

式中: $I(r_0:r_k) = 0.46\beta \sum_{r=r_0}^{r_k} Z_{ha}(i)$; $\Delta\Phi_{dp}(r_0:r_k) = \Phi_{dp}(r_k) - \Phi_{dp}(r_0)$, 表示从距离门 r_0 至 r_k 差分传播相移 $\Phi_{dp}(k)$ 的变化; 衰减系数 α 与衰减指数 β 可通过衰减率($A_h(k)$)与差分传播相移率($K_{dp}(k)$)的经验公式获得, 即

$$A_h(k) = \alpha K_{dp}^\beta(k) \quad (15)$$

假设雨滴谱服从 Gamma 分布^[10], 利用雨滴谱拟合得到衰减指数 $\beta = 0.8$, 由于衰减系数 α 受环境温度影响较大, 若运用固定系数 α 来计算 $A_h(k)$, $A_h(k)$ 会产生较大的偏差, 因此本文设定衰减系数 α 的取值范围为 $a_{\min} < \alpha < a_{\max}$, 步长取 μ 。首先根据公式 (15) 计算 α 取值范围 ($a_{\min}, a_{\max}$) 内的每一个 α 值对应衰减率 $A_h(k|\alpha)$ 。接着利用 $A_h(k|\alpha)$ 计算重构的差分传播相移 $\Phi_{dp}^{cal}(k|\alpha)$, 重构方程如式 (16) 所示:

$$\Phi_{dp}^{cal}(k|\alpha) = 2 \sum_{r=r_0}^{r_k} \frac{A_h(k|\alpha)}{\alpha} \quad (16)$$

然后以 $\Phi_{dp}^{cal}(k|\alpha)$ 与经过 EMD 方法估计得到的 $\Phi_{dp}(k)$ 残差最小作为约束条件获得最优 α 值, 并将最优 α 代入式 (14) 计算得到最优的 $A_h(k)$ 值。

最后将最优 $A_h(k)$ 代入式 (13) 中得到订正后的 $Z_{hc}(k)$ 。

对反射率处理的具体流程如图 3 所示。

2 实验结果及分析

2.1 差分传播相移估计效果分析

本文使用的是 ARM (Atmospheric Radiation Measurement Climate Research Facility) 探测到的 X 波段天气雷达数据。该雷达采用双偏振体制, 同时在水平和垂直偏振中传输, 其主要包括偏振参数 Ψ_{dp} , K_{dp} , Z_H 等。下面通过仿真试验分析了不同滤波方法的估计效果。

图 4 为 X-SAPR 雷达于 0.5° 俯仰角、 30° 方位角的雷达 Ψ_{dp} 观测数据, 以及经过不同滤波方法的径向距离廓线图。从图中可以看出, 原始信号 (图

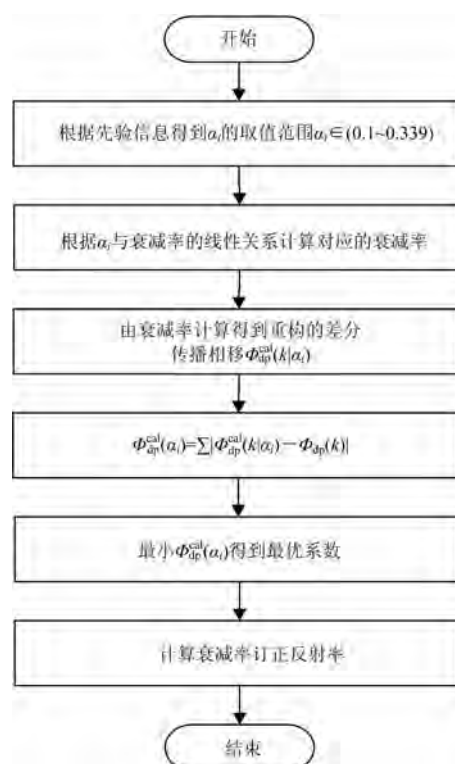
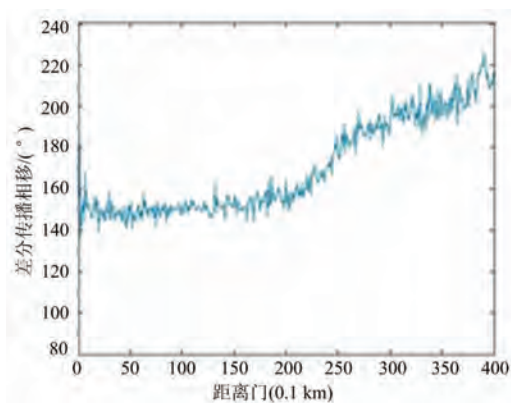


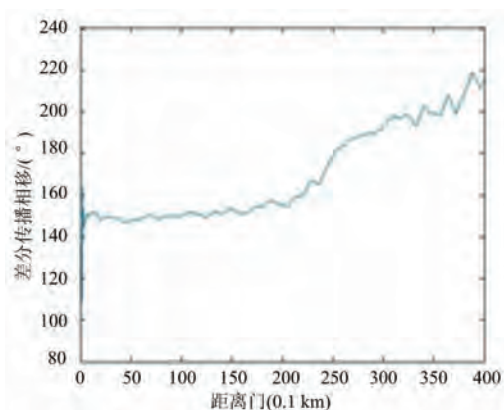
图 3 衰减订正处理流程图

4(a)) 由于外界噪声存在较大的波动, 但基本保持递增趋势。由均值滤波 (图 4(b)) 与 FIR 滤波 (图 4(c)) 后的处理效果可以看出, 这两种方法对 Ψ_{dp} 的波动起伏有较好的平滑效果, 但随着平滑库数 k 增大, 不能有效抑制 Ψ_{dp} 波动。卡尔曼滤波 (图 4(d)) 由于缺乏先验数据, 造成初始数据失真。采用 EMD 方法对原始信号进行分解得到 7 个 IMF, 从低到高依次计算各 IMF 与原信号的 $|PCC|$ 值分别为 0.07, 0.13, 0.15, 0.20, 0.23, 0.36, 0.58, 可知前 3 个 IMF 的 $|PCC|$ 值均在 0.00~0.19 极弱相关这一范围内, 为噪声分量, 后 4 个 IMF 的 $|PCC|$ 值均大于 0.19, 为信号分量, 对后 4 个 IMF 进行有效重构, 其结果如图 4(e) 所示, 可以看出, Ψ_{dp} 数据的毛刺和波动均得到很好抑制, 数据的连续性和平滑度有了显著提升, 即去除了后向散射的影响, 这也有利于对数据进行后续处理及应用。综上所述, EMD 方法较之常规方法具有更明显的处理效果。

图 5 为 X-SAPR 雷达于 0.5° 俯仰角观测数据 Ψ_{dp} 的 PPI 图及经过 EMD 方法后的 PPI 图。从图中可见, 在 Ψ_{dp} 原始数据 PPI 图 (图 5(a)) 中, 大部分径向都具有较为明显的层次性, 颜色上表现为分层渐进递增形式, 但也存在许多“麻点” (黑框



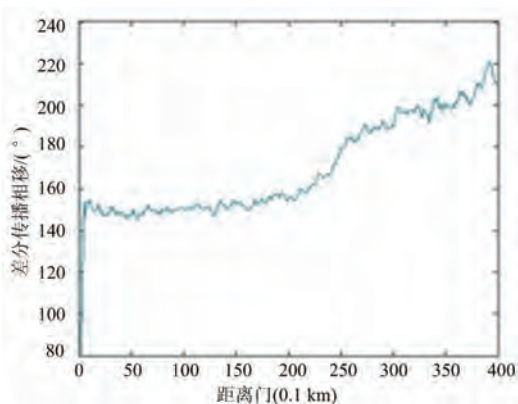
(a) 原始数据



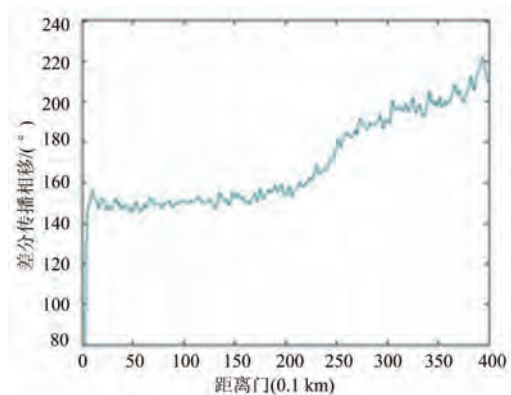
(e) EMD 方法

图4 不同方法 Ψ_{dp} 径向对比图

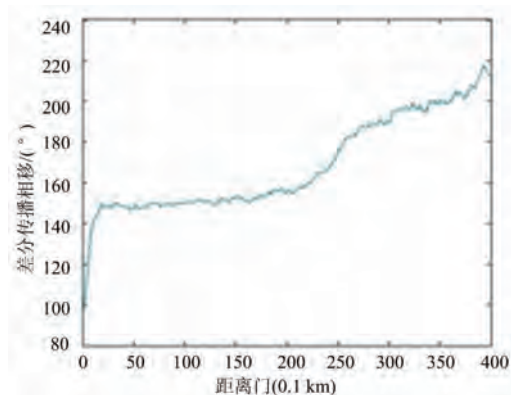
所选区域为麻点),即为波动数据点;经过 EMD 方法后(图 5(b)), Ψ_{dp} 数据整体层次性得到明显加强,颜色分布均匀,且原始数据的有效的气象回波也得到了很好的保留。



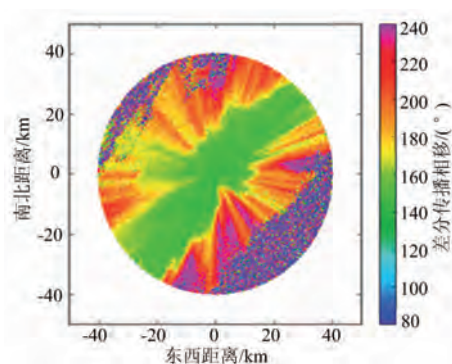
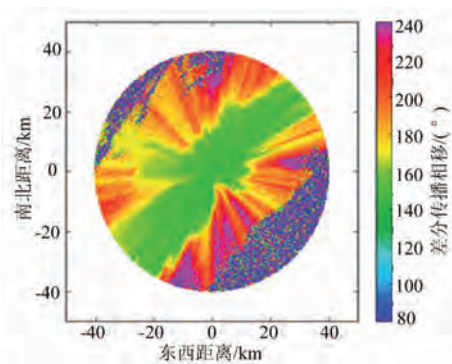
(b) 均值滤波



(c) FIR 滤波



(d) 卡尔曼滤波

(a) Ψ_{dp} 原始数据

(b) EMD 方法

图5 EMD 方法处理前后 Ψ_{dp} PPI 图

为了进一步分析不同滤波方法对差分传播相移估计的影响,分别通过平均波动指数 FIX 、相对误差 RE 、互相关系数 ρ 进行降雨估计性能分析,计算公式为

$$FIX = \frac{1}{k-1} \sum_{k=2}^K |\Phi_{dp}(k) - \Phi_{dp}(k-1)| \quad (17)$$

$$RE = \frac{\frac{1}{k} \sum_{k=1}^K |\Psi_{dp}(k) - \Phi_{dp}(k)|}{\frac{1}{k} \sum_{k=1}^K \Phi_{dp}(k)} \times 100\% \quad (18)$$

$$\rho = \frac{\frac{1}{k} \sum_{k=1}^K (\Psi_{dp}(k) - \bar{\Psi}_{dp})(\Phi_{dp}(k) - \bar{\Phi}_{dp})}{\sqrt{\sum_{k=1}^K (\Psi_{dp}(k) - \bar{\Psi}_{dp})^2 \sum_{k=1}^K (\Phi_{dp}(k) - \bar{\Phi}_{dp})^2}} \quad (19)$$

式中, $\Psi_{dp}(k)$ 表示实测值, $\Phi_{dp}(k)$ 表示经过处理后的值, 通过 FIX 来比较距离廓线的波动情况, FIX 的值越大, 说明径向距离廓线的波动性越大; 通过 RE 来比较数据可靠性, RE 值越小数据的可信度越高; 通过 ρ 来比较数据变化趋势的一致程度, ρ 值越大表明线性一致程度越高。

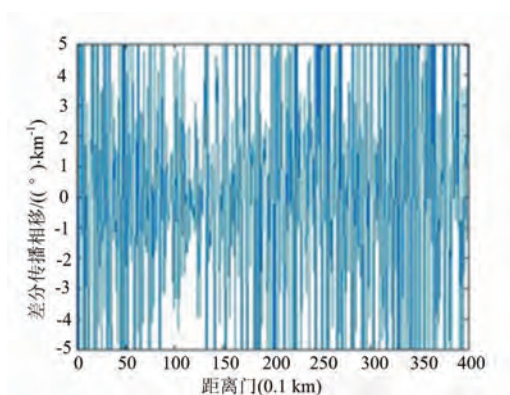
表 2 统计了 $\Psi_{dp}(k)$ 经本文提出的方法与常规方法处理并应用于降水估计 $\Phi_{dp}(k)$ 的 FIX 、 RE 和 ρ 。根据统计结果可以看出, $\Psi_{dp}(k)$ 经常规方法处理后的 FIX 和 RE 较大, 而 EMD 方法处理的 $\Psi_{dp}(k)$ 的 FIX 与 RE 较小, 且 ρ 值相对较大, 说明 EMD 方法对 $\Psi_{dp}(k)$ 数据的处理波动较小, 可靠性高, 应用于降水估测的精度最高。

表 2 不同滤波方法对 QPE 影响的对比图

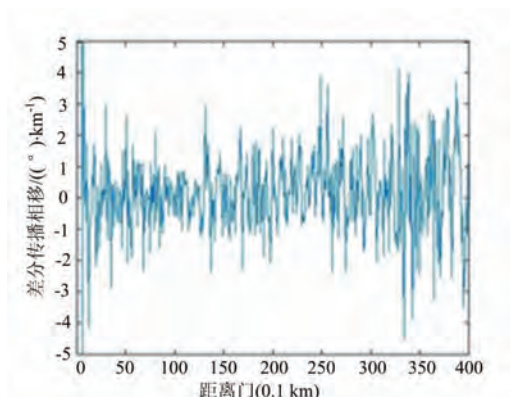
方法	FIX	RE	ρ
原始数据	5.05		
均值滤波	1.37	1.97	0.89
FIR 滤波	1.86	2.45	0.86
卡尔曼滤波	1.01	2.28	0.85
EMD 方法	0.61	1.82	0.88

2.2 差分传播相移率估计效果分析

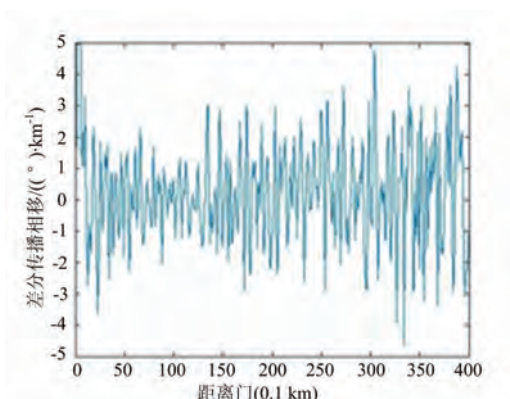
图 6 为 X-SAPR 雷达于 0.5° 俯仰角、 30° 方位角的雷达 k_{dp} 观测数据, 以及经过不同滤波方法的径向距离廓线图。结果表明, 经过均值滤波、FIR 滤波、卡尔曼滤波和 EMD 方法处理后估计的 k_{dp} 的负值数量分别为 182, 185, 167 和 148。说明 EMD 方法能够有效地减少 k_{dp} 的负值, 保证数据的基本趋势。



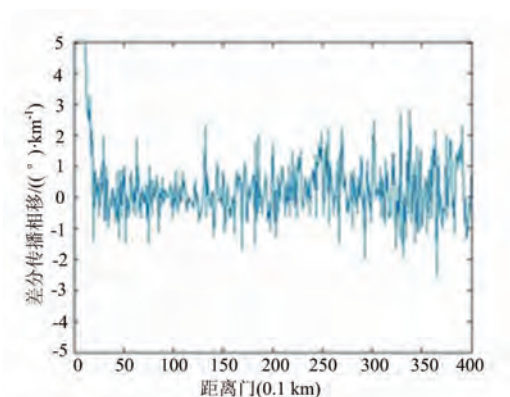
(a) 原始数据



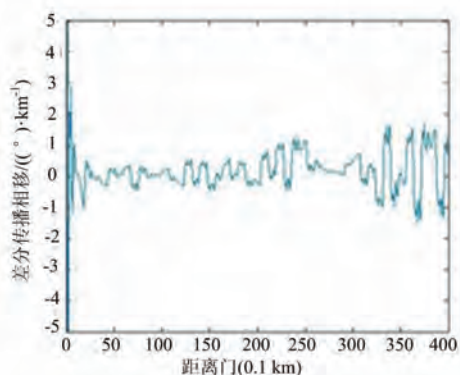
(b) 均值滤波



(c) FIR 滤波



(d) 卡尔曼滤波



(e) EMD方法

图6 不同方法 k_{dp} 径向对比图

2.3 反射率衰减订正效果分析

X波段双偏振雷达探测的径向距离为40 km,一个距离库表示100 m。图7为同一径向的反射率衰减订正结果对比图,从图中可以看到, Z_H 变化与 Φ_{dp} 的变化趋势是相对应的。在初始距离库,雨区的衰减较少,反射率基本在20dBz左右,而在第200个距离库处有一强回波区域,雨区的衰减较多,使用EMD方法进行订正后的反射率因子能够在保持原始数据变化趋势的同时,对其进行有效的衰减订正。

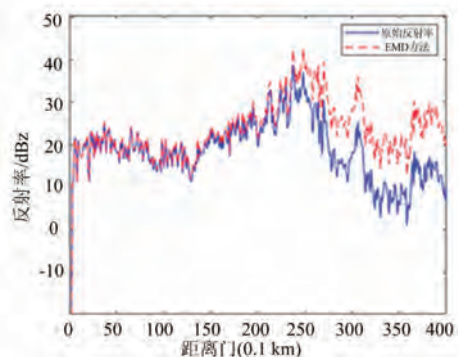
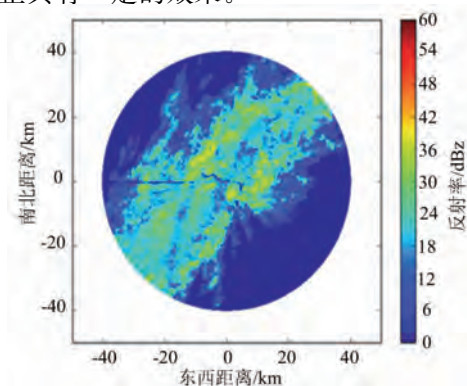
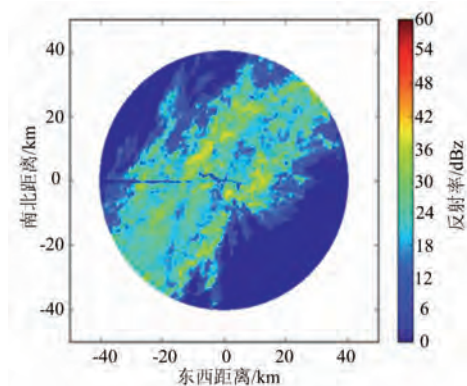


图7 反射率衰减订正对比图

图8为反射率因子订正前后PPI对比图。由图8(a)可知,强回波的区域分布离散,主要集中在图中心位置,雷达强回波反射率因子一般在30~40 dBz,由图8(b)可知,经过衰减订正后,雷达回波反射率因子的订正值一般在1~5 dBz。强回波区域扩大,回波中心更为明显,订正值达到了5~10 dBz。

由于S波段雷达基本上不存在雨区衰减,除非在一些湿雹区。因此将同时间同一区域内的反射率因子订正后的效果与S波段数据进行对比,其效果与S波段探测结果越相似,则认为订正效

果越好。S波段双偏振雷达的探测距离范围为230 km,而X波段的探测距离范围为40 km,所以X波段气象雷达包含在S波段双偏振雷达的探测范围内,图8(c)为S波段双偏振雷达回波反射率因子,黑色方框中的区域作为X波段双偏振雷达衰减订正后的效果参照图。对比图8(a)、图8(c)可以看到,X波段双偏振雷达衰减更为严重。对比图8(b)、图8(c)可以看到,经过EMD方法处理后,X波段双偏振雷达的反射率因子中心处强回波有所加强,与S波段雷达回波反射率因子差异显著减小,表明EMD方法对X波段双偏振雷达衰减订正具有一定的效果。

(a) X波段 Z_H 原始数据

(b) EMD方法

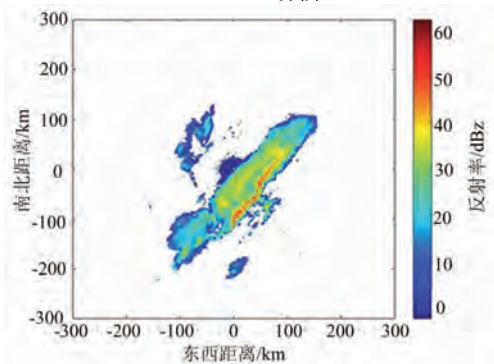
(c) S波段 Z_H PPI图

图8 不同方法反射率PPI对比图

3 结束语

本文提出了基于EMD方法的X波段双偏振雷达衰减订正,首先使用经验模式分解方法将总差分传播相移按照频率分布自适应地分解为多个IMF,使得原始序列平稳化,从而提高差分传播相移的预测精度,接着利用最小二乘法估计差分传播相移率,最后根据得到的差分传播相移与差分传播相移率采用自适应约束算法对反射率因子进行衰减订正。实验结果表明,利用EMD方法能够实现差分传播相移滤波处理,并且保留原始信号的基本趋势;利用自适应约束的方法能够对反射率进行有效的衰减订正,这对雷达降水量估计以及降水分类等有重要的现实意义,所以本方法具有一定的实际应用价值。

参考文献:

- [1] DAS S K, KRISHNA M, KOLTE Y, et al. Assessment of Ground-Based X-Band Radar Reflectivity: Attenuation Correction and Its Comparison with Space-Borne Radars over the Western Ghats, India[J]. Earth and Space Science, 2020, 7(11):1-15.
- [2] 吕博,杨士恩,王俊,等. X波段双线偏振雷达电磁波衰减订正效果评估[J]. 气象水文海洋仪器, 2018, 35(4): 115-120.
- [3] 郭春辉,袁微,王旭,等. 基于保序回归的X波段天气雷达衰减订正算法[J]. 广东气象, 2020, 42(5):70-75.
- [4] ZHANG P C, WANG Z H. A Study on Algorithm to Make Attenuation Correction to Radar Observations of Radar Reflectivity Factor(I): Theoretical Analysis[J]. Plateau Meteorol, 2001, 20:1-5.
- [5] RAHIMI A R. Statistical Validation of Rainfall Estimates Obtained from Microwave Attenuation [D]. UK: University of Essex, 2004.
- [6] 魏庆,胡志群,刘黎平. 双偏振雷达差分传播相移的五种滤波方法对比分析[J]. 成都信息工程学院学报, 2014, 29(6):596-602.
- [7] HUBBERT J V, CHANDRASEKAR V, BRINGI V N, et al. Processing and Interpretation of Coherent Dual-Polarized Radar Measurements [C] // International Conference on Radar Meteorology, Paris: IEEE, 1991, 10(4):155-164.
- [8] 何宇翔,吕达仁,肖辉,等. X波段双线极化雷达反射率的衰减订正[J]. 大气科学, 2009, 33(5):1027-1037.
- [9] 杜牧云,刘黎平,胡志群,等. 双线偏振雷达差分传播相移的小波滤波初探[J]. 暴雨灾害, 2012, 31(3): 248-254.
- [10] HUBBERT J, BRINGI V N. An Iterative Filtering Technique for the Analysis of Copolar Differential Phase and Dual-Frequency Radar Measurements[J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1995, 12(3):643-648.
- [11] 罗原. 基于MCMC方法的雨衰补偿算法研究[D]. 天津:中国民航大学, 2020.
- [12] 曹杨,苏德斌,周筠珺,等. C波段双线偏振多普勒雷达差分相位质量分析[J]. 高原气象, 2016, 35(2): 548-559.
- [13] ZHAO Juan, SHE Jinhua, FUKUSHIMA E F, et al. Muscle Fatigue Analysis with Optimized Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition and Multi-Scale Envelope Spectral Entropy[J]. Frontiers in Neuroinformatics, 2020, 11:1-10.
- [14] 牛晓东,卢莉蓉,王鉴,等. 基于改进经验模态分解域内心动物理特征识别模式分量的心电信号重建[J]. 物理学报, 2021, 70(3):311-319.
- [15] 莫跃爽,索惠英,焦树林,等. 喀斯特地区降水量空间插值方法对比——以贵州省为例[J]. 水土保持研究, 2021, 28(1):164-170.
- [16] 王婷. EMD算法研究及其在信号去噪中的应用[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2010.
- [17] 杨菊花,刘洋,陈光武,等. 基于改进EMD的微机械陀螺随机误差建模方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(12):196-204.
- [18] 李宗飞,肖辉,冯亮,等. X波段双偏振天气雷达衰减订正方法及效果检验[J]. 气象科技, 2019, 47(5): 731-739.

作者简介:



李海 男,1976年生,天津人,博士,教授、硕士生导师,主要研究方向为机载气象雷达信号处理、分布式目标检测与参数估计。



冯兴寰 女,1995年生,山西长治人,在读硕士研究生,主要研究方向为机载气象雷达信号处理。

孟凡旺 男,1982年生,河北迁安人,硕士,高级工程师,主要研究方向为机载气象雷达系统设计、信号处理。

一种车载毫米波 FMCW MIMO 雷达快速成像方法

黄以兰¹, 晋良念^{1,2}, 刘庆华¹

(1. 桂林电子科技大学信息与通信学院, 广西桂林 541004;

2. 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室, 广西桂林 541004)

摘要: 针对车载毫米波 FMCW MIMO 雷达现有的常规波束形成算法的旁瓣效应造成的方位向分辨率低以及高分辨算法的工程实时性低的问题, 提出了一种迭代自适应算法 (IAA) 高分辨成像的快速实现方法。该方法首先利用快速傅里叶变换 (FFT) 获取目标一维距离像, 然后对每一距离单元利用 FFT 算子和 Gohberg-Semencul (GS) 因子分解计算迭代自适应算法 (IAA) 的数据协方差矩阵和其逆矩阵, 利用快速 Toeplitz 矩阵向量乘法计算 IAA 迭代值, 从整体上提升了 IAA 估计各角度散射系数的实时性。仿真和实验结果验证了该方法的可行性和有效性。

关键词: 车载毫米波 FMCW MIMO 雷达; 高分辨成像; 快速迭代自适应算法 (FIAA); Toeplitz 矩阵向量乘法

中图分类号: TN957.52

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2022)02-0128-08

A Fast Imaging Method for Vehicular Millimeter Wave FMCW MIMO Radar

HUANG Yilan¹, JIN Liangnian^{1,2}, LIU Qinghua¹

(1. School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. Key Laboratory of Guangxi Wireless Broadband Communication and Signal Processing, Guilin 541004, China)

Abstract: The sidelobe effect of existing conventional beamforming algorithms causes low azimuth resolution. Besides, the high-resolution algorithm has the problem of low engineering real-time performance. A fast implementation method of high resolution imaging based on iterative adaptive algorithm (IAA) for vehicular millimeter wave FMCW MIMO radar is proposed. Firstly, fast Fourier transform (FFT) is used to obtain the one-dimensional range profile of the target. Then, the data covariance matrix and its inverse matrix of iterative adaptive algorithm (IAA) are calculated by FFT operator and Gohberg-Semencul (GS) factorization for each range cell. Meanwhile, fast Toeplitz matrix vector multiplication is used to calculate IAA iteration value. In this way, real-time performance of IAA for estimating scattering coefficient of target at all angles is improved. Simulation and experimental results verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words: vehicular millimeter wave FMCW MIMO radar; high resolution imaging; fast iterative adaptive algorithm (FIAA); Toeplitz matrix vector multiplication

0 引言

车载毫米波雷达作为汽车主动安全领域的关键传感器部件, 可有效穿透雾、烟、灰尘, 实现全天时、全天候工作负荷要求^[1]。这种雷达采用的体制现有合成孔径雷达 (SAR) 和多发多收 (MIMO) 雷达等。相比于 SAR, MIMO 雷达是利用发射和接收天线间

的位置关系形成更大孔径的虚拟天线阵列^[2]。考虑到车载雷达的实现复杂度及半导体器件成本限制, 本文采用时分复用 MIMO (TDM-MIMO) 雷达工作机制^[3], 该方式对硬件性能需求较低、实现简单, 减少 MIMO 雷达的数量和复杂性, 降低了成本。

传统的成像方法包括后向投影^[4] (Back Projection, BP)、延时求和^[5] (Delay-And-Sum, DAS) 和数字波束形成^[6] (DBF) 等。文献^[4]基于 SAR

收稿日期: 2021-02-02; 修回日期: 2021-03-30

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61861011, 61461012); 广西自然科学基金 (No. 2017GXNSFAA198050); 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室 2020 年主任基金项目; 广西创新驱动发展专项 (No. 桂科 AA21077008); 桂林电子科技大学研究生教育创新计划资助项目 (No. 2020YCXS023)

成像几何模型,结合车载平台推导了 BP 算法,通过仿真实验验证了其在车载前视阵列雷达的适用性。文献[5]提出了在距离向进行距离压缩与方位向进行 DAS,最后结合距离-方位信息得到二维成像结果。文献[6]提出的 DBF 通过加权求和使多路信号变为一路信号,使得目标方向的信号得到增强,同时对非目标方向的信号进行抑制。

尽管这些算法能够快速而简单地实现目标的成像,但是都存在分辨率低且旁瓣较高的问题。为此,采用高分辨成像方法是必要的。文献[7]和[8]分别介绍了在获得距离向信息后采用 ESPRIT、MUSIC 超分辨算法,虽然相比于传统算法有着更好的角度分辨率,但这些算法需要对接接收信号的协方差矩阵作特征分解,需要的数据帧数较多,对均匀线阵中天线的数量也有着较高的要求。文献[9]提出了 IAA 在 FMCW MIMO 雷达系统中的应用,该方法在帧数较少的情况下可使角分辨率从 DAS 波束形成的 10° 提高到 5° ,但在算法复杂度较高,无法实现工程实时性的问题。

针对上述问题,本文提出了一种车载毫米波 FMCW MIMO 雷达 IAA 高分辨成像的快速实现方法,该方法首先基于 MIMO 机制采用 FFT 来获取目标的距离信息,然后对存在目标的距离单元内利用傅里叶算子特性和 GS 因子分解进行数据协方差矩阵及其逆矩阵的快速计算,利用快速 Toeplitz 矩阵向量乘法有效计算目标反射系数,迭代次数少(10 次左右)、计算量适中。

1 信号模型

雷达系统模型如图 1 所示,采用时分复用 FMCW MIMO 雷达(时分复用带来的相位误差补偿方法具体见文献[10]),根据 MIMO 雷达原理,以第一个接收阵元为参考点,有 I 个发射阵元,各阵元距离参考点的间距为 $d_{ti}, i=1,2,\dots,I$;接收阵元有 J 个,各阵元距离参考点的间距为 $d_{rj}, j=2,3,\dots,J-1$ 。假设第 i 个阵元发射信号为

$$s_i(t) = \exp(j2\pi f_0 t + j\pi\mu t^2) \quad (1)$$

式中, t 为信号时间, f_0 为载波频率, $\mu = B/T$ 为调频斜率, B 为信号带宽, T 为调频周期。

将成像区域划分为 M 个距离单元 $R_1, R_2, \dots, R_M$, K 个角度单元 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$, 则对于第 j 个



图1 系统模型

接收阵元来说接收到该区域内所有目标的回波信号可以表示为

$$r_{ij}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \sigma(R_m, \theta_k) \exp[j2\pi f_0(t - \tau_{ij}(R_m, \theta_k)) + j\pi\mu(t - \tau_{ij}(R_m, \theta_k))^2] \quad (2)$$

式中: $\sigma(R_m, \theta_k)$ 表示加权指示函数, 若在 (R_m, θ_k) 位置上有目标, 则 $\sigma(R_m, \theta_k) \neq 0$, 反之 $\sigma(R_m, \theta_k) = 0$; $\tau_{ij}(R_m, \theta_k)$ 表示目标与第 i 个发射阵元和第 j 个接收阵元之间的传播时延, 其为

$$\tau_{ij}(R_m, \theta_k) = \frac{2R_m}{c} + \frac{2d_{ti} \sin\theta_k}{c} + \frac{2d_{rj} \sin\theta_k}{c} \quad (3)$$

式中, c 为电磁波在自由空间的传播速度, $\frac{2R_m}{c}$ 为雷达与目标径向距离产生的双程传播时延, $\frac{2d_{ti} \sin\theta_k}{c}$ 和 $\frac{2d_{rj} \sin\theta_k}{c}$ 分别为第 i 个发射阵元和第 j 个接收阵元相对于参考点附加的双程传播时延。将回波信号与发射信号进行混频后, 经过低通滤波器进行滤波得到中频信号为

$$r_{ij}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \sigma(R_m, \theta_k) \exp[j2\pi f_0 \tau_{ij}(R_m, \theta_k) + j2\pi\mu \tau_{ij}(R_m, \theta_k) t] \quad (4)$$

对中频信号进行采样得到离散采样序列:

$$r_{ij}(l) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \sigma(R_m, \theta_k) \exp[j2\pi f_0 \tau_{ij}(R_m, \theta_k) + j2\pi\mu \tau_{ij}(R_m, \theta_k) l T_s] \quad (5)$$

式中, T_s 为采样间隔, $l=1,2,\dots,L$ 为采样点数。对 $r_{ij}(l)$ 计算 M 点 FFT 并取单边谱, 得到该通道的一维距离像为

$$r_{ij}(p) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \sigma(R_m, \theta_k) \text{sinc}[\pi(p - B\tau_{ij}(R_m, \theta_k))] \times \exp[j2\pi f_0 \tau_{ij}(R_m, \theta_k)], p=1,2,\dots,M \quad (6)$$

从式(6)可以看出,谱峰位于 p 处,即 $p = B\tau_{ij}(R_m, \theta_k)$ 。将式(3)代入式(6)并化简,则

$$r_{ij}(p) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \sigma(R_m, \theta_k) \exp \left[j2\pi f_0 \frac{2R_m}{c} + j2\pi \frac{2(d_{ti} + d_{vj}) \sin \theta_k}{\lambda} \right] \times \text{sinc} \left[\pi \left(p - B \frac{2R_m}{c} \right) \right], p = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

从式(7)可以看出,在 p 最接近 $B \frac{2R_m}{c}$ 处取得谱峰,若划分的距离单元以距离分辨率为准,则 p 对应的距离 $R_p = R_m = \frac{c}{2B}p$,此时 sinc 函数值为 1,则式(7)变为

$$r'_{ij}(m) = \sum_{k=1}^K \sigma_m(\theta_k) \exp \left[j2\pi f_0 \frac{2R_m}{c} + j2\pi \frac{2(d_{ti} + d_{vj}) \sin \theta_k}{\lambda} \right] \quad (8)$$

式中, $\sigma_m(\theta_k)$ 为对应第 m 个距离单元角度目标的散射系数。

最后,将所有发射阵元和接收阵元组合的回波数据堆叠,并将距离 R_m 的产生的双程时延补偿,得到第 m 个距离单元的测量向量,即

$$\mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} r'_{11}(m) \\ r'_{12}(m) \\ \dots \\ r'_{IJ}(m) \end{bmatrix} \quad (9)$$

令 $\boldsymbol{\sigma}_m = [\sigma_m(\theta_1) \dots \sigma_m(\theta_K)]^T$, $\mathbf{A}_m = [\mathbf{a}_m(\theta_1) \dots \mathbf{a}_m(\theta_K)]$, 其中 $\mathbf{a}_m(\theta_k) = [e^{j2\pi \frac{2(d_{t1} + d_{r1}) \sin \theta_k}{\lambda}} \dots e^{j2\pi \frac{2(d_{ti} + d_{vj}) \sin \theta_k}{\lambda}} \dots e^{j2\pi \frac{2(d_{tI} + d_{rJ}) \sin \theta_k}{\lambda}}]^T$, 则

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{A}_m \boldsymbol{\sigma}_m + \mathbf{e}_m \quad (10)$$

2 算法描述

根据文献[11]所述,IAA 通过最小化下面的

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{t1} + d_{r2})/2} & \dots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{t1} + d_{rJ})/2} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{t2} + d_{r1})/2} & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{tI} + d_{r2})/2} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{tI} + d_{rJ})/2} & \dots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{t2} + d_{r1})/2} & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

加权最小二乘(WLS)代价函数来求解式(10),即

$$(\mathbf{y}_m - \sigma_m(\theta_k) \mathbf{a}_m(\theta_k))^H \mathbf{Q}^{-1} (\mathbf{y}_m - \sigma_m(\theta_k) \mathbf{a}_m(\theta_k)) \quad (11)$$

式中, $\mathbf{Q}$ 为干扰数据协方差矩阵,且

$$\mathbf{Q} = \mathbf{R} - |\sigma_m(\theta_k)|^2 \mathbf{a}_m(\theta_k) \mathbf{a}_m^H(\theta_k) \quad (12)$$

这里的 $\mathbf{R}$ 为数据协方差矩阵,即

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^K |\sigma_m(\theta_k)|^2 \mathbf{a}_m(\theta_k) \mathbf{a}_m^H(\theta_k) \quad (13)$$

将式(11)最小化并代入式(12),再根据矩阵求逆引理,得到目标散射系数 $\sigma_m(\theta_k)$ 为

$$\sigma_m(\theta_k) = \frac{\mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_m}{\mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_m(\theta_k)} \quad (14)$$

根据式(13)可知, $\mathbf{R}$ 依赖于 $\sigma_m(\theta_k)$ 的值。首先,使用 DAS 估计值初始化 IAA,即

$$\sigma_m(\theta_k) = \frac{\mathbf{a}_m(\theta_k) \mathbf{y}_m}{\mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{a}_m(\theta_k)} \quad (15)$$

如式(13)、式(14)所示,IAA 的计算负担主要来自每一次迭代的矩阵 $\mathbf{R}$ 及其逆矩阵 $\mathbf{R}^{-1}$ 的计算和 $\sigma_m(\theta_k)$ 中分子、分母的计算,因此需要的存储空间大,计算复杂度也高。接下来,根据 $\mathbf{a}_m(\theta_k)$ 的傅里叶矩阵特性快速计算 $\mathbf{R}$, 然后根据快速 Toeplitz 矩阵向量乘法分别计算 $\sigma_m(\theta_k)$ 中的分子、分母,以减少每次迭代的计算量。令

$$\varphi_D(\theta_k) = \mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_m \quad (16)$$

$$\varphi_N(\theta_k) = \mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}_m(\theta_k) \quad (17)$$

2.1 $\mathbf{R}$ 的快速计算

根据公式(13),令 $p(\theta_k) = |\sigma_m(\theta_k)|^2$, $\mathbf{P} = \text{diag}([p(\theta_1) \ p(\theta_2) \ \dots \ p(\theta_K)]^T)$, 则 $\mathbf{R}$ 可以表示为

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^K p(\theta_k) \mathbf{a}_m(\theta_k) \mathbf{a}_m^H(\theta_k) = \mathbf{A}_m \mathbf{P} \mathbf{A}_m^H \quad (18)$$

将 $\mathbf{A}_m$ 代入式(18),可得

将图1所示的MIMO雷达的 I 个发射阵元和 J 个接收阵元经过合理布局,可以虚拟为1发 Q 收($Q=I \times J$)的均匀线阵。以第1个接收阵元为参考点,设第1个发射阵元与参考点距离为 $d_{t0}=4d$,相邻发射阵元间距 $4d$,第2个接收阵元与参考点距离为 $d_{r1}=d$,相邻接收阵元间距 d ,其中

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k}} & \cdots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k} (Q-1)} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k}} & 1 & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & 1 & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k}} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k} (Q-1)} & \cdots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k}} & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

由式(20)可以看出, $\mathbf{R}$ 是Toeplitz矩阵,令

$$r_q = \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k} q}, q = -Q+1, \cdots, -1, 0, 1, \cdots, Q-1 \quad (21)$$

则式(19)的 $\mathbf{R}$ 可以简化为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & r_{Q-1} \\ r_{-1} & r_0 & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & r_1 \\ r_{-Q+1} & \cdots & r_{-1} & r_0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中, $r_{-q} = r_q^*$ 。根据式(21),我们可以通过对 $p(\theta_k)$ 进行FFT运算求解 r_q ,以此类推,就可以通过矩阵 $\mathbf{P}$ 的FFT运算来实现 $\mathbf{R}$ 的快速计算。

2.2 $\varphi_D(\theta_k)$ 的快速计算

令 $\mathbf{r}_{Q-1} = [r_{-1} \ r_{-2} \ \cdots \ r_{-Q+1}]^H$, $\mathbf{R}_{Q-1}$ 表示 $\mathbf{R}$ 中除了第一行第一列元素外的其他元素组成的子矩阵,则 $\mathbf{R}$ 可以改写为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0 & \mathbf{r}_{Q-1}^H \\ \mathbf{r}_{Q-1} & \mathbf{R}_{Q-1} \end{bmatrix} \quad (23)$$

定义线性预测和相关的预测误差如下:

$$\mathbf{e}_{Q-1} = -\mathbf{R}_{Q-1}^{-1} \mathbf{r}_{Q-1} \quad (24)$$

$$\beta_{Q-1} = r_0 - \mathbf{r}_{Q-1}^H \mathbf{R}_{Q-1}^{-1} \mathbf{r}_{Q-1} \quad (25)$$

由式(24)给出的线性方程组可以通过Levinson-Durbin算法^[12]。根据文献[13], $\mathbf{R}^{-1}$ 的GS因子分解表达式可表示为

$$\mathbf{R}^{-1} = \Psi(\mathbf{x}, \mathbf{Z}_Q) \Psi^H(\mathbf{x}, \mathbf{Z}_Q) - \Psi(\mathbf{w}, \mathbf{Z}_Q) \Psi^H(\mathbf{w}, \mathbf{Z}_Q) \quad (26)$$

$d \leq \lambda/2, \lambda = c/f_0$,则对应第 q 个虚拟阵元到参考点的间距 $d_q = (q - Q + 1) \frac{d}{2}$ 。令 $d_q = (d_{ti} +$

$d_{rj})/2, \omega_{\theta_k} = \frac{\pi d \sin \theta_k}{\lambda}$,则 $\mathbf{R}$ 变为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k}} & \cdots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k} (Q-1)} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k}} & 1 & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & 1 & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{-j\omega_{\theta_k}} \\ \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k} (Q-1)} & \cdots & \sum_{k=1}^K p(\theta_k) e^{j\omega_{\theta_k}} & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中, Ψ 是下三角Toeplitz矩阵,其中的 $\mathbf{x}, \mathbf{w}$ 和 $Q \times Q$ 维移位矩阵 $\mathbf{Z}_Q$ 分别为

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{Q-1}}} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_{Q-1} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{Q-1}}} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{Q-1}^* \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{Z}_Q = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ 1 & 0 & & \\ \cdots & \cdots & \cdots & \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

由式(26)可知, $\mathbf{R}^{-1}$ 也是Toeplitz矩阵,则式(16)中的 $\mathbf{x} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_m$ 可以通过一系列Toeplitz矩阵向量乘积来计算,这些乘积可以转换为循环矩阵向量乘积,从而转换为FFT/IFFT^[14](计算复杂度为 $O(Q)$,对算法总计算复杂度影响不大,具体方法见文献[15-16])。在得到 $\mathbf{x}$ 之后,利用 $\mathbf{a}_m(\theta_k)$ 的傅里叶算子特性对 $\mathbf{x}$ 进行FFT运算来快速计算 $\varphi_D(\theta_k) = \mathbf{a}_m^H(\theta_k) \mathbf{x}$ 。

2.3 $\varphi_N(\theta_k)$ 的快速计算

将式(26)的 $\mathbf{R}^{-1}$ 代入式(17),可得

$$\begin{aligned} \varphi_N(\theta_k) &= \mathbf{a}_m^H(\theta_k) [\Psi(\mathbf{x}, \mathbf{Z}_Q) \Psi^H(\mathbf{x}, \mathbf{Z}_Q) - \\ &\quad \Psi(\mathbf{w}, \mathbf{Z}_Q) \Psi^H(\mathbf{w}, \mathbf{Z}_Q)] \mathbf{a}_m(\theta_k) = \\ &\quad \sum_{q=-Q+1}^{Q-1} \sum_{q=1}^Q (q x_{Q-q} x_{q-1}^* - q w_{Q-q} w_{q-1}^*) e^{j\omega_{\theta_k} q} \end{aligned} \quad (30)$$

令 $c_q = \sum_{q=1}^Q (q x_{Q-q} x_{q-1}^* - q w_{Q-q} w_{q-1}^*)$,所以 $\varphi_N(\theta_k)$

可以表示为

$$\varphi_N(\theta_k) = \sum_{q=-Q+1}^{Q-1} c_q e^{j\omega_{\theta_k} q} \quad (31)$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} x_{Q-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 2x_{Q-2} & x_{Q-1} & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ Qx_0 & \cdots & 2x_{Q-2} & x_{Q-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0^* \\ x_1^* \\ \cdots \\ x_{Q-1}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w_{Q-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 2w_{Q-2} & w_{Q-1} & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ Qw_0 & \cdots & 2w_{Q-2} & w_{Q-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0^* \\ w_1^* \\ \cdots \\ w_{Q-1}^* \end{bmatrix} \quad (32)$$

由式(32)可知, $\mathbf{c}$ 是两个下三角 Toeplitz 矩阵与向量乘积的相减。因此, $\mathbf{c}$ 也可以通过快速 Toeplitz 矩阵向量乘法来快速计算。令 $\Phi_N = [\varphi_N(\theta_1), \cdots, \varphi_N(\theta_k), \cdots, \varphi_N(\theta_K)]^T$, 根据式(31), Φ_N 也可以类似于 $\varphi_D(\theta_k)$ 那样, 通过对 $\mathbf{c}$ 进行 FFT 运算来实现其快速计算。

定义 $\mathbf{c} = (c_{-Q+1}, c_{-Q+2}, \cdots, c_0)^T$, 则其可以表示为

2.4 算法流程及复杂度分析

算法流程如表 1 所示。首先采用 FFT 计算估计初始值, 迭代计算式(13)、式(14)的过程中通过 FFT 运算快速计算 $\mathbf{R}$, 根据 GS 因子分解求解 $\mathbf{R}^{-1}$, 采用 Toeplitz 矩阵向量乘法的快速算法及 $\mathbf{a}_m(\theta_k)$ 的傅里叶算子特性快速计算 $\varphi_D(\theta_k)$ 、 $\varphi_N(\theta_k)$, 直至算法收敛, 结束迭代。

表 1 FIAA 算法流程

初始化 根据式(15), 使用 FFT 计算估计初始值 $\sigma_m(\theta_k)$, 初始化迭代次数 $n = 0$, 设置收敛条件 $\delta = 0.01$, 最大迭代次数为 $N = 10$ 。

for $n = 0; N$

步骤 1 根据式(15)初始值 $\sigma_m(\theta_k)$, 通过 FFT 计算 $\mathbf{R}$;

步骤 2 通过 Levinson-Durbin 算法求解式(24), 根据 GS 因子分解求解 $\mathbf{R}^{-1}$;

步骤 3 通过快速 Toeplitz 矩阵向量乘法求解 $\mathbf{x}$, 根据 $\mathbf{a}_m(\theta_k)$ 的傅里叶算子特性对 $\mathbf{x}$ 进行 FFT 运算计算 $\varphi_D(\theta_k)$;

步骤 4 通过快速 Toeplitz 矩阵向量乘法求解系数 $\mathbf{c}$, 根据 $\mathbf{a}_m(\theta_k)$ 的傅里叶算子特性对 $\mathbf{c}$ 进行 FFT 运算计算 $\varphi_N(\theta_k)$;

步骤 5 令 $n = n + 1$, 若 $\|\sigma_m^n(\theta_k) - \sigma_m^{n-1}(\theta_k)\|^2 \leq \delta$ 或 $n = N$, 则迭代停止, 否则返回步骤 2 继续迭代。

end

从前面的分析可以知道, 文献[9]提出的 IAA 每次迭代过程都需要对 $\sigma_m(\theta_k)$ 和 $\mathbf{R}$ 进行更新, 总共需要的计算复杂度为 $O(2Q^2K + QK + Q^3)$, 其中对 $\sigma_m(\theta_k)$ 的求解过程需要进行 $\mathbf{R}^{-1}$, 其计算复杂度为 $O(Q^2K)$, 而本文提出的 FIAA 在计算 $\mathbf{R}^{-1}$ 的过程中的复杂度仅为 $O(Q^2)$ 。此外, 通过 Levinson-Durbin 算法求解式(24)需要计算 $O(Q^2)$ 次, 根据 GS 因子分解求解 $\mathbf{R}^{-1}$ 需要 $5(2Q)$ 次。求解 $\varphi_D(\theta_k)$ 、 $\varphi_N(\theta_k)$ 过程中两次使用的快速 Toeplitz 矩阵向量乘法需要 $7(2Q)$ 次, 加上 FFT 运算需要的 $3(Q)$ 次, FIAA 共需要计算复杂度为 $O(Q^2 + 12(2Q) + 3(K))$ 。所以, 整体看来本文给出的 FIAA 处理计算复杂度都有较大程度的降低。

3 仿真与实验结果分析

3.1 仿真结果分析

为保证距离和角度的解算范围以及对多目标

的分辨能力, 要对车载毫米波雷达系统的工作参数做出限定和选取。系统的距离及角度分辨率分别为

$$\begin{aligned} R_{\text{res}} &= \frac{c}{2B} \\ \theta_{\text{res}} &= \frac{2}{Q \cos \theta} \end{aligned} \quad (33)$$

为了评估雷达性能并比较 DAS 波束形成、文献[9]提出的 IAA 和本文提出的 FIAA 算法, 在 MATLAB 中对场景目标进行仿真, 参数如表 2 所示。

假设目标场景的距离单元数为 $M = 256$, 角度范围是 $-60^\circ \sim 60^\circ$, 角度单元间隔为 1° , 即角度单元数 $K = 121$ 。设置 3 个点目标, 参数如表 3 所示, 图 2 给出了不同算法功率谱对比, 其中图 2(a)~(c)分别为 DAS 波束形成、IAA、FIAA 算法的功率谱图。目标的成像结果如图 3 所示, 其中图 3(a)~(c)分别为 DAS 波束形成、IAA、FIAA 算法

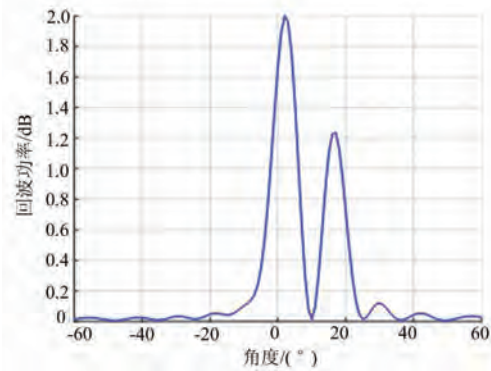
的仿真数据的距离-角度二维成像图。从这些图中可以看出,DAS 波束形成算法只能分辨出目标 1 和目标 3,分辨不出相距 5° 的两个目标,由此可见分辨率大约为 10° ,而且旁瓣较高。而 IAA 与 FIAA 算法可以很清晰地分辨出 3 个目标,其分辨率可达到 5° ,旁瓣较低。因此,相比于 DAS 波束形成算法具有很高的旁瓣和很低的分辨率,很难分辨具体的方位角,IAA 与 FIAA 算法都获得了较好的角度估计以及有效地降低了旁瓣。

表 2 系统参数

参数	参数值
载波频率/GHz	77
信号带宽/GHz	2
阵元个数	3T×4R
采样点	256
Chirp 数	64
采样时间/s	17×10^{-6}
距离分辨率/m	0.075
角度分辨率/ $^{\circ}$	9.5

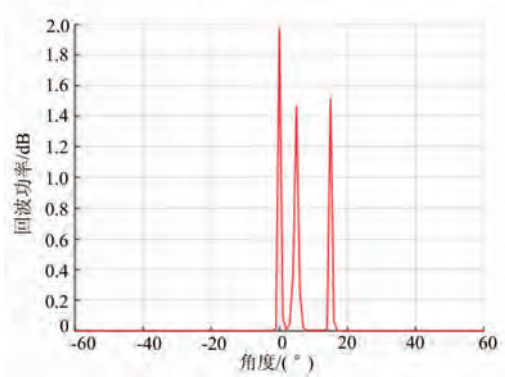
表 3 目标参数

目标	距离/m	角度/ $^{\circ}$
1	8	0
2	8	5
3	8	15

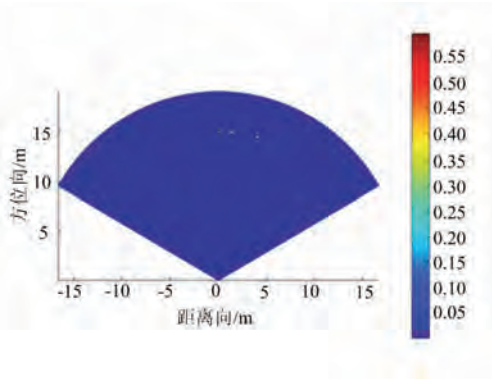


(c) FIAA

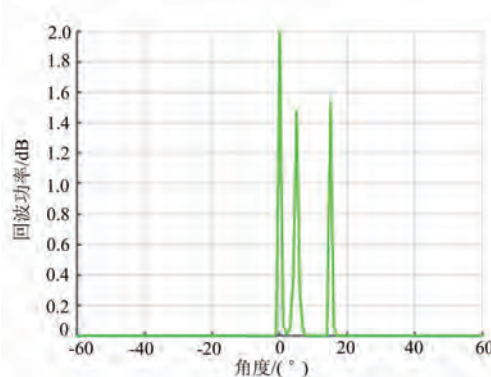
图 2 功率谱图



(a) DAS 波束形成



(b) IAA



(c) FIAA

图 3 仿真数据的距离-角度二维成像图

(a) DAS 波束形成

(b) IAA

下面对算法的运行时间进行对比,以单个目标为例,设置单目标距离 $R = 12\text{ m}$, 角度 $\theta = 10^\circ$; 以多个目标为例则设置多目标参数如表3所示。表4给出了 DAS 波束形成、文献[9]提出的 IAA 与本文提出的 FIAA 分别在单目标场景及多目标场景中运行时间的对比结果。从表中可以看出,无论是在单目标还是多目标场景,DAS 波束形成算法所需时间最短,实时性最高;IAA 所需时间最长,不符合车载雷达实时性的需求;而 FIAA 的运行速度虽比不上 DAS 波束形成,但相比于 IAA,在单目标场景中 FIAA 的运算时间减少 7 倍左右,在多目标场景中运算时间减少了 4 倍左右。由此可以说明所提算法性能较好,有效地减少了运行时间,更适合应用于要求实时性的车载场景中。

表4 DAS 波束形成、IAA、FIAA 的对比

算法	单目标运行时间/s	多目标运行时间/s
DAS 波束形成	0.001	0.002
文献[9]方法	0.07	0.087
FIAA	0.01	0.021

综上所述,DAS 波束形成运行时间短,但存在分辨率低和高旁瓣的问题,文献[9]提出的 IAA 虽然提高了分辨率但算法复杂度高且运算时间较长,本文提出的 FIAA 在保证有效提高分辨率、降低旁瓣的基础上,能够减少算法的运行时间,提高性能。

3.2 实测数据处理结果分析

实际探测场景如图4所示,雷达系统主要由

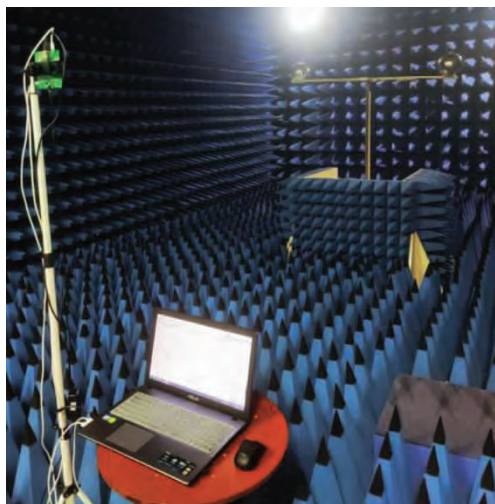
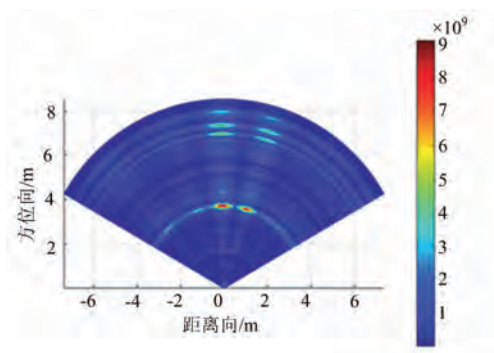


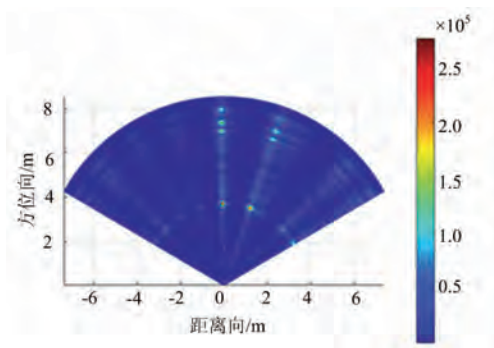
图4 实验场景

TI(德州仪器)公司的高性能毫米波雷达前端 IWR6843 评估板卡和 DCA1000 数据采集卡组成。数据采集卡连续接收雷达前端输出的数字差频信号并通过 USB 接口将原始回波差频数据发送给计算机存储,为 FMCW MIMO 雷达信号处理提供实测数据。

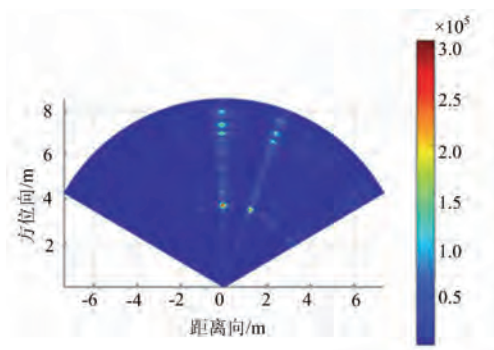
实验过程中,首先对暗室无目标场景进行测量,为后续数据预处理作准备。然后测量的是相同距离 3 m 处不同角度($\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$)的双目标,经过去除耦合波处理后结果如图5所示,其中图5(a)~(c)分别为 DAS 波束形成、IAA、FIAA



(a) DAS 波束形成



(b) IAA



(c) FIAA

图5 实测数据的距离-角度二维成像图

算法的实测数据的距离-角度二维成像图。从图中可以看出,相比于 DAS 波束形成算法,FIAA 得到的方位图像具有更清晰的亮点以及更好的角度分辨率。在运行时间上,采用 DAS 波束形成算法、文献[9]提出的 IAA、本文提出的 FIAA 分别为 0.002,0.106 和 0.022 s,FIAA 比 IAA 的运行时间缩短了 5 倍左右,可以发现本文方法在提高分辨率的基础上有效地降低了运行时间,满足了车载场景对实时性的需求。

4 结束语

本文提出的车载毫米波 FMCW MIMO 雷达快速成像方法,解决了 DAS 波束形成算法测角分辨率较低、旁瓣多和子空间类算法需要的数据帧数较多以及运算复杂度较高的问题。仿真数据和实验数据的处理结果表明:相比于波束形成与其他高分辨率算法,FIAA 得到的方位图像具有更清晰的亮点以及更好的角度分辨率。在今后的工作中,继续探索车载毫米波雷达高分辨测角方法的快速算法,并将其扩展到 3D 成像中,致力于将该方法更完善地应用于更复杂真实的环境中。

参考文献:

- [1] 叶常青. 车载毫米波雷达应用研究[J]. 电子测试, 2019(13):79-80.
- [2] KISHIGAMI T, YOMO H, MATSUOKA A, et al. Millimeter-Wave MIMO Radar System Using L-Shaped Tx and Rx Arrays[C]// European Radar Conference, London, UK:IEEE, 2016:29-32.
- [3] JIANG Liubing, WEN Hexin, CHE Li, et al. A Phase Compensation Method for Moving Targets in TDM-MIMO Radar [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information, 2020,18(4):575-580.
- [4] 黄平平,李婷婷,徐伟,等. 车载前视阵列雷达 BP 成像算法研究[C]//第五届高分辨率对地观测学术年会论文集,西安:高分辨率对地观测学术联盟,2018:255-265.
- [5] 王伟,梁栋,刘琦,等. 基于方位向门限的 FMCW MIMO 雷达波束形成成像算法[J]. 系统工程与电子技术, 2015,37(12):2745-2750.
- [6] 李红丽,赵崇辉,于丹茹. 车载防撞雷达的大角度快速搜索方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2017, 15(5):474-478.
- [7] KIM S,OH D,LEE J. Joint DFT-ESPRIT Estimation for TOA and DOA in Vehicle FMCW Radars [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015,14:1710-1713.
- [8] XU Shengzhi, WANG Jianping, YAROVY A. Super Resolution DOA for FMCW Automotive Radar Imaging[C]//2018 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), Vasteras, Sweden: IEEE, 2018:1-4.
- [9] ECKHARDT J M, JORAM N, FIGUEROA A, et al. FMCW Multiple-Input Multiple-Output Radar with Iterative Adaptive Beamforming[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018,12(11):1187-1195.
- [10] GUETLEIN J, KIRSCHNER A, DETLEFSEN J. Motion Compensation for a TDM FMCW MIMO Radar System[C]// 2013 European Radar Conference, Nuremberg, Germany:IEEE,2013:37-40.
- [11] ROBERTS W, STOICA P, LI J, et al. Iterative Adaptive Approaches to MIMO Radar Imaging[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010,4(1):5-20.
- [12] STOICA P, MOSES R. Spectral Analysis of Signals [M]. Upper Saddle River, NJ, US:Prentice-Hall,2005.
- [13] ZHANG Y C, ZHANG Y, LI W C, et al. Super-Resolution Surface Mapping for Scanning Radar: Inverse Filtering Based on the Fast Iterative Adaptive Approach[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2018,56(1):127-144.
- [14] AMMER G, GADER P. A Variant of the Gohberg-Semencul Formula Involving Circulant Matrices[J]. SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, 1991, 12(3):534-540.
- [15] GOHBERG I, OLSHEVSKY V. Complexity of Multiplication with Vectors for Structured Matrices[J]. Linear Algebra and Its Applications, 1994, 202:163-192.
- [16] GLENTIS G O. A Fast Algorithm for APES and Capon Spectral Estimation[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(9):4207-4220.

作者简介:



黄以兰 女,1995年生,安徽滁州人,桂林电子科技大学信息与通信学院硕士研究生,主要研究方向为车载毫米波雷达成像。

炮位侦察雷达定位精度影响因素分析

秦鹏程¹, 王锐¹, 姜洋²

(1. 陆军炮兵防空兵学院, 安徽合肥 230031; 2. 中国兵器工业第206研究所, 陕西西安 710000)

摘要: 炮位侦察校射雷达弹道外推算法受多种因素影响。为满足弹道外推分析、进一步提高外推精度的需求,详细建模分析地球曲率、时间不同步、弹道模型误差、信噪比变化等影响炮位侦察校射雷达定位精度的因素。结合精密雷达测量数据和无迹卡尔曼滤波外推算法进行仿真,量化评价各因素对外推精度的影响。通过理论建模与仿真实验,将考虑各种影响因素与否的情况详细分析对比,得到各因素对定位精度影响程度从大到小依次为:地球曲率、时间不同步、弹道模型误差、信噪比变化。在此基础上,提出了考虑多种因素的炮位侦察校射雷达弹道外推改进方法。

关键词: 炮位侦察校射雷达; 定位精度; 地球曲率; 时间不同步

中图分类号: TN959 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0136-06

Analysis on the Factors Influencing Positioning Accuracy of Firefinder Radar

QIN Pengcheng¹, WANG Rui¹, JIANG Yang²

(1. Army Academy of Artillery and Air Defense, Hefei 230031, China;

2. The 206th Research Institute of China Ordnance Industries, Xi'an 710000, China)

Abstract: The extrapolation algorithm of the firefinder radar is affected by many factors. To meet the needs of the subsequent ballistic analysis, the factors which affects the positioning accuracy in the firefinder radar data processing system are analyzed in detail, such as earth curvature, asynchronous time, model error, signal to noise ratio, et al. Simulation is carried out by combining high precision radar measurement data and seven-state filtering algorithm. The effects of various influencing factors on extrapolation precision are quantitatively evaluated. The sequence of these factors is given according to their influence degrees on the positioning accuracy as: earth curvature, asynchronous time, model error, and signal to noise ratio. On this basis, an improved method of trajectory extrapolation for firefinder radar is proposed.

Key words: firefinder radar; positioning accuracy; earth curvature; the asynchronous time

0 引言

炮位侦察校射雷达是保障炮兵全天候、全天时获取战场情报信息不可或缺的重要侦察装备。弹道外推算法是炮位侦察校射雷达实现炮位侦察校射功能的关键^[1],算法的适用性和优劣直接影响弹道外推的精度。在弹道外推过程中,任何数据都要受到设备或仪器、方法、环节和人员等因素的影响,因此所得到的外推结果存在误差。

现将主要误差因素描述如下:

1) 地球曲率:在建立炮位侦察校射雷达数据处理系统时,通常将地球表面看作水平面,而实际上由

于地球表面是球面,外推炮位与真实炮位存在高程差;2) 时间不同步误差:测量数据因采样时间不同步间隔(不一致)引起的误差称为时间不同步误差。当前弹道测量系统的各设备和计算机均应工作在统一时间基准上,时间不同步会产生测量误差和数据处理误差;3) 弹道模型误差:建立弹道方程最初的目的主要是为了编制射表,因此弹道方程只是较好地拟合了火炮射程,但对整条弹道曲线的空间位置拟合效果并不理想。即弹道模型和真实弹道并不完全重合,存在模型误差;4) 信噪比变化:雷达的检测能力测量误差实质上受信噪比影响,雷达量测信噪比受雷达与目标距离的影响,并随着距离的增加而减小。

本文结合精密雷达测量数据和七态滤波外推算法^[2-3]对以上误差因素进行详细建模和量化分析,为算法优化奠定了基础。

1 建模分析

1.1 地球曲率对定位精度的影响

炮位侦察过程中,考虑地球曲率所引起的外推落点高程差可概略用下式计算。

$$H = \sqrt{(r^2 + L^2)} - r \quad (1)$$

式中, r 为地球半径, L 为雷达到炮位的距离。

如图1所示,雷达在利用 $P_1 \cdots P_{19}$ 采样点进行外推时,将地球表面当做一个水平面。外推炮位在 c ,而实际上由于地球表面是球面,炮位并未在 c 点而是继续下落到 G 点,在原来假设落点处实际还存在一个弹道高度 cc' 。从平面几何可知:

$$Rc \approx RG = L \quad (2)$$

$$cc' = \sqrt{(Rc^2 + RO^2)} - Oc' \quad (3)$$

解算弹道方程时,根据落点高程来确定落点。因此,高程差的存在对定位精度存在较大影响。考虑到地球曲率的影响,在外推到炮位高程时,再继续向下递推 H 。

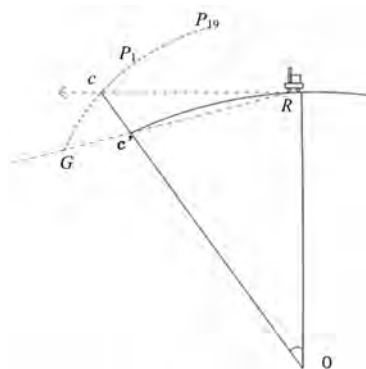


图1 地球表面曲率对坐标转换的影响

1.2 时间不同步误差

理想条件下,某炮位侦察雷达采样点间隔取固定值0.3 s,但由于发射机电路及波导系统对发射脉冲的延时作用,造成扫描起始时刻超前于天线口辐射的时刻,可能造成实际采样间隔大于0.3 s,以某炮位侦察雷达为例,其实际采样步长接近0.4 s。靶场试验证明:采样点间隔取0.4 s,外推结果更接近真实炮位,由于雷达系统不同,采样步

长可能会有所不同。

1.3 真实弹道与模型匹配情况

射表用的弹道模型存在模型误差,并且外推距离越远,外推误差越大^[4],如图2所示。

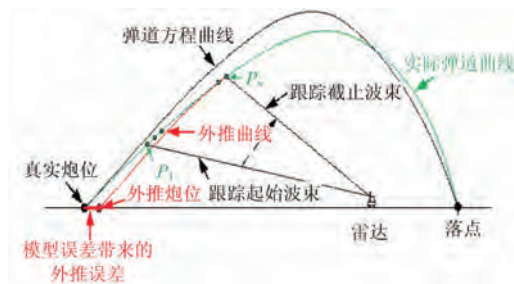


图2 模型误差影响外推精度示意图

外推距离受遮蔽角影响,遮蔽角越大,雷达起始波束俯仰角增大,开始采样时间距发射时间越长,外推距离增加,模型误差累积越多,雷达的侦察定位精度误差就会越明显。

图3为遮蔽角影响外推精度示意图。正常情况下,起始波束到截止波束的角度为固定值。 S_1 和 S_2 分别为不同遮蔽角下起始波束俯仰角低和高时的外推起点,外推距离分别为点 S_1 、 S_2 到外推炮位的弹道曲线长度。从图中可以看出,在作用距离和火炮射角相同的情况下,遮蔽角越大,截止波束俯仰角就越大,外推距离也就越远,导致外推误差越大。其弹丸位置对应的俯仰角可用下式表示:

$$A = \frac{180 \cdot \arcsin\left(\frac{y}{d-x}\right)}{\pi} \quad (4)$$

式中, x 为弹丸北向坐标, y 为弹丸高度, d 为炮位距雷达距离, A 为弹丸位置对应的俯仰角。

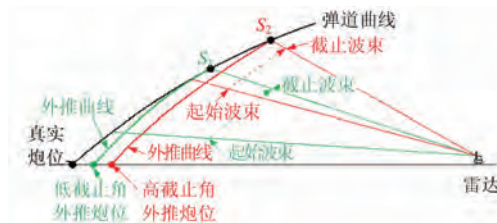


图3 遮蔽角影响外推精度示意图

图4为雷达作用距离影响外推精度示意图。 S_1 和 S_2 分别为近作用距离和远作用距离时的外推起点,外推距离分别为点 S_1 、 S_2 到外推炮位的

弹道曲线长度。从图中可以看出,在火炮射角和雷达起始波束俯仰角相同的条件下,雷达的作用距离越远,外推距离就会越远,导致外推误差也就越大。

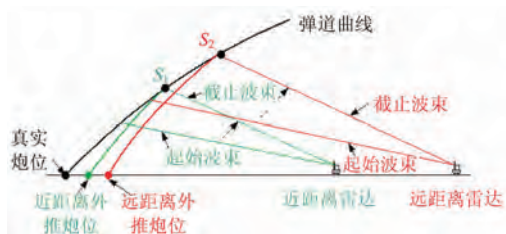


图 4 雷达作用距离影响外推精度示意图

以上情况均以侦察作业为例,其分析结果同样适用于校射作业。

1.4 弹丸与雷达距离决定信噪比

设雷达的发射功率为 P_t , 天线增益为 G_t , 则在自由空间工作时, 距离天线 R 处目标的功率密度 S_1 为

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (5)$$

假设目标可将接收到的功率无损耗、均匀地辐射出来, 用目标的散射截面积 σ 来表征其散射特性, 接收天线的有效接收面积为 A_r , 则在雷达接收处接收回波功率为

$$P_r = \frac{\sigma S_1 A_r}{4\pi R^2} = \frac{P_t G_t \sigma A_r}{(4\pi R^2)^2} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 接收的回波功率反比于目标和雷达站间的距离 R 的四次方。

若误差的度量是测量值(估计值)和真实值之间差的均方根值(RMS), 雷达测量 M 的理论均方根误差 δM 可表示为

$$\delta M = \frac{kM}{\sqrt{2E_r/N_0}} \quad (7)$$

式中, k 是大约为 1 的常数, E_r 是接收信号能量, N_0 是单位带宽噪声功率。

从一个简单的信号脉冲波形来看, 若其宽度为 τ , 则接收信号能量 $E_r = P_r \cdot \tau$, 噪声功率 N 和噪声功率谱密度 N_0 之间的关系为 $N = N_0 B_n$ 。一般情况下可认为 $B_n = 1/\tau$, 这样可得到信号功率比的表达式如下:

$$\frac{P_r}{N} = \frac{P_r}{N_0 B_n} = \frac{P_r \cdot \tau}{N_0} = \frac{E_r}{N_0} \quad (8)$$

故 δM 正比于 R^{-2} , 可表示为

$$\delta M \propto E_r^{-\frac{1}{2}} \propto R^{-2} \quad (9)$$

引入零均值高斯白噪声 $\mathbf{V}$, 其方差为 $\mathbf{Q}$, 则测量方程为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{V} \quad (10)$$

由式(9)可知

$$\mathbf{Q} = \text{diag}\left\{\frac{a_1}{R^4}, \frac{a_2}{R^4}, \frac{a_3}{R^4}\right\} \quad (11)$$

式中, a_1 、 a_2 、 a_3 分别为观测量中距离、方位角、俯仰角噪声方差与以弹丸距雷达距离四次方为分母函数的系数, 表示两者之间的正比关系。

2 仿真实验

2.1 仿真条件

以 122 榴弹为例, 利用靶场弹道精密测量雷达数据进行数值仿真计算。主要仿真条件如下:

1) 弹丸发射条件: 初速 $v_0 = 700$ m/s, 射角 $\theta_0 = 19.5^\circ$; 2) 取雷达测量误差: $\sigma_r = 6.5$ m, $\sigma_\beta = \sigma_\epsilon = 1.5$ mil; 3) 雷达距离炮位 15 km, 雷达初始采样点的俯仰角为 3.1° , 采样间隔 300 ms, 从初始采样点继续探测 18 个弹道点后采样中止。采用两点差分法对状态进行初始化。

建立考虑弹道系数的七维状态向量、三维量测模型, 在此过程中使用经典的动力学模型^[4]。分别利用扩展卡尔曼滤波(EKF)、无迹卡尔曼滤波(UKF)^[5]进行滤波处理, 得到外推起点, 用龙格-库塔法^[6]外推发射点。进行 10 000 次蒙特卡洛仿真实验, 统计结果并分析。

2.2 地球曲率对定位精度的影响

对地球曲率影响下的坐标变换进行建模, 代入弹道外推算法中, 通过比较考虑地球曲率的弹道外推算法在不同雷达和炮位距离条件下定位的圆中心概率误差(Ecp)^[6], 研究地球曲率对定位精度的影响, 如表 1 所示。

由表 1 可以看出, 雷达距离炮位越远, 地球曲率对定位精度的影响越大, 采用考虑地球曲率模型的算法估计精度优势越明显。以 UKF 算法为例, 当雷达距离炮位 15 km 时, 新算法定位精度提高 83.2%; 当雷达距离炮位 40 km 时, 新算法定位精度提高 168.3%。

表1 雷达与炮位在不同距离条件下受地球曲率的影响

距离/ km	考虑地球曲率		未考虑曲率	
	EKF	UKF	EKF	UKF
15	83.2148	57.3158	130.6166	106.6624
20	91.8860	73.0524	170.6163	139.2440
25	103.5570	86.5159	221.9408	192.0672
30	121.2092	106.9191	275.0015	255.3069
40	153.0385	142.5110	382.4721	378.6188
50	190.4603	178.8330	509.8930	501.3691

2.3 时间不同步对定位精度的影响

仿真中取采样步长 0.3 s,而由于存在采样时间不同步,实际采样步长为 0.4 s。对造成时间不同步的采样时间误差进行研究,通过仿真实现了采样间隔和滤波间隔不同步条件下的滤波,求其圆心概率误差(Ecp),得到表 2。

表2 时间不同步对定位精度的影响

条件	采样间隔 0.4 s		采样间隔 0.4 s	
	滤波间隔 0.4 s		滤波间隔 0.3 s	
滤波	EKF	UKF	EKF	UKF
Ecp	83.48	57.97	121.15	118.96

可以看出:考虑时间不同步的外推算法(以 UKF 算法为例)定位精度提高了 127.2%。为进一步分析以上结论,对滤波终点的位置、速度、弹道系数误差进行比较,如图 5、图 6 所示。

图 5、图 6 分别为用 EKF、UKF 算法对是否考虑采样点时间不同步进行数据处理的结果,将精密测量雷达数据作为采样点真实位置、速度,结合动力学方程得到真实弹道系数^[6]。由图 5、图 6 可以看出:时间不同步对弹道系数的估计精度没有明显影响,但随着处理采样点个数的增加,位置误

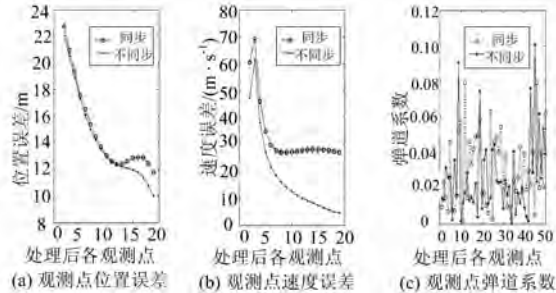


图5 EKF 中考虑时间不同步误差与否的对比

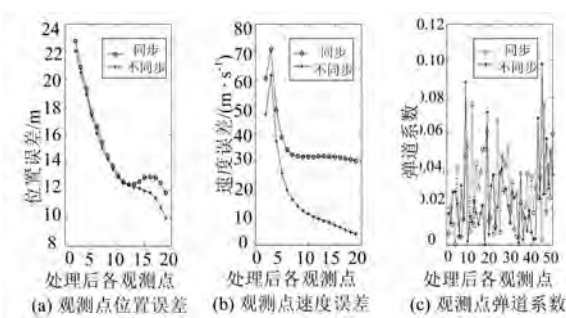


图6 UKF 中考虑时间不同步误差与否的对比

差、速度误差逐渐增大,造成外推精度的降低。

2.4 弹道模型误差对定位精度的影响

为研究模型误差,利用经典动力学模型和精简动力学模型^[4]结合四阶龙格-库塔方程仿真弹道。标准条件下一条弹道由弹道系数(C_b)或阻力系数(α)、初速(v_0)和仰角(θ_0)唯一确定。阻力系数(α)利用精简动力学方程求取:

$$\begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P\alpha v_x \\ P\alpha v_y - g \\ P\alpha v_z \end{bmatrix} \tag{12}$$

初速(v_0)、仰角(θ_0)取精密弹道数据采样点初值的对应值。得到各弹道和仿真弹道对应点的位置误差如图 7、图 8 所示。

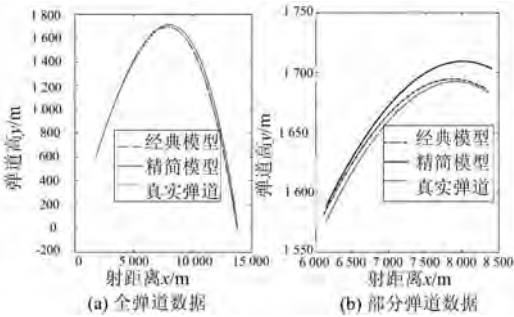


图7 仿真弹道与真实弹道对比

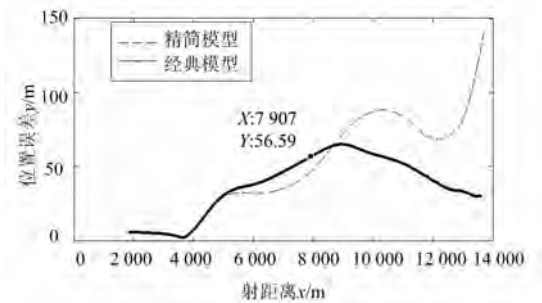


图8 不同模型仿真弹道的位置误差

通过计算得到图 7、图 8 中数据弹道系数为 0.5714,阻力系数为 0.07。为方便观察,图 7(b)对图 7(a)部分弹道进行放大。从以上仿真结果中可以看出:1)仿真弹道在上升沿时有较高的精度,与真实弹道的位置误差较小,在上升到弹道顶点附近时误差开始变大。2)在到达顶点之前,即上升沿经典和精简两种动力学模型都有较高的拟合程度。因此,相对炮位校射仿真,在进行炮位侦察仿真时,精度较高。而在全弹道的位置误差分析中,经典动力学模型位置误差较小,拟合程度较高。

为研究遮蔽角对定位精度的影响,利用精密弹道数据,变换俯仰角大小进行仿真。在炮位距雷达 $R=15\text{ km}$ 时,因为雷达从第三秒开始采样,可仿真最小俯仰角为 2.646° ,俯仰角从 3° 开始每隔 0.5° 采样,得到仿真结果如表 3 所示。

表 3 雷达距炮位 15 km 时不同俯仰角对应的定位精度

弹丸北向 坐标 x/m	弹丸高程 y/m	俯仰 角/ $^\circ$	EKF	UKF
1830.75	608.70	2.64	72.12	51.02
2056.00	677.79	3.0	81.29	55.23
2370.43	771.58	3.5	95.00	66.25
2677.40	859.89	4.0	102.9	73.81

当炮位距雷达 $R=40\text{ km}$ 时,可仿真最小俯仰角为 1° ,俯仰角从 1° 开始每隔 0.5° 采样,得到仿真结果如表 4 所示。

表 4 雷达距炮位 40 km 时不同俯仰角对应的定位精度

弹丸北向 坐标 x/m	弹丸高程 y/m	俯仰 角/ $^\circ$	EKF	UKF
2011.24	664.19	1.00	143.37	133.18
3070.48	967.84	1.50	193.17	180.22
4241.52	1247.93	2.00	219.45	215.72
5616.05	1500.07	2.50	274.80	281.79
7700.99	1690.50	3.00	544.16	521.82

由表 3、表 4 可以看出:1)其他条件不变,外推误差随着俯仰角增大而增大;2)相同俯仰角条件

下,雷达与炮位距离越远,定位精度越差。

2.5 定位精度与信噪比的关系

当雷达与弹丸相距为 X 时,取雷达测量误差: $\sigma_r=6.5\text{ m}$, $\sigma_\beta=\sigma_\epsilon=1.5\text{ mil}$ 。由式(9)可假设,雷达弹丸距离为 R 时,雷达测量噪声:

$$\begin{cases} \sigma_r = 6.5 \cdot \left(\frac{R}{X}\right)^2 (\text{m}) \\ \sigma_\beta = 1 \cdot \left(\frac{R}{X}\right)^2 (\text{mil}) \\ \sigma_\epsilon = 1.5 \cdot \left(\frac{R}{X}\right)^2 (\text{mil}) \end{cases} \quad (13)$$

表 5 列出了初始弹丸与雷达距离,以及对应的是否考虑信噪比变化的雷达定位精度。由表 5 可知:考虑目标信噪比变化时,由于模型更符合实际情况,因而炮位侦察雷达定位精度比不考虑雷达定位精度要提高 10%左右。

表 5 定位精度与信噪比的关系

距离 X/m	未考虑信噪比变化		考虑信噪比变化	
	EKF	UKF	EKF	UKF
20 000	116.61	103.62	98.99	85.34
25 000	208.60	199.27	194.44	182.91
30 000	383.65	370.47	363.17	350.58

3 因素比较与优化方案

前面从外推精度、估计精度、弹道模型误差等方面建模并量化分析了地球曲率、时间不同步、弹道模型误差、信噪比变化等因素对炮位侦察雷达外推过程的影响。为综合比较各因素对定位精度的影响程度,在 2.1 节仿真条件的前提下,每次调整其中一项进行 UKF 滤波处理。结合表 1~表 5,对比外推结果,如表 6 所示。

由表 6 可以看出:各因素对定位精度的影响均较大,无法忽略。其中,通过比较是否考虑各误差因素的外推结果,可知各因素对定位精度影响幅度依次为:地球曲率>时间不同步>弹道模型误差>信噪比变化。在此基础上,提出优化方案如表 7 所示。

表 6 各因素对定位精度影响比较

地球曲率				时间不同步			弹道模型			信噪比			
距离/ km	未考虑 地球曲 率 Ecp	考虑地 球曲率 Ecp	变化/ %	采样间 隔/s	Ecp	变化/ %	俯仰/ (°)	Ecp	变化/ %	距离/ km	未考虑 信噪比 变化 Ecp	考虑信 噪比变 化 Ecp	变化/ %
15	96.66	57.31	↑40.7	0.3 (有误差)	118.96	↓105.2	2.64	51.02	0	20	103.62	85.34	↑17.6
20	139.24	73.05	↑47.5				3.0	55.23	↓8.3				
25	192.06	86.51	↑55.0				3.5	66.25	↓29.9				
30	255.30	106.91	↑58.1	0.4 (无误差)	57.97	0	4.0	73.81	↓44.7	25	199.27	182.91	↑8.2
40	378.61	142.51	↑62.4										
50	501.36	178.83	↑64.3										
										30	370.47	350.58	↑5.4

表 7 炮位侦校雷达定位精度优化方案

影响因素	优化方案
地球曲率	解算弹道方程时,外推到炮位高程后,计算雷达到炮位的距离 L ,再向下推 H m(根据式(1))
采样时间不同步	数据处理中采用实际步长
弹道模型误差	通过反向滤波 ^[3] 进行降噪处理
信噪比变化	由式(11)建立噪声方差模型

4 结束语

本文通过研究炮位侦校雷达工作的原理,对地球曲率变换、时间不同步、外推距离影响弹道模型误差、弹丸与雷达距离和信噪比的关系等一系列问题进行建模与仿真。通过理论分析和仿真实验结果验证,得到了一些指导性的结论,可为炮位侦校雷达优化数据处理系统提供参考。

参考文献:

[1] FISHBEIN W. Firefinder, a Radar Forty Years in the Making[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2):817-829.

[2] 谢恺,秦鹏程. 基于多普勒信息的炮位侦校雷达外推算算法研究[J]. 弹道学报,2018,30(4):53-58.

[3] 谢恺,秦鹏程. 基于七维状态向量反向无迹卡尔曼滤波的弹道外推算算法[J]. 兵工学报,2018,39(10):1945-1951.

[4] 谢恺,秦鹏程. 炮位侦校雷达弹道外推模型研究[C]//第十五届全国雷达学术年会论文集,广州:中山大学,2020:642-649.

[5] NING Xiaolin, WANG Fan, FANG Jiancheng. An Implicit UKF for Satellite Stellar Refraction Navigation System[J]. IEEE Trans on Aerospace Electronic Systems, 2017, 53(3):1489-1503.

[6] 国防科工委第三十一试验训练基地. GJB2421-95 地炮雷达实验方法[S]. 华阴:国防科学技术工业委员会,1995.

作者简介:



秦鹏程 男,1993 年出生,山东东营人,硕士研究生,讲师,主要研究方向为雷达信号处理与数据处理。

(上接第 135 页)



晋良念 男,1974 年生,四川成都人,博士,桂林电子科技大学信息与通信学院教授,主要研究方向为信号与信息处理、隐藏目标探测理论与方法。



刘庆华 女,1974 年生,四川南江人,博士,桂林电子科技大学信息与通信学院教授,硕士生导师,主要研究方向为自适应信号处理、阵列信号处理。

星载 SAR 方位多通道 TOPS 成像模式参数设计

陈 粤, 禹卫东

(1. 空天信息创新研究院航天微波遥感系统部, 北京 100094;
2. 中国科学院大学电子电气与通讯工程学院, 北京 100049)

摘 要: 目前, 星载 SAR 的渐进扫描(Terrain Observation by Progressive Scans, TOPS)成像模式承担有宽幅成像的重要任务, 本文将偏置相位中心的方位多通道(Displaced Phase Center Multiple Azimuth Beams, DPCMAB)技术与其结合, 以实现一种更高分辨率的宽幅成像体制。由于波束在距离向和方位向存在周期性扫描, 对该体制进行常规的系统设计外, 还应考虑多块区域的综合成像效果与拼接效果。本文还提出一种方位多通道 TOPS 模式的系统参数设计流程, 依据流程考虑了系统性能指标与成像可行性, 对脉冲发射频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)、子带个数、Burst 时间和方位向子通道分布等关键参数进行设计, 给出了多组设计参数, 为后续的工程实现提供了参考。最后根据设计参数进行系统性能分析, 证实了系统能够实现理想的成像效果, 说明了设计结果的有效性。

关键词: 星载合成孔径雷达; 渐进扫描模式; 偏置相位中心多通道; 系统参数设计

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0142-08

Parameter Design of Spaceborne TOPSAR Based on Azimuth Multichannel

CHEN Yue, YU Weidong

(1. Department of Space Microwave Remote Sensing System, Aerospace Information Research Institute, Beijing 100094, China;
2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: At present, TOPS(Terrain Observation by Progressive Scans) mode of spaceborne SAR bears the important task of wide-swath observation. In this paper, combining with the technology of DPCMAB(Displaced Phase Center Multiple Azimuth Beams), TOPSAR can realize higher resolution and wider swath. Due to the periodic scanning in the range and azimuth directions, parameter design of system should consider the comprehensive effect and the result of multiple areas. A novel system parameter design process of multichannel TOPS mode is proposed in this paper. According to the process, key parameters such as PRF, number of bands, time of Burst and channel distribution are designed. The last part of this paper analyzes the system performance and proves that the system can achieve ideal imaging effect by using the designed results.

Key words: spaceborne SAR; TOPSAR; DPCMAB; parameter design

0 引 言

星载合成孔径雷达系统由于具有干扰少、观测范围广、探测隐蔽的特点, 被广泛应用于海冰测绘、自然灾害检测、资源勘探等领域。随着应用需求的提高以及成像技术的发展, 我们需要对地面目标有更细致的观测, 高分宽幅是将来成像的必然发展趋势。

对于宽幅成像, 目前最为有效且应用最广的体制就是 Burst 模式, 该模式将大面积区域的观测

划分成多个 Burst 时间, 进行分块扫描。该类模式中, TOPS 成像模式就是由 Zan 等人提出的一种 ScanSAR 的改进成像方式, 以该模式工作的 SAR 系统被称为 TOPSAR, 它克服了 Scalping 效应和方位向信噪比不一致的问题, 减少了 Burst 时间片的个数, 实现了更优的成像效果。TOPS 模式最初在 TerraSAR-X 卫星上成功进行了成像实验, 获得了第一幅图像和干涉结果^[1]。目前, 在轨工作的 Sentinel-1 卫星雷达则以该模式为主要工作模式, 其干涉宽幅(Interferometric Wide swath, IW)模式与超宽幅(Extra Wide swath, EW)模式都是

基于 TOPS 模式实现的,可以满足大部分业务需求。

为了进一步实现高分辨率的成像,常采用多通道技术与各种成像体制相结合,目前该技术已广泛应用于 TerraSAR、RADARSAT 和 ALOS 等星载系统上。而方位多通道成像技术能够通过增加信号的空间采样以等效增加信号的时域采样频率,既可以放宽方位向带宽限制,又能降低波位设计的难度,就可以一定程度上缓解成像中的分辨率与成像幅宽间的固有矛盾。

本文提出的参数设计方法适用于方位多通道 TOPSAR,其方位多通道技术采用的是 DPCMA 工作模式,成像视角为正侧视。由于该模式能实现超宽幅高分辨成像的优越性,目前很多学者已对其展开研究并提出了多种成像算法^[2-4],现已从单 Burst 区域的成像仿真实验出发进一步研究了大斜视角下成像^[5]、动目标成像^[6]和地球同步轨道的双通道 TOPSAR 成像^[7]。目前,我国在轨工作的 GF-3 卫星已将多通道的技术应用到了条带成像任务中^[8],未来将该技术推广到多种星载成像体制上是必然的趋势^[9]。

文章首先根据方位多通道的 TOPSAR 成像模式特殊的波束扫描方式以及回波信号特点介绍参数设计的流程,然后根据流程进行系统参数的设计,给出主要参数的设计结果。最后根据设计的参数建立星载成像模型,计算系统性能指标,验证设计结果的可行性。

1 系统参数设计

1.1 参数设计概要与流程

对于一个实际可行的星载 SAR 系统需要考虑的参数有很多,各种参数间相互关联,错综复杂。所以在进行参数设计之前,我们需要对系统进行分析,将成像任务分解成多个部分,逐个部分进行设计可以降低难度。星载 SAR 系统的参数可大致分为轨道参数、中央电子设备参数、天线参数和波位参数四个部分^[10],每个部分又可以细分用多个参数描述。

对于卫星轨道,最常用的描述参数就是轨道六根数:轨道半长轴、偏心率、轨道倾角、升交点、近地俯角和平近点。这些轨道参数需要根据卫星

重访周期、观测区域、覆盖率等任务目标而确定,它们会影响雷达的工作环境以及最终的成像效果,是星载 SAR 工作的基础参数。由轨道参数可直接推测出卫星平台的飞行速度和轨道高度,然后可进一步对其他部分参数进行设计。

对于中央电子系统,其参数包括工作温度、数据记录和传输速率、工作频段、脉冲调制频率、脉冲宽度、采样率以及系统损耗等。这些参数直接影响系统收发信号的处理能力。对中央电子系统进行设计时,主要考虑的是预期成像能力、硬件设备、数据采集和压缩处理上的技术限制。

天线参数包括天线尺寸、天线发射功率、信号接收损耗、子通道的尺寸和位置分布等。雷达天线是系统工作的核心,其参数的选取会影响波束形状、分辨率以及等效后向散射系数(Noise Equivalent Sigma Zero, NESZ)等性能指标,它是星载系统上天前可灵活改变的参数。

TOPS 模式的波位参数包括 PRF、波束方位扫描角速度、Burst 时间、距离向子带个数、入射角和观测幅宽等。波位参数是星载 SAR 系统在轨工作时能够依据观测任务而改变的主要参数,它决定了系统的成像模式与观测区域,直接关系到成像可行性与成像质量,是系统参数设计中的关键。

在本文的参数设计流程中,轨道参数与中央电子系统参数都作为既定参数,主要针对波位参数以及部分天线参数进行设计,以目前在轨工作的 Sentinel-1 星载系统作为参考,确定输入参数的值,见表 1,从而提高系统设计的可行性。从方位多通道 TOPS 模式的数据处理流程^[11]中发现,系统在方位向与距离向上参数的耦合程度较低,所以可以分别从这两个角度来进行设计,参数设计和分析流程大致如图 1 所示。

1.2 距离向参数设计

1.2.1 距离向子带个数设计

进行距离向参数设计时,需要满足的主要指标是观测幅宽。幅宽会受侧视角范围、子带个数以及有效区域重叠率影响,其中观测子带个数是较为容易改变的参数,所以对子带个数与观测幅宽的关系进行分析。

首先建立如图 2 所示的星载 SAR 几何模型。

表1 既定参数表

参数	参数值
轨道高度	700 km
卫星飞行速度	7504 m/s
中心频率	6 GHz
脉冲宽度	1×10^{-5} s
调频率	20×10^{12} Hz/s
天线尺寸	14 m(a) $\times$ 1 m(e)
侧视角范围	$20^\circ \sim 40^\circ$
重叠率	10%(a), 10%(e)
绝对温度	290 K
玻耳兹曼常数	1.38×10^{-23} J/K
接收端噪声系数	2.8 dB
天线增益	97.6 dB

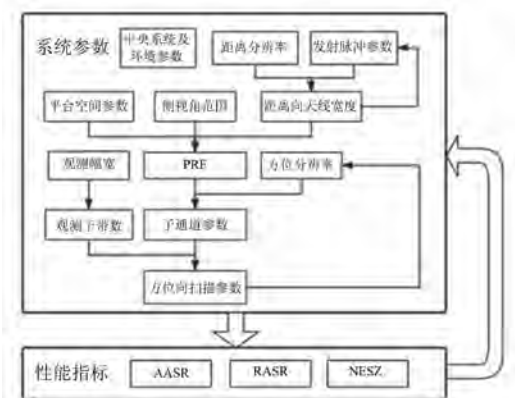


图1 参数设计流程图

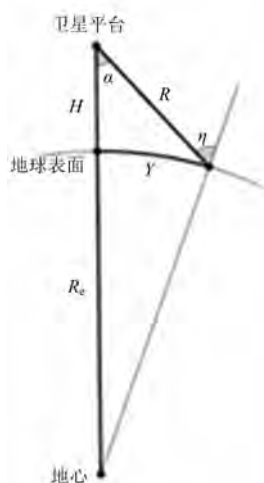


图2 星载 SAR 空间几何示意图

计算平台飞行速度 V_s 以及斜距。假设地球为一个均匀的球体,星载平台的运动轨迹是一个低

偏心率的椭圆,平台的飞行速度可以由式(1)计算。

$$V_s = \sqrt{\frac{GM_e}{R_e + H}} \quad (1)$$

式中, H 为轨道高度, G 为万有引力常量,取 $6.673 \times 10^{-11} \text{ N} \cdot \text{m}^2/\text{kg}^2$, M_e 为地球质量,取 $5.974 \times 10^{24} \text{ kg}$, R_e 为地球半径,取 $6.378 \times 10^6 \text{ m}$ 。

而为了得到准确的斜距数值则需将地面近似为一个球面,当卫星的侧视角为 α 时,根据式(2)可以计算地面波束入射角 $\eta(\alpha)$ 关于侧视角 α 的函数。

$$\frac{R_e}{\sin(\alpha)} = \frac{H + R_e}{\sin(\pi - \eta)} \quad (2)$$

然后可以求得正侧视的斜距 R ,

$$R(\alpha) = (H + R_e) \cdot \cos(\alpha) - R_e \cdot \cos(\eta) \quad (3)$$

计算星下点到波束中心的地面距离 $Y(\alpha)$,

$$Y(\alpha) = \sin^{-1}\left(\frac{R(\alpha) \sin(\alpha)}{R_e}\right) \cdot R_e \quad (4)$$

最后即可根据天线尺寸得到距离向 3 dB 波束宽度,并计算总的地面观测幅宽 dY 。

$$\theta_r = \frac{0.886\lambda}{D_r} = 2.53^\circ \quad (5)$$

$$dY = Y(\alpha' + (N_{\text{strip}}(1 - \mu_r) + \mu_r)\theta_r/2) - Y(\alpha') \quad (6)$$

N_{strip} 为距离向子带个数, α' 为观测区域最近端的侧视角, μ_r 为距离向重叠率。由波束宽度与斜距可估算出地面观测幅宽的随侧视角的变化趋势,绘制关系图如图3所示,从图中可以直观地看出系统的地面观测幅宽与距离向子带个数、观测区中心侧视角的关系。

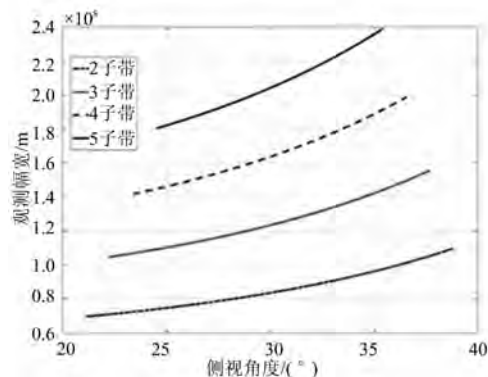


图3 不同侧视角下的多子带观测幅宽

由于 TOPS 模式是通过牺牲方位分辨率的方式进行多个子带的观测,所以在子带个数与方位

分辨率之间存在一个制约关系,子带个数越多,方位向分辨率越差^[1],所以应权衡考虑分辨率与观测区域大小之间需求。最终根据任务需求,选取合适的侧视角以及观测子带个数。本文设计时选择三子带的宽幅模式和五子带的超宽幅模式进行设计,距离向子带重叠率为 10% 时,观测幅宽分别能够达到 130 km 与 220 km。

1.2.2 PRF 设计

PRF 的选取是波位设计中的关键,对于选取合适的 PRF 主要考虑两个方面:

1) 满足式(7)所示的方位向带宽要求,其中 M 表示过采样率, B_{inst} 表示回波信号的瞬时带宽。

$$PRF \cdot N_{\text{ch}} > M \cdot B_{\text{inst}} \quad (7)$$

2) 满足如下式所示的时序约束^[12],其中 R_n 为波束近端斜距, R_f 为波束远端斜距, t_p 为发射脉冲宽度, Δt 为保护时间, t_{nadir} 为星下点回波宽度, n 为正整数。

$$PRF > n \left\lceil \left(\frac{2R_n}{c} - t_p - \Delta t \right) \right\rceil \quad (8)$$

$$PRF < (n+1) \left\lfloor \left(\frac{2R_f}{c} + t_p + \Delta t \right) \right\rfloor \quad (9)$$

$$PRF > n \left\lceil \left(\frac{2R_n}{c} - t_{\text{nadir}} - \Delta t - \frac{2H}{c} \right) \right\rceil \quad (10)$$

$$PRF < (n+1) \left\lfloor \left(\frac{2R_f}{c} + t_p + \Delta t - \frac{2H}{c} \right) \right\rfloor \quad (11)$$

因为方位向信号带宽要求可以通过改变天线尺寸、通道个数以及通道尺寸进行调整,所以先从距离向约束出发,根据收发信号和星下点干扰信号的时序关系绘制出斑马图,由图 4 选择合适 PRF。选择 PRF 的要点在于保证方位模糊前提下,降低数据量并使得多子带成像保持一致的性能,尽可能地选择相近的低 PRF 值,最终得到的波位参数如表 2 所示。

表 2 不同波束中心侧视角时的 PRF 选择表

参数	参数值											
侧视角/(°)	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	
PRF/Hz	1270	1270	1270	1270	1720	1720	1720	1270	1270	1720	1495	

1.3 方位向参数的设计

1.3.1 子通道参数设计

进行方位参数设计时,需要考虑重构性能并

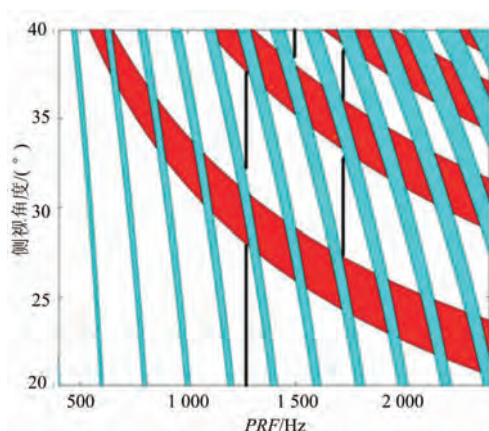


图 4 PRF 与侧视角的斑马图

要使各个子带方位的分辨率一致,方位模糊性能一致。设计流程从天线子通道的分布和尺寸开始,该参数影响到方位分辨率,以及重构算法的可行性,是进行后续参数设计的基础。

由于 DPCMAB 系统的核心思想是使用多个沿方位向分布的接收通道,以增加系统空域采样数弥补时域采样频率的不足,所以性能很大程度上依赖于接收子通道的分布间距和 PRF 的关系。当等效相位中心在方位空间上分布不均匀甚至是重叠时,回波的信息量就会损失,具体体现在使用重构算法后出现频谱混叠,难以还原出真实频谱,从而影响最终成像的聚焦效果^[12]。

由 1.2.2 节分析可知,受收发信号时序约束的影响,不可能总是满足最优的 PRF,所以先根据时序约束得到可行的 PRF 值,再通过改变子通道的分布间隔以及通道长度,尽可能地使等效相位中心在空间上避免重叠,从而增强重构时的杂波抑制效果,并在后期成像处理时可以避免使用丢弃数据的处理方法,能够提高天线的利用效率。

由 PRF 值和平台飞行速度可以计算出相邻两次采样之间天线在方位向走过的距离 D_x 。设定天线子通道在天线上等间距分布,间距为 d_{ch} ,所以为了使等效相位中心的位置避免重叠需满足式(12),其中 $N=1,2,\dots,N_{\text{ch}}-1$ 。

$$N \cdot d_{\text{ch}} \neq D_x \quad (12)$$

最后检验子通道长度是否满足式(7),迭代校正后最终设计结果如表 3 所示。

1.3.2 方位向扫描参数设计

接着进行方位扫描参数的设计,主要设计目标是 Burst 时间和方位扫描角速度。先明确单个

Burst 内 TOPS 成像模式的几何模型如图 5 所示。

表 3 子通道长度及间距选择表

通道数	通道长度/m	通道间距/m
3	4.6	4.7
5	2.7	2.7

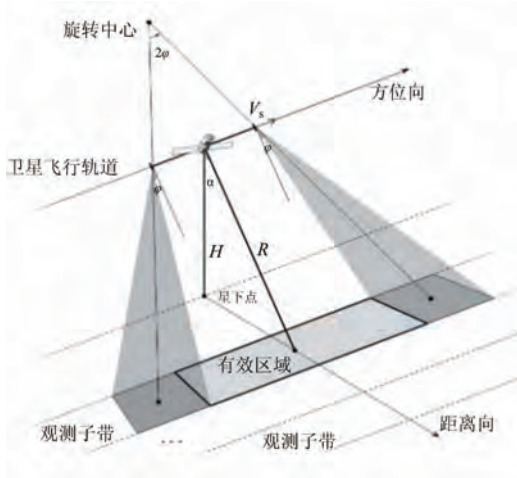


图 5 单个 Burst 内 TOPS 成像模式的几何模型

方位分辨率取决于地面目标回波信号的多普勒带宽,而在 TOPS 模式中由于波束的方位向转动,相较于条带模式,地面目标经历的照射时间更短,多普勒带宽更小,所以分辨率更低。分析这类存在波束旋转的雷达系统时,我们通常会引入扩展因子 A ,它可以衡量由波束旋转带来的参数变化,分辨率和波束脚印速度就可以由式(13)和(14)计算^[1]。

$$A = \frac{\rho_a}{\rho_{a, \text{STRIP}}} = \frac{2\rho_a}{D_a \gamma_{w,a}} \quad (13)$$

$$A = \frac{V_f}{V_s} \quad (14)$$

式中, $\gamma_{w,a}$ 表示处理中加窗引入的展宽因子, D_a 表示方位向通道长度, V_f 表示雷达波束脚印的移动速度。由于各子带方位分辨率一致,所以扩展因子也相同。然后考虑 Burst 时间与扩展因子间的关系,式(15)表示一个 Burst 中有效成像区域长度 X_a 与 Burst 时间的关系,有效区域指能够经历波束全角度照射的区域,该区域点的回波信号有完整的多普勒历程。

$$X_a^i = V_f T_b^i - \theta_a R_0^i = A V_s T_b^i - \theta_a R_0^i \quad (15)$$

式中上角标 i 表示第 i 个观测子带的分量, T_p 表示所有子带的扫描周期, T_b^i 表示第 i 个子带的

Burst 时间, R_0^i 表示第 i 个子带的中心斜距, θ_a 表示方位向波束宽度。根据式(16)可以计算方位向重叠率,方位向重叠率指同一观测子带中相邻 Burst 之间有效区域的重叠率。

$$\mu = (X_a^i - T_p V_s) / X_a^i \quad (16)$$

又因为多子带扫描周期 T_p 可以由各个子带的 Burst 时间及切换时间求和得到,即

$$T_p = \sum_{i=1}^{N_{\text{strip}}} (T_b^i + T_c) \quad (17)$$

式中 N_{strip} 表示子带个数, T_c 表示切换观测子带时消耗的时间,实验中取 1 ms,所以联立式(15)、(16)和(17),解方程即可求出各个子带的 Burst 时间以及扫描周期 T_p ,结果如下式所示:

$$T_b^i = \frac{\theta_a R_0^i + 3T_c V_s}{((1-\mu)A - N_{\text{strip}})V_s} + \frac{\theta_a}{((1-\mu)A - N_{\text{strip}})AV_s} \sum_{k=1}^{N_{\text{strip}}} (R_0^k - R_0^i) \quad (18)$$

$$T_p = \frac{\theta_a \sum_{i=1}^{N_{\text{strip}}} R_0^i + 3T_c V_s}{((1-\mu)A - N_{\text{strip}})V_s} \quad (19)$$

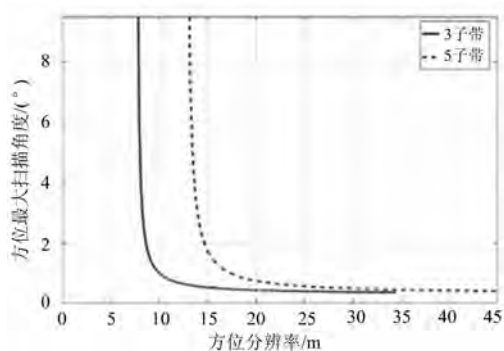
分析可知方位分辨率一致时每个子带的 Burst 时间有微小的差距,其产生的主要原因是不同斜距下波束脚印的方位宽度不同,即 $\theta_a R_0^i$ 不同。由式(19)得出在方位向重叠率 μ 一定时,已经确定扫描条带个数时,提出的方位向分辨率应遵循以下约束条件:

$$(1-\mu)A - N_{\text{strip}} = \frac{2(1-\mu)\rho_a}{g_a D_a} - N_{\text{strip}} > 0 \quad (20)$$

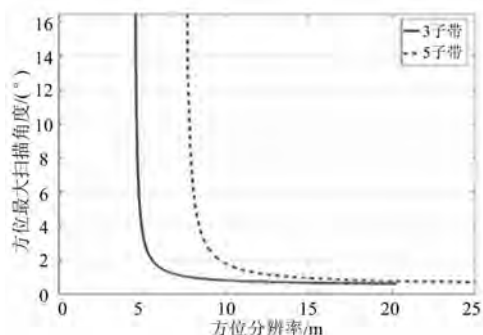
分析式(19)方位分辨率与扫描周期成负相关,由于扫描周期过长会导致方位扫描角度过大,从而导致方位模糊度的劣化^[13]并影响成像算法中的部分近似处理,所以不能无限制地通过增加 Burst 时间减小方位分辨率,应通过限制最大扫描角度以确定合适的方位分辨率,经推导,方位向最大扫描角度由式(21)计算得到。

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{(1 - \frac{g_a D_a}{2\rho_a}) V_f T_b^i}{2R} \right) \quad (21)$$

绘制极限情况下方位最大扫描角度 φ 关于方位分辨率的图像,如图 6 所示。



(a) 三通道系统方位最大扫描角度



(b) 五通道系统方位最大扫描角度

图6 不同参数下方位最大扫描角度变化趋势

方位向扫描角度与方位向分辨率的关系呈现负相关的双曲线关系且方位分辨率存在明显的下界,由式(20)可以得出这个下界,即

$$\rho_a > \frac{N_{\text{strip}} D_a}{2(1-\mu)} \quad (22)$$

当扫描角度大于 2° 时,会加剧距离方位耦合,方位分辨率的优化效果也非常有限。所以综合考虑,以最大扫描角度 1.3° 确定一个理想的方位分辨率,三子带和五子带扫描时理论方位分辨率可以达到 7 m 到 12 m,相较于 Sentinel-1 卫星 IW 模式下方位分辨率为 22 m 和 WW 模式下为 44 m 都有所提升。对 Burst 时间以及方位扫描角度范围 $\pm \varphi$ 的最终设计结果如表 4 所示。

表4 方位向扫描参数设计表

参数	子带数			
	3		5	
中心条带侧视角/(°)	32		32	
观测幅宽/km	130		215	
子通道个数	3	5	3	5
方位分辨率/m	9.326	6.62	16.02	11.66
Burst 时间/s	1.624~1.718	1.271~1.295	0.811~0.907	0.634~0.706
方位扫描角度/(°)	1.297~1.299	1.295~1.300	1.294~1.299	1.288~1.300

2 性能指标分析

2.1 方位分辨率

方位分辨率的计算公式如下:

$$\rho_a = \frac{D_a}{2} \cdot \frac{V_f}{V_s} \cdot \gamma_{w,a} = \frac{A \cdot D_a}{2} \gamma_{w,a} \quad (23)$$

在 1.3.2 节的方位参数设计中,已经分析得出了方位分辨率与子通道,当分辨率不满足要求时,根据式(22),可以对子通道的方位长度、多子带的扫描周期以及扫描子带个数进行调整。

2.2 地距分辨率

地距分辨率计算公式为

$$\rho_r = \frac{0.886 \cdot c}{2B_p \sin(\eta)} \gamma_{w,r} \approx \frac{c}{2B_p \sin(\eta)} \quad (24)$$

式中 $\gamma_{w,r}$ 为距离向的展宽因子, B_p 为发射脉冲的带宽。由计算公式可以得出当入射角最小时,当前视角的地距分辨率最差。所以在考虑距离分辨率需求时,只需考虑最近端子带的地距分辨率,若不满足要求,可对发射带宽进行调整。绘制各个波位的地距分辨率图,如图 7 所示。

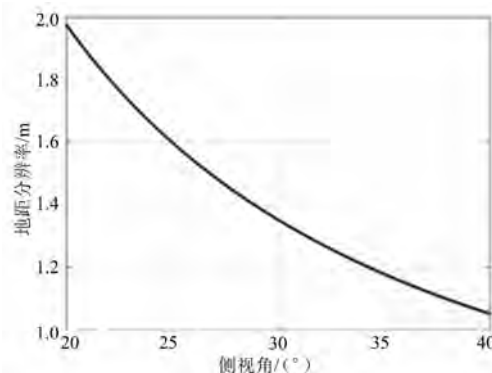


图7 地距分辨率随侧视角变化趋势

2.3 方位模糊度

首先分析单通道 TOPS 成像模式下方位模糊度(Azimuth Ambiguity to Signal Ratio, AASR),波束的旋转导致天线双程方向图会随时间变化,可以写为

$$W(f_a, t_0) = \text{sinc}^2 \left(\frac{D_a}{V_s} (f_a - K_{\text{rot}} t_0) \right) \quad (25)$$

令 $f'_a = (1 - \frac{K_{\text{rot}}}{K_a})(f_a - f_{ac})$, 其中 K_a 为信号

方位调频率,推导不同方位位置的点目标的

AASR 表达式,如式(26)所示^[14],可发现与方位时间 t_0 无关。

$$AASR = \frac{\sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} \int_{f_{ac}-B_t/2}^{f_{ac}+B_t/2} W(f_a + k \cdot PRF, t_0) df_a}{\sum_{j=1}^{N_{ch}} \int_{f_{ac}-B_t/2}^{f_{ac}+B_t/2} W(f_a, t_0) df_a} = \frac{\sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} \int_{-B_d/2}^{B_d/2} \text{sinc}^2\left(\frac{D_a}{V_s}(f'_a + k \cdot PRF)\right) df'_a}{\int_{-B_d/2}^{B_d/2} \text{sinc}^2\left(\frac{D_a}{V_s}f'_a\right) df'_a} \quad (26)$$

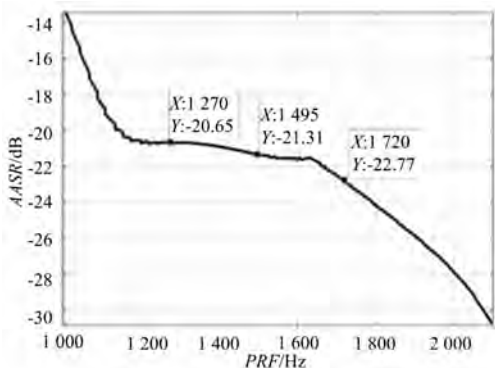
进一步考虑多通道系统,由于多通道信号在成像时需要进行信号重构,所以方位模糊能量还受重构算法的影响,与单通道系统有所不同,由式(27)计算得到^[15]。

$$AASR = \frac{\sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} \int_{-B_d/2}^{B_d/2} [e(f'_a + k \cdot PRF)]^2 df'_a}{\sum_{j=1}^{N_{ch}} \int_{-B_d/2+f_{dc}}^{B_d/2+f_{dc}} [W_t(f'_a) \cdot W_j(f'_a)]^2 df'_a} \quad (27)$$

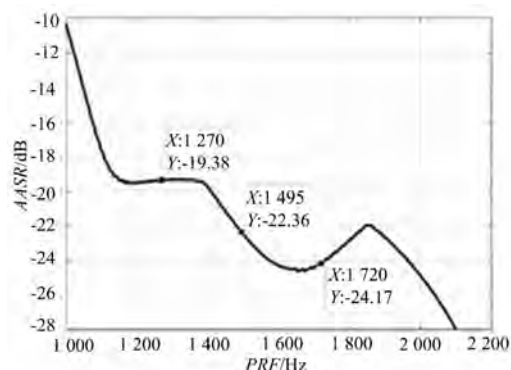
式中, $e(f)$ 为重建后的由于混叠产生的全部模糊分量,可根据式(28)计算。本文实验中采用的重构算法是由 Krieger 等人提出基于滤波器组的一种非自适应的经典重构算法^[16]。

$$e(f) = W_t(f) \cdot \sum_{j=1}^{N_{ch}} \sum_{m=1}^{N_{ch}} W_j(f) H_j(f) P_{jm}(f) \quad (28)$$

式中, $W_j(f)$ 为第 j 个通道的天线接收方向图, $W_t(f)$ 为天线发射方向图, $P_{jm}(f)$ 表示信号重构矩阵。绘制方位模糊度关于 PRF 的关系图如图 8 所示,由图得出系统的 AASR 始终能够保持在 -19 dB 以下。



(a) 三通道系统 AASR 变化趋势



(b) 五通道系统 AASR 变化趋势

图 8 不同参数下 AASR 随 PRF 的变化趋势

2.4 距离模糊度

由于距离向天线方向图旁瓣的存在,所以回波信号中会混杂有测绘带外的模糊信号,从而影响成像图像质量^[10]。根据接收窗的时序,确定对应方向图存在干扰的旁瓣区域,使用距离模糊度 (Range Ambiguity to Signal Ratio, RASR) 来衡量这一干扰影响的成像效果,其计算公式为

$$RASR = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} S_{ai}}{\sum_{i=1}^{N_r} S_i} \quad (29)$$

N_r 代表距离向采样点数, S_{ai} 和 S_i 分别代表回波信号快时间第 i 个采样点的模糊信号功率和有效信号功率。绘制不同侧视角下的距离模糊系数,如图 9 所示,可以看出 RASR 能够保持在 -30 dB 以下。

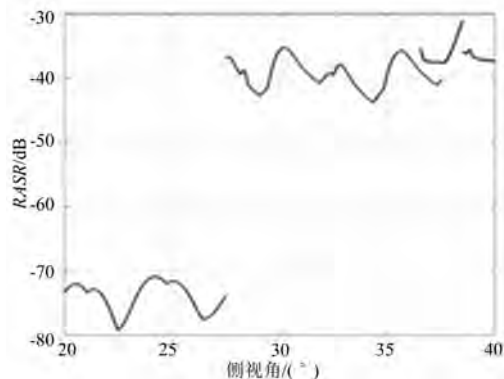


图 9 不同侧视角下的 RASR

2.5 等效噪声系数

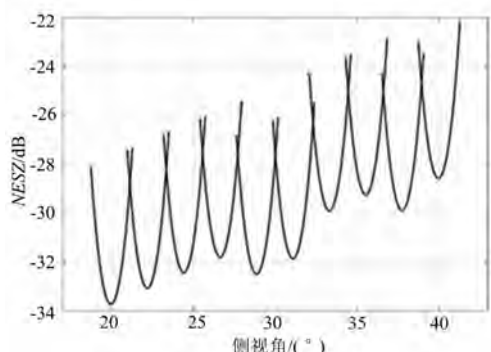
文献[12]给出了方位向多通道系统的 NESZ, 其表达式如下:

$$NESZ = \frac{4 \cdot (4\pi)^3 R(\eta)^3 \cdot V_s \cdot \sin(\eta) \cdot \Phi_{bf} \cdot k T_0 B_r F_n L}{P_t G_t(\eta) G_r(\eta) \cdot \lambda^3 \cdot PRF \cdot \tau_p \cdot c \cdot N_{ch}} \quad (30)$$

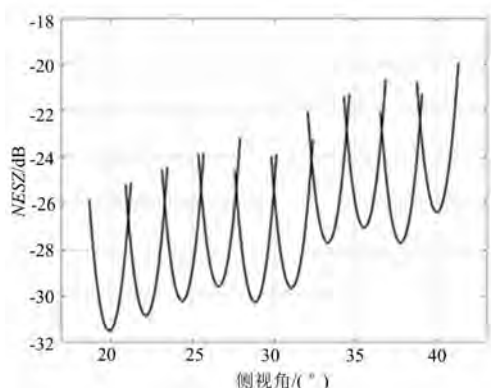
$$\Phi_{bf}(PRF) = N_{ch} \sum_{j=1}^{N_{ch}} E \left[|P_j(f_a)|^2 \text{rect}\left(\frac{f_a}{B_d}\right) \right] \quad (31)$$

式中, η 为入射角, R 为斜距, k 为玻耳兹曼常数, T_0 为等效噪声温度, B_r 为脉冲信号带宽, τ_p 为脉冲信号宽度, F_n 为接收端噪声系数, L 为所有功率损耗, P_t 为发射端峰值功率, $G_r(\eta)$ 为接收天线增益, $G_t(\eta)$ 为发射天线增益; Φ_{bf} 表示信号重构带来的信号比损失因子, 当系统工作在理想 PRF 值时该因子为 1; $P_j(f_a)$ 表示滤波器系数, B_d 为处理多普勒带宽。

分析在不同的 PRF 值下的等效噪声系数, 若不满足要求则重新设计系统收发功率与天线参数等数值, 绘制出不同波位的 NESZ, 如图 10 所示, 可以看出最终各个波位均能满足在 -20 dB 以下。



(a) 三通道系统在不同侧视角时的 NESZ



(b) 五通道系统在不同侧视角时的 NESZ

图 10 不同系统参数下的 NESZ

3 结束语

本文针对 C 波段的方位多通道 TOPSAR 提

出了一种参数设计流程, 依据设计流程从方位与距离两个方面出发, 对主要参数逐步设计, 给出了 PRF 选择结果、方位子通道参数以及三通道和五通道系统在三子带与五子带情况下的四组系统扫描参数, 最终根据设计的参数计算系统性能指标, 分析了参数调整方式, 并说明了设计结果的可行性, 为后续的实际工程实现打下了基础。

参考文献:

- [1] META A, MITTERMAYER J, PRATS P, et al. TOPS Imaging with TerraSAR-X: Mode Design and Performance Analysis[J]. IEEE Trans on Geoscience & Remote Sensing, 2010, 48(2):759-769.
- [2] GEBERT N, KRIEGER G, MOREIRA A. Multi-channel Azimuth Processing in ScanSAR and TOPS Mode Operation [J]. IEEE Trans on Geoscience & Remote Sensing, 2013, 51(7):4611.
- [3] SUN Guangcai, XING Mengdao, XIA Xianggen, et al. Multichannel Full-Aperture Azimuth Processing for Beam Steering SAR [C]// Conference Proceedings of 2013 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Tsukuba, Japan:IEEE, 2013:4761-4778.
- [4] 高贺利, 陈杰, 杨威, 等. 一种宽幅星载 TOPSAR 数据高效成像算法 [J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2020, 12(2):204-209.
- [5] YU Hui, WANG Wenying. A New Imaging Algorithm for Highly Squinted Azimuth Multi-Channel TOPSAR[C]// Proceedings of the 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xianmen:IEEE, 2019:1-6.
- [6] 魏正彬, 徐伟, 黄平平, 等. 星载 SAR 方位多波束 TOPS 模式运动目标成像方法研究[C]//第六届高分辨率对地观测学术年会论文集, 成都:[出版者不详], 2019:176-189.
- [7] HE Xun, WU Junjie, LI Zhongyu, et al. Large-Scene Imaging Scheme for Geosynchronous Spaceborne-Airborne Bistatic SAR[C]// Proceedings of the 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xianmen:IEEE, 2019:1-8.
- [8] SHANG Mingyang, QIU Xiaolan, HAN Bing, et al. The Research on the Space-Time Variation of Phase Imbalance for GF-3 Azimuth Multichannel Mode[C]// Proceedings of the 2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), Xianmen:IEEE, 2019:1-6.

(下转第 156 页)

基于聚类思想的弹道外推算法研究

李同亮¹, 朱 勇¹, 于 琼²

(1. 中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088;

2. 中国人民解放军陆军工程大学, 江苏南京 210007)

摘 要: 为了提高炮位侦察校射雷达中炮位侦察定位精度同时提升外推结果一致性, 本文引入聚类思想, 建立了基于 K -均值聚类的弹道外推模型。该模型采用七态无迹卡尔曼滤波算法对量测数据进行多次滤波, 然后利用 4 阶龙格-库塔积分方法对火炮位置进行外推, 最后对多次外推结果进行 K -均值聚类处理, 采用综合多因子方法计算簇品质, 选取最优簇对应的聚类中心作为最终的火炮位置进行输出。实验结果表明, 该弹道外推算法显著提升了外推结果的一致性及定位精度。

关键词: UKF 滤波; 弹道外推; K -均值聚类; 簇品质

中图分类号: TJ012.3; TN959 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0150-07

Research on Extrapolation Algorithm Based on Clustering Theory

LI Tongliang¹, ZHU Yong¹, YU Qiong²

(1. The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China;

2. Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: To improve the positioning accuracy and conformance of emplacement reconnaissance radar, this paper introduces clustering theory and establishes a ballistic extrapolation model based on K -means clustering. The model uses seven-state UKF to filter the measurement data for many times, and then uses fourth-order Runge-Kutta method for artillery position extrapolation. Finally, the results of multiple extrapolation K -means clusterings are performed K -means clustering, and the cluster quality is obtained by using the comprehensive multi-factor method. The clustering center corresponding to the optimal cluster is selected as the artillery position output. Experimental results show that the trajectory extrapolation method improves the consistency of extrapolation results and the location accuracy significantly.

Key words: UKF filtering; trajectory extrapolation; K -means clustering; cluster quality

0 引 言

炮位侦察雷达具备全天候、全天时、火炮类目标侦察校射能力, 为炮兵火力打击提供重要保障^[1]。弹道外推算法是决定炮位侦察雷达性能的关键技术之一, 炮位侦察雷达的定位精度^[2]性能直接受其影响。

当前的弹道外推算法主要包括两大类: 一是基于先验样本的机器学习算法; 二是基于弹道模型的卡尔曼滤波估计算法。前者受实际弹道样本的限制, 算法实用性不高, 目前在炮位侦察校射雷达弹道外推领域, 更多地采用卡尔曼滤波及其衍

生算法^[3]。然而, 基于卡尔曼滤波的外推算法受弹道、气象条件以及量测点迹质量影响较大, 故外推精度会受到影响。针对不同弹道, 如何提升外推结果的一致性及外推精度是炮位侦察雷达领域亟待解决的一大难题。

为此, 本文将聚类思想引入至弹道外推过程中, 将聚类思想与七态 UKF 滤波算法相结合。对量测数据进行多次滤波外推, 获取多个外推结果, 然后采用 K -均值聚类算法对外推结果进行聚类处理, 最后采用综合多因子方法计算簇品质, 选取最优簇对应的聚类中心作为最终的火炮位置进行输出。经实验仿真验证, 本算法有效提升了外推结果的一致性及定位精度。

1 弹道运动模型

在炮位侦察模式下,因炮弹种类未知,相关弹道参数均未知,射表中的标准条件与实际条件也不能保证完全一致,并且在炮位侦察过程中炮口是未知的,这时,我们采用前序数个量测点粗略拟合出炮口位置,并以此作为坐标中心进行后续滤波预测及外推处理,故我们以炮口为坐标中心,基于弹丸质心运动微分方程组(非标准条件下)建立弹道运动模型:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = v_x \\ \frac{dy}{dt} = v_y \\ \frac{dz}{dt} = v_z \\ \frac{dv_x}{dt} = -C_b H(y) G(v_\tau) v_x \\ \frac{dv_y}{dt} = -C_b H(y) G(v_\tau) v_y - g \\ \frac{dv_z}{dt} = -C_b H(y) G(v_\tau) v_z \\ v_\tau = \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2} \cdot \sqrt{\frac{\tau_0}{\tau}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: x, y, z 为炮弹离开炮口后在射向上的水平分量、垂直分量和侧偏分量; v_x, v_y, v_z 为对应的水平速度、垂直速度以及侧偏速度; v_τ 为弹道上对应 t 时刻的合成速度; C_b 为弹道系数; $H(y)$ 为空气密度函数; $G(v_\tau)$ 为空气阻力函数; τ_0 为标准状态下的虚温, τ 对应于不同高程上的虚温; g 为重力

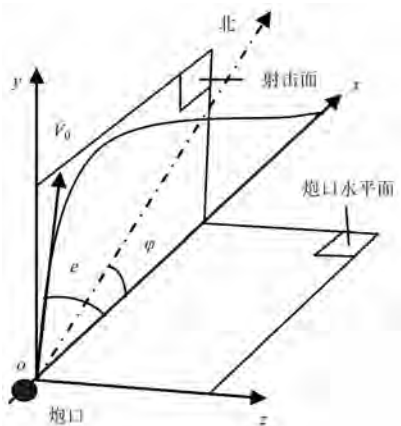


图1 炮口坐标系

加速度。

图1表示炮口坐标系。其中, o 为炮口中心, ox 对应射击方向, oy 垂直水平面向上,基于右手螺旋法则, oz 指向右方。弹道方程组的解算基于炮口坐标系完成。射击方向与坐标北的夹角 φ 为射向(顺时针为正)。

2 弹道外推

弹道外推的主要任务是接收弹道量测数据,根据弹道目标飞行特征采用相应的滤波模型进行跟踪滤波处理,完成弹丸类目标轨道的正反向外推,获取炮弹发点(侦察)或落点(校射)。本文弹道处理算法专注于侦察模式发点推算,具体处理流程如图2所示。

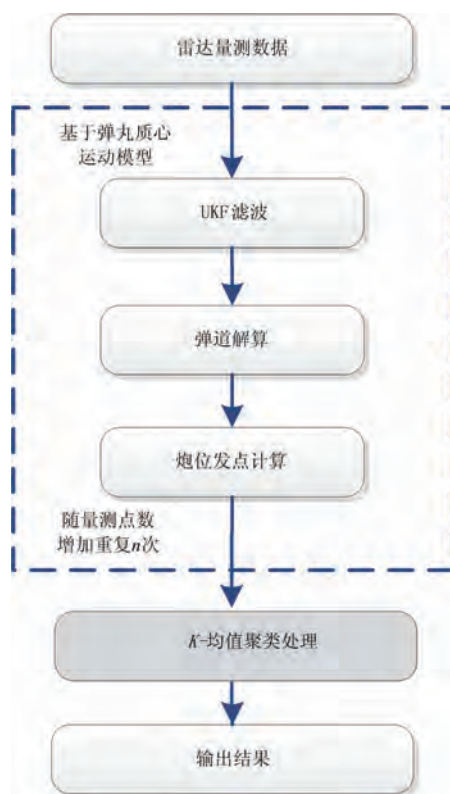


图2 弹道外推流程图

弹道外推软件实时接收来自弹丸飞行过程中的雷达量测数据,当量测点数积累至一定数量后,开始启用弹道处理算法。首先,基于弹丸质心运动模型创建 UKF 滤波器进行弹道滤波处理。然后,采用四阶龙格-库塔算法进行弹道解算并依据炮位高程计算炮位发点。随雷达观测点增加个数 n ,上述过程重复 n 次。最后,对前序过程求解出

的炮位发点进行 K -均值聚类处理, 并采用综合多因子算法选取最优簇, 以该簇对应的聚类中心作为最终外推结果输出。

2.1 七态 UKF 滤波

UKF 滤波^[4-5]算法对非线性问题的处理效果显著且该方法估计精度至少达到 2 阶, 计算量与 EKF 算法处于同一量级, 不需要计算 Jacobian 矩阵, 可以处理不可导的非线性函数^[6]。基于上述优点以及弹道运动方程非线性特性, 本文采用七态 UKF 滤波方法, 将弹道系数作为第七维状态进行滤波, 实时估计并更新弹道系数。

基于第 1 节中弹道运动模型建立状态方程和量测方程。

状态方程: 是描述动态系统各状态变量和输入之间关系的方程。公式(2)描述了关于七维向量 $\mathbf{X} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z, C_b]^T$ 状态方程:

$$\dot{\mathbf{X}} = f(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \\ -C_b H(y) G(v_\tau) v_x \\ -C_b H(y) G(v_\tau) v_y - g \\ -C_b H(y) G(v_\tau) v_z \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{W} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{W}$ 为高斯白噪声, 协方差矩阵为 $\mathbf{Q}$ 。

量测方程: 量测方程用来表示状态向量、测量向量以及输入之间关系。本文算法中量测向量 $\mathbf{Z} = [r \ a \ e]^T$, 量测方程描述如下:

$$\mathbf{X}_{\text{ENU}} = \mathbf{L}_{\text{PK2ENU}} \mathbf{X} \quad (3)$$

$$\mathbf{Z} = h(\mathbf{X}_{\text{ENU}}) = \begin{bmatrix} \sqrt{x_{\text{ENU}}^2 + y_{\text{ENU}}^2 + z_{\text{ENU}}^2} \\ \arctan(\frac{y_{\text{ENU}}}{x_{\text{ENU}}}) \\ \arctan(\frac{z_{\text{ENU}}}{\sqrt{x_{\text{ENU}}^2 + y_{\text{ENU}}^2}}) \end{bmatrix} + \mathbf{V} \quad (4)$$

式(3)中 $\mathbf{L}_{\text{PK2ENU}}$ 为坐标转移矩阵, 将炮口坐标系下的状态向量 $\mathbf{X}$ 转移至以雷达站址为中心的东北天坐标系 $\mathbf{X}_{\text{ENU}}$ 。式(4)中 $\mathbf{V}$ 代表高斯白噪声, 协方差矩阵为 $\mathbf{R}$ 。

考虑如下非线性模型:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = f_{k-1}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \\ \mathbf{z}_k = h_k(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{x}_k \in \mathbb{R}^n$ 为七维状态向量, $\mathbf{w}_k$ 为七维过程噪声, f_{k-1} 为七维状态向量函数, h_k 为状态与量测转换函数, $\mathbf{v}_k$ 为三维随机量测噪声。其中, 过程噪声与量测噪声为相互独立, 不相关的高斯白噪声, $\mathbf{Q}_k$ 和 $\mathbf{R}_k$ 分别为对应的协方差阵。具体滤波过程描述如下:

1) 状态初始化。

$$E(\mathbf{x}_0) = \bar{\mathbf{x}}_0 = \hat{\mathbf{x}}_{0|0}, \text{cov}(\mathbf{x}_0) = \mathbf{P}_0 \quad (6)$$

式中, $\hat{\mathbf{x}}_{0|0}$ 表示系统初始状态, $\mathbf{P}_0$ 表示初始状态协方差矩阵。

2) 已知状态估计 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}$, 状态估计误差协方差阵 $\mathbf{P}_{k-1|k-1}$, 预测下一步状态 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ 并计算预测误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_{k|k-1}$ 。

① 计算 σ 点 $\xi_{k-1|k-1}^{(i)}, i=0, 1, \dots, 2n$, 即

$$\begin{cases} \xi_{k-1|k-1}^{(0)} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1} \\ \xi_{k-1|k-1}^{(i)} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1} + (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1|k-1}}), \\ \quad i=1, 2, \dots, n \\ \xi_{k-1|k-1}^{(i)} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1} - (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1|k-1}}), \\ \quad i=n+1, n+2, \dots, 2n \end{cases} \quad (7)$$

② 计算 $\xi_{k|k-1}^{(i)}, i=0, 1, \dots, 2n$, 即

$$\begin{cases} \xi_{k|k-1}^{(i)} = f_k(\xi_{k-1|k-1}^{(i)}), i=0, 1, 2, \dots, 2n \\ \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(m)} \xi_{k|k-1}^{(i)} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(c)} (\xi_{k|k-1}^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})(\xi_{k|k-1}^{(i)} - \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})^T + \mathbf{Q}_{k-1} \end{cases} \quad (8)$$

3) 基于 UT 变换计算 σ 点 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}, \mathbf{P}_{k|k-1}$ 的传播。

① 求解 σ 点 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ 和 $\mathbf{P}_{k|k-1}$ 经量测方程的传播, 如式(9)所示:

$$\begin{cases} \xi_k^{(0)} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} \\ \xi_k^{(i)} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k|k-1}}), \\ \quad i=1, 2, \dots, n \\ \xi_k^{(i)} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} - (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k|k-1}}), \\ \quad i=n+1, n+2, \dots, 2n \end{cases} \quad (9)$$

② 公式(10)描述了一步提前预测计算过程。

$$\begin{cases} \xi_{k|k-1}^{(i)} = h_k(\xi_k^{(i)}), i = 0, 1, 2, \dots, 2n \\ \hat{z}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(m)} \xi_{k|k-1}^{(i)} \\ P_{\tilde{z}_k} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(c)} (\xi_{k|k-1}^{(i)} - \hat{z}_{k|k-1}) (\xi_{k|k-1}^{(i)} - \hat{z}_{k|k-1})^T + R_{k-1} \\ P_{\tilde{x}_k \tilde{z}_k} = \sum_{i=0}^{2n} \omega_i^{(c)} (\xi_k^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1}) (\xi_{k|k-1}^{(i)} - \hat{z}_{k|k-1})^T \end{cases} \quad (10)$$

4) 滤波更新。

$$\begin{cases} \hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - \hat{z}_{k|k-1}) \\ K_k = P_{\tilde{x}_k \tilde{z}_k} P_{\tilde{z}_k}^{-1} \\ P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_{\tilde{z}_k} K_k^T \end{cases} \quad (11)$$

式中, K_k 表示滤波器增益矩阵。

各采样点权值计算:

$$\begin{cases} \omega_0^{(m)} = \lambda / (n + \lambda) \\ \omega_0^{(c)} = \lambda / (n + \lambda) + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ \omega_i^{(m)} = \omega_i^{(c)} = 0.5 / (n + \lambda), i = 1, 2, \dots, 2n \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中具体参数取值过程为 $\lambda = \alpha^2(n + \kappa) - n$, 其中 α 代表 σ 点的散布程度, 一般取一小的正值(如 0.02), κ 一般取 0; β 表示 x 的分布信息; $\omega_i^{(m)}$ 代表计算一阶统计特性时的权系数, $\omega_i^{(c)}$ 代表计算二阶统计特性时的权系数。

2.2 弹道解算

目前弹道解算主要通过数值计算方法求解弹道方程组, 进而完成发点或落点的推算。弹道方程组^[7]通常由一阶变系数联立方程组表示, 一般情况下采用数值方法求解其数值解是唯一手段, 在某些特殊情况下对其简化处理后才能求得近似解析解。对微分方程求解的方法较多, 如阿当姆斯预报-校正法和龙格-库塔法, 而四阶龙格-库塔法在工程中得到广泛应用^[8], 故本文算法采用龙格-库塔法进行弹道解算。

龙格-库塔法是基于泰勒级数的一种改进算法, 四阶龙格-库塔法的具体描述如公式(13)~(15)所示, 其中公式(13)表示微分方程组及初值:

$$\begin{aligned} \frac{dy_i}{dt} &= f_i(t, y_1, \dots, y_m) \quad y_i(t_0) = \\ y_{i0} \quad (i = 1, 2, \dots, m) \end{aligned} \quad (13)$$

方程组在第 n 点处的所有变量的值为 $(t_n, y_{1n}, y_{2n}, \dots, y_{mn})$, 那么 $n+1$ 点处各变量的四阶龙格-库塔计算公式为

$$y_{i,n+1} = y_{i,n} + \frac{1}{6} (K_{i1} + 2K_{i2} + 2K_{i3} + K_{i4}) \quad (14)$$

其中:

$$\begin{cases} K_{i1} = hf_i(t_n, y_{1n}, y_{2n}, \dots, y_{mn}) \\ K_{i2} = hf_i\left(t_n + \frac{h}{2}, y_{1n} + \frac{K_{11}}{2}, y_{2n} + \frac{K_{21}}{2}, \dots, y_{mn} + \frac{K_{m1}}{2}\right) \\ K_{i3} = hf_i\left(t_n + \frac{h}{2}, y_{1n} + \frac{K_{12}}{2}, y_{2n} + \frac{K_{22}}{2}, \dots, y_{mn} + \frac{K_{m2}}{2}\right) \\ K_{i4} = hf_i(t_n + h, y_{1n} + K_{13}, y_{2n} + K_{23}, \dots, y_{mn} + K_{m3}) \end{cases} \quad (15)$$

式中, h 代表步长, 步长的选取会影响四阶龙格-库塔法的计算精度。步长越小计算精度越高, 然而过小的步长会导致迭代计算过程中的累计误差变大, 同时会消耗更多的计算时间, 影响时效性。本文 h 的选择分为两步, 先进行粗粒度外推, 再进行细粒度外推, 这样既保证了外推精度, 又不会影响时效性。

2.3 K-均值聚类处理

为了进一步提升弹道外推精度及外推结果的一致性, 引入聚类思想, 采用 K -均值聚类算法对多次外推结果进行聚类处理, 选取最优簇对应的聚类中心作为外推结果输出。 K -均值聚类算法^[9]属于划分型的动态聚类算法, 其计算过程需要给定待聚类的数目 k , 通过聚类处理后数据集被划分成 k 个不同的类。该算法的核心思想是: 给定聚类的个数 k 后, 第一次迭代的 k 个中心点被随机选取。这时, 依次计算 k 个中心点与数据集中其他数据之间的距离, 通过比较筛选, 数据被划分至距离其最近的类中。然后, 计算新生成的数据类的聚类中心, 同时调整数据集。倘若新旧类之间的聚类中心^[10]没有变化或者在某个较小的范围内变化, 那么聚类完成。

图3描述了在弹道外推过程中 K -均值聚类的具体处理步骤, 详细处理流程如下:

输入: 弹道外推发点数据集 $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$, 待聚类的个数为 k , 本文算法 k 值可以取 2~5;
输出: k 个聚类 $\{C_1, C_2, \dots, C_k\}$;

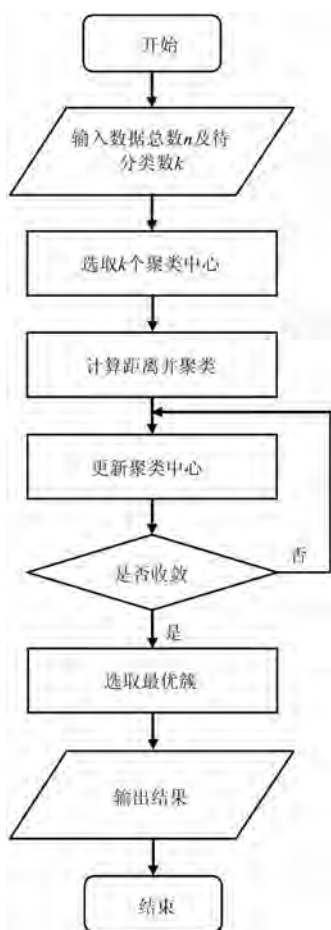


图3 K-均值聚类算法流程

1) 在给定的弹道外推发点数据集 $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ 中, 随机抽取 k 个不相同的发点样本用作初始聚类中心点 $\{m_1, m_2, \dots, m_k\}$;

2) 计算 $m_1, m_2, \dots, m_k$ 这 k 个中心点与数据集中其他数据之间的距离, 记作 $d(y_i, m_j)$, 其中, $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, k$ 。当

$$d(y_i, m_j) = \min_{j=1,2,\dots,k} \{d(y_i, m_j)\}, \quad (16)$$

则表明 y_i 属于 m_j 类。

3) 当所有数据的归属类调整之后, 利用公式(18)重新生成 k 个类的聚类中心:

$$m_j = \frac{1}{n_j} \sum_{y \in C_j} y \quad (17)$$

并计算误差平方和准则函数 $E(l)$, $E(l)$ 代表第 l 次迭代计算得出的误差平方和值^[11]。其中公式(18)描述了某一次误差平方和的计算过程。

$$E = \sum_{i=1}^k \sum_{p \in Y_i} |p - m_i|^2 \quad (18)$$

4) 倘若第 l 和 $l+1$ 次迭代, 误差平方和没有

发生较大的变化, 则表明误差平方和已经收敛, 可以跳出迭代过程。反之, 进入步骤 2) 继续迭代。

5) 当聚类收敛后采用综合多因子方法选取最优簇。为此定义了簇品质以及三类因子:

簇品质 c_q : 用于表示簇优劣程度的量称为簇品质。

簇体积因子 c_v : 假设簇成员体积大小相同, 均为 1 m^3 , 则此时, 可用簇成员个数表示簇体积。

簇质量因子 c_m : 用簇成员质量平均值表示簇质量。簇成员质量定义为参与滤波的量测点迹的数目, 簇成员中参与滤波的量测点迹个数越多, 表示该成员质量越大。

簇一致性因子 c_u : 用该簇外推发点位置的方差表示簇一致性。方差越小, 一致性越好。

对上述三类因子分别做归一化处理, 得到归一化簇体积因子 $C_V_{\text{res}} = [c_v_{\text{res1}}, c_v_{\text{res2}}, \dots, c_v_{\text{resk}}]^T$, 归一化簇质量因子 $C_M_{\text{res}} = [c_m_{\text{res1}}, c_m_{\text{res2}}, \dots, c_m_{\text{resk}}]^T$ 和归一化簇一致性因子 $U_{\text{res}} = [c_u_{\text{res1}}, c_u_{\text{res2}}, \dots, c_u_{\text{resk}}]^T$, 然后利用公式(19)计算簇品质:

$$C_Q = [C_V_{\text{res}} \ C_M_{\text{res}} \ C_U_{\text{res}}][\alpha \ \beta \ \gamma]^T \quad (19)$$

式中, $C_Q = [c_q_1, c_q_2, \dots, c_q_k]^T$ 为簇品质向量, α, β, γ 分别表示归一化簇体积因子、归一化簇质量因子及归一化簇一致性因子对应的权值。最优簇的品质即为

$$c_q_{\text{best_cluster}} = \max\{c_q_1, c_q_2, \dots, c_q_k\}, \quad \text{best_cluster} \in [1, k] \quad (20)$$

式中, best_cluster 对应的簇即为最优簇。

3 算法仿真与分析

本文以 155 榴弹炮为例, 利用弹道仿真软件生成雷达量测数据, 进行数值仿真计算, 仿真平台为 Intel Core i7-5600U、主频 2.6 GHz、四核 CPU 计算机, 仿真软件为 MATLAB。具体仿真条件如下:

1) 155 榴弹发射条件: 初速 v_0 设置为 900 m/s, 射角 θ_0 设置为 35° ;

2) 取雷达随机测量误差: $\sigma_r = 7.6 \text{ m}$, $\sigma_a = 1.7 \text{ mil}$, $\sigma_e = 1.6 \text{ mil}$;

3) 雷达距离炮 48 km。

基于上述数据对六态_EKF(原算法)、六态_

UKF、七态_UKF 算法、聚类_七态_UKF 算法分别进行 10 000 次蒙特卡洛仿真实验,并采用炮位侦察定位精度计算方法圆中间误差^[12](ECP)统计外推精度。

图 4 在 ENU 坐标系下分析了六态_EKF(原算法)与聚类_七态_UKF 弹道滤波情况,可以看出相比六态_EKF 算法,聚类_七态_UKF 算法滤波结果更接近真实值,效果更优。

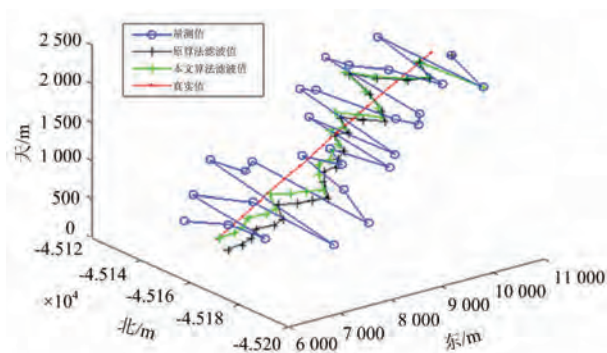


图 4 原算法与本文算法东北天坐标系下滤波结果

图 5 从滤波后位置误差角度分析了二者滤波效果。结果表明本文算法在 3 个坐标轴上的滤波误差明显小于原算法,进一步验证本文算法滤波效果优于原算法。

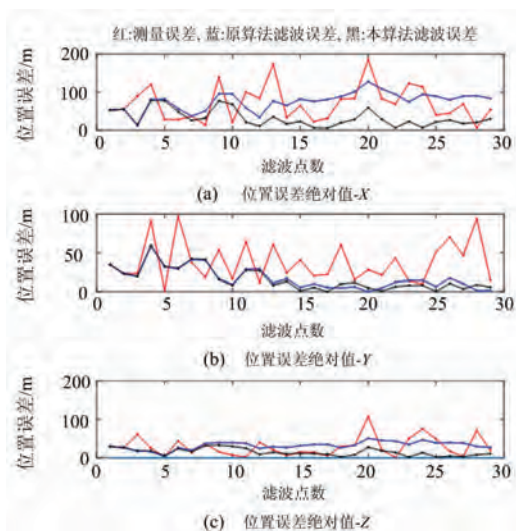


图 5 原算法与本文算法滤波后位置误差对比

图 6 和图 7 给出了七态_UKF 算法与聚类_七态_UKF 算法目标外推发点位置散布情况,仿真结果可以看出,聚类_七态_UKF 算法发点外推结果一致性明显优于原算法,验证了聚类处理的有效性。

表 1 给出了本文算法与其他算法的比较结果,几种算法相比,六态_EKF 算法圆中间误差最

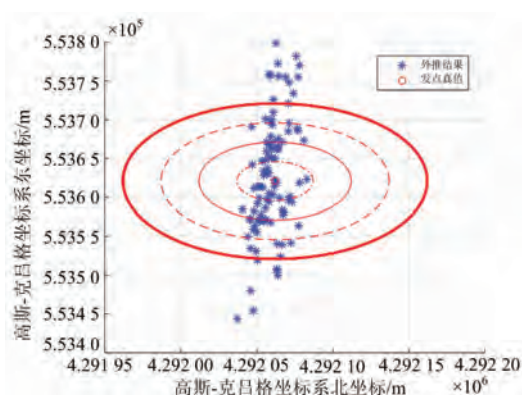


图 6 七态_UKF 算法外推发点散布情况

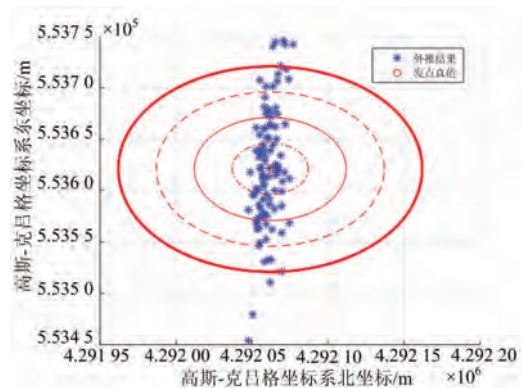


图 7 聚类_七态_UKF 外推发点散布情况

大,聚类_七态_UKF 圆中间误差最小,定位精度相比原算法提升 42.62%,精度最佳,六态_UKF 和七态_UKF 算法较原算法定位精度也有明显提升。然而算法耗时角度分析,六态_EKF 算法耗时最短,六态_UKF 和七态_UKF 次之,聚类_七态_UKF 耗时最长。

表 1 外推算法仿真结果对照表

算法	圆中间 误差/m	定位精度 提升百分 比/%	算法平 均耗时/ (10^{-2} s)
六态_EKF(原算法)	70.11	0	2.237
六态_UKF	51.76	26.17	2.903
七态_UKF	47.04	32.91	2.863
聚类_七态_UKF	40.23	42.62	9.035

4 结束语

本文针对一定条件下炮位侦察雷达定位结果一致性较差及定位精度偏低的问题,提出一种基于 K-均值聚类的弹道外推算法。该算法对单发炮

弹轨迹进行多次反向 UKF 滤波和外推处理,获取多个发点。然后将聚类思想引入其中,采用 K -均值聚类及综合多因子算法获取最优结果,起到剔除奇异值以及较差发点位置的效果,同时可以进一步消除随机误差。仿真结果表明,本文算法显著提升了弹道外推的定位精度及一致性。本文所采用的外推算法虽然具有较高的精度和一致性,但是对于当前各种新型炮弹的弹道滤波及外推处理技术仍需作进一步研究。

参考文献:

- [1] RAVINDRA V C, BAR-SHALOM Y, WILLETT P. Projectile Identification and Impact Point Prediction [J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2010, 46(4):2004-2021.
- [2] FIREFINDER W F. A Radar Forty Years in the Making[J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2008, 44(2):817-829.
- [3] 武瀚文, 查启程, 梁桑, 等. 基于遗传算法的弹道外推方法[J]. 指挥控制与仿真, 2021, 43(5):102-106.
- [4] 谢恺, 秦鹏程. 基于七维状态向量反向无迹卡尔曼滤波的弹道外推算法[J]. 兵工学报, 2018, 39(10):1945-1950.
- [5] 霍李, 魏五洲, 李军明, 等. 基于无迹卡尔曼滤波算法的弹道落点预测方法[J]. 兵工自动化, 2022, 41(2):70-74.
- [6] 单奇, 钮俊清, 李川. 炮位侦察雷达的数据处理研究[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(2):171-176.

(上接第149页)

- [9] 邓云凯, 禹卫东, 张衡, 等. 未来星载 SAR 技术发展趋势[J]. 雷达学报, 2020, 9(1):1-33.
- [10] 张卫华, 王立刚. 高分辨率星载 SAR 系统关键参数的设计[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(4):230-234.
- [11] YU Hui, WANG Wenying, LEI Wanming, et al. Study on Spaceborne HRWS TOPSAR Mode Based on Azimuth Multichannel [J]. The Journal of Engineering, 2019(20):6466-6470.
- [12] 郭磊. 方位向多通道星载 SAR 信号处理研究 [D]. 北京:中国科学院大学, 2015.
- [13] 陈祺, 黄海风, 董臻, 等. 方位向电扫描 SAR 系统参数设计与仿真验证 [J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(5):68-72.
- [14] 关一夫. 机载合成孔径雷达 TOPS 模式性能分析与成像技术研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2019.
- [15] HUANG Pingping, LI Shenyang, XU Wei. Investi-

SHAN Qi, NIU Junqing, LI Chuan. Study on Data Processing of Firefinder Radar [J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(2):171-176. (in Chinese)

- [7] 王干, 熊风, 欧能杰, 等. 基于反向扩展卡尔曼滤波的弹道外推算法[J]. 光电与控制, 2020, 27(12):49-52.
- [8] 赵新生, 舒敬荣. 弹道解算理论与应用[M]. 北京:兵器工业出版社, 2006:32-39.
- [9] 夏显召, 朱世贤, 周意遥, 等. 基于阈值的激光雷达 K 均值聚类算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1):115-121.
- [10] 李玥, 穆维松, 褚晓泉, 等. 基于改进量子粒子群的 K -means 聚类算法及其应用[J]. 控制与决策, 2021, 37(4):839-849.
- [11] 行艳妮, 钱育蓉, 南方哲, 等. Spark 环境下 K -means 初始化中心点优化研究综述[J]. 计算机应用研究, 2020, 37(3):641-647.
- [12] 第31试验训练基地. GJB2421-95 地炮雷达定型实验方法[S]. 北京:国防科学技术工业委员会, 1995.

作者简介:



李同亮 男, 1986 年生, 河北廊坊人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为雷达数据处理、弹道外推。

朱勇 男, 1975 年生, 安徽潜山人, 研究员, 主要研究方向为雷达总体设计。

于琼 女, 1991 年生, 江苏宿迁人, 博士, 讲师, 主要研究方向为信号处理。

gation on Full-Aperture Multichannel Azimuth Data Processing in TOPS [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2014, 11(4):728-732.

- [16] KRIEGER G, GEBERT N, MOREIRA A. Unambiguous SAR Signal Reconstruction from Nonuniform Displaced Phase Center Sampling [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(4):260-264.

作者简介:



陈粤 男, 1995 年出生, 浙江温州人, 硕士研究生, 主要研究方向为合成孔径雷达高分宽幅成像技术。

禹卫东 男, 1969 年出生, 河南焦作人, 研究员, 主要研究方向为合成孔径雷达系统设计与信号处理。

基于FFT和迭代插值的改进型超分辨算法

王 静^{1,2}, 王目光^{1,2}, 郭玉箫^{1,2}, 李 艳^{1,2}

(1. 北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044;

2. 北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

摘 要: 基于单快拍的快速迭代插值DOA(Direction of Arrival)估计方法,有效地消除了频谱泄漏,实现了多源DOA的无偏估计。但是该算法需要提前确定信源的个数,且运算量大,因此在工程应用中受限。本文提出一种新方案,利用传统角度域FFT提供粗略角度估计,然后通过迭代插值法细化角度,最终基于对消残差功率和信息论准则进行信源个数估计。该方案无需预知信源个数,且文中提出的基于残差变化率的收敛策略大大减少了细化估计的迭代次数,从而有效地降低了原算法的计算量。通过仿真结果验证了该方案的有效性,在估计精度及分辨率方面性能接近快速迭代插值波束形成算法,优于子空间类算法。

关键词: 阵列信号处理; 迭代插值; 超分辨; 无源估计; 低复杂度

中图分类号: TN911.7; TN957 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0157-08

An Improved Super-Resolution Algorithm Based on FFT and Iterative Interpolation

WANG Jing^{1,2}, WANG Muguang^{1,2}, GUO Yuxiao^{1,2}, LI Yan^{1,2}

(1. Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network of Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: The fast iterative interpolation DOA (Direction of Arrival) estimation method based on single snapshot effectively eliminates the spectrum leakage and realizes the unbiased estimation of multi-source DOA. However, the algorithm needs to predict the number of sources, and has a large amount of calculation, so it is limited in engineering applications. This paper proposes a new scheme. The algorithm uses traditional angle-domain FFT to provide a rough angle estimate, and then refines the angle by iterative interpolation. Finally, the number of sources is estimated based on the residual power and information theory criteria. The algorithm does not need to predict the number of sources, and the convergence strategy based on the residual change rate proposed in this paper greatly reduces the number of iterations of the refined estimation, thereby effectively reducing the amount of calculation of the original algorithm. The simulation results verify the effectiveness of the proposed scheme. The performance of the scheme is close to the fast iterative interpolation beamforming algorithm in terms of estimation accuracy and resolution, and better than the subspace algorithms.

Key words: array signal processing; iterative interpolation; super-resolution; passive estimation; low complexity

0 引言

最早关于DOA估计的方法是由傅里叶变换的线性谱引出的,该方法受空域“瑞利极限”的限制^[1],很难实现对来波信号的高分辨估计,同时这些算法的抗噪声性能较差,并没有获得满意的估计效果。上世纪70年代以Schmidt为代表的学者相继提出

的多信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法^[2]真正实现了角度的超分辨测量。MUSIC算法通过对接收数据进行特征值分解得到信号子空间和噪声子空间,然后利用信号子空间与噪声子空间的正交性构造谱函数进行峰值搜索来确定目标角度。然而MUSIC算法计算量大,要求较高的信噪比、较多的样本数据^[3-4]。此外,MUSIC算法对于相干信源的估计性能较差,虽然可以通过空

间平滑方案进行预理解,但这是以损失性能为代价的^[5-6],从而限制了其在实际场景中的适用性。

快速迭代插值波束形成器(Fast Iterative Interpolated Beamforming, FIIB)^[7]能够实现角度的无偏估计,同时具有与快速傅里叶变换(FFT)相当的计算速度。该算法结合了有效的插值策略和泄露减法方案,成功地解决了频谱泄露的问题。因此,它可以实现 DOA 的无偏估计。该算法的前提是信源个数已知,然而在实际环境中对于估计的目标个数是未知的,因此这一关键参数将无法使用,从而影响整体算法的性能。文献[8]中,在应用 FIIB 算法前,采用了基于奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)的信息论准则进行信源个数估计,该方案可以解决信源个数未知的问题,但仍需要 SVD 步骤,从而抵消了 FIIB 算法带来的计算优势。

本文提出一种基于 FFT 和迭代插值的改进超分辨率测角方案。本方案将简单的空域 FFT 测角与迭代插值及干扰对消策略相结合,迭代插值的角度不再从第 1 个信源开始,而是由空域 FFT 提供的粗略角度进行细化,并通过干扰对消估计空域 FFT 测角未能分辨的信源,最后通过判断对消残差功率和 MDL(Minimum Description Length)准则^[9-10]对信源个数进行估计。为降低算法的运算量,本文提出了一种基于残差变化率的细化估计收敛策略,能够在不降低性能的情况下有效地减少迭代次数。本方案不仅实现了超分辨算法的信源个数自估计,并且大大降低了原算法的复杂度。仿真结果表明,本文提出的方案在估计精度及分辨率方面性能接近 FIIB 算法。

1 数据模型及 FIIB 算法介绍

1.1 数据模型

如图 1 所示,考虑 M 元均匀线阵,阵元间距 $d = \lambda/2$, L 个波长为 λ 的远场窄带信号入射到该阵列,入射方向与阵列法线夹角定义为入射角度 $\theta_l (l=1, 2, \dots, L)$,则该阵列接收的单快拍数据矢量可表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{l=1}^L \alpha_l \boldsymbol{\alpha}(\theta_l) + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, α_l 为第 l 个信源的复振幅, $\mathbf{n}$ 为均值为 0、方

差为 σ^2 的加性高斯噪声。令 $v(\theta) \triangleq d \sin \theta / \lambda$, $v \in (-0.5, 0.5)$, 第 l 个信源的导向矢量表示为

$$\boldsymbol{\alpha}(\theta_l) = [1, e^{j2\pi v(\theta_l)}, \dots, e^{j2\pi(M-1)v(\theta_l)}]^T。$$

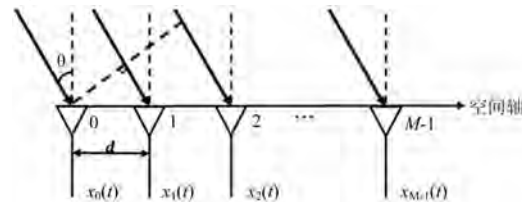


图 1 阵列信号模型

1.2 FIIB 算法介绍

基于 FIIB 的单快拍 DOA 估计通过一种估算-减法策略在内循环中连续的提取目标源,再通过外循环细化估计值,以消除收敛时的偏差。该算法的核心是一个简单而高精度的插值策略,与泄露减法方案相结合,从而实现多源 DOA 的无偏估计。

相较于 RELAX 算法对于每次信源估计均需要一次 FFT^[11-13], FIIB 算法仅需一次 FFT 计算,即通过 K 点 ($K = z * M$) FFT 得到传统波束形成系数 $X[n]$,后续处理均在频域进行,从而避免了 FFT 的重复使用。在第一次迭代中,从最强的信源开始依次获得 L 个目标的粗略估计。即对于第 l 个信源,从阵列信号中减去之前已估计出的信号源,然后通过傅里叶变换在频谱中确定最高的峰值。再通过傅里叶系数插值来细化目标的粗略估计。通过插值策略与连续估计减法相结合,消除了频谱泄露导致的偏差,从而得到准确的估计。

1.3 FIIB 算法的超分辨性能分析

文献[7]重点对于 FIIB 算法的无偏估计进行了讨论,并进行了相关仿真验证,但是对于算法的超分辨性能并未过多讨论。当两个目标落在同一波束内时,传统的波束形成算法将无法进行分辨,在 FIIB 算法中通过去除其他目标的影响,可以显露出剩余的目标,并通过迭代插值不断地细化目标的估计值,从而能够实现对目标的超分辨并得到各自精确的估计值。

本节对 FIIB 算法的超分辨性能进行了仿真。仿真构建了一个 32 阵元的均匀等距的线性阵列,阵元间距 $d = \lambda/2$,噪声为零均值、方差 $\sigma_n^2 = 1$ 的高斯噪声。重点探究 FIIB 算法对两个目标的分辨能力,设置两个目标源,目标幅值 $|\alpha_1| = |\alpha_2|$,信源

个数已知,目标1与目标2之间的电角度间隔由 $BW/5$ 至 $3BW$ 变化,其中 $BW = 2\pi/M$ 。在信噪比分别为 0, 10, 20 和 30 dB 的情况下进行了 1000 次独立实验,仿真结果如下。

图2和图3分别给出了不同角度间隔下算法的检测概率、均方根误差(Root Mean Squared Error, RMSE)的曲线图。如图所示,当两个目标的角度间隔为 $BW/2$,即角度间隔为实孔径理论分辨率的二分之一,也就是常说的两倍超分辨,在信噪比为 0 dB 时,算法分辨性能较差,两倍超分辨的检测概率为 30.7%;随着信噪比的提升,算法的超分辨能力逐渐提升,在高信噪比 30 dB 下,FIIB 算法的五倍超分辨检测概率可达 85.6%。

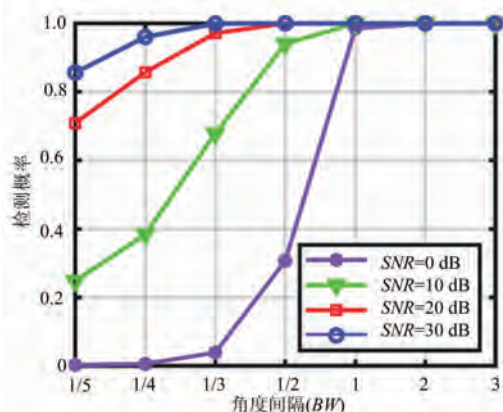


图2 不同信噪比下的检测概率

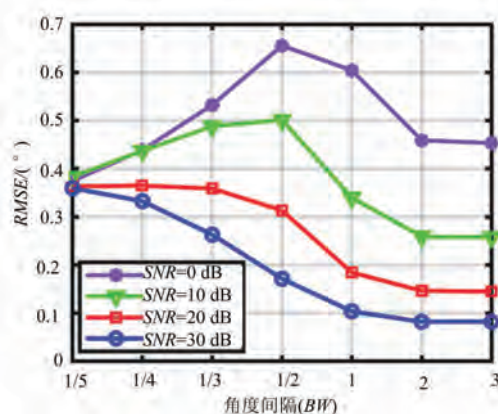


图3 不同信噪比下的均方根误差

2 基于FFT和迭代插值的改进型超分辨算法

本文提出的基于FFT和迭代插值的超分辨算法,有效地将传统的FFT算法测角方案与迭代插

值-干扰对消相结合,并提出一种新的收敛策略,能够高精度、低复杂度地实现信源的角度估计及个数估计。传统的空域FFT测角方法简单,但分辨率低,不能分辨落在同一波束内的目标。因此,将FFT测角得到的目标粗略角度进行迭代插值,对粗略角度进行细化估计,并经过信号对消,显露出位于同一个分辨单元的其余目标,再次利用插值迭代,得到精确的目标角度值,从而实现所有目标的估计。其次,本文提出了一种基于残差变化率的插值迭代收敛策略,在不损失性能的情况下能够有效地减少算法迭代的次数,从而大大地降低算法的计算量。此外,采用对消残差功率与MDL准则相结合的方法进行信源个数估计。当残差功率小于噪声功率阈值时,我们认为剩余信号中不再存在信源而是仅剩噪声,并结合MDL信源估计准则对信源个数的最优性进行判断,进一步提升估计的正确率。

算法的流程图如图4所示,共包含三层循环,内层循环逐目标进行插值,对目标的空间频率和幅度进行更新,并通过第二层细化估计的循环不断细化估计值。外层循环则进行信号对消,估算新目标,并通过功率残差和MDL准则进行信源个数判定。算法首先对FFT测角估计出的 I 个目标进行插值,逐目标计算该目标的无泄漏系数。对第 l 个信源有

$$X[n] = FFT(x, N) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{i=1}^I \alpha_i e^{j2\pi k v_i} e^{-\frac{j2\pi n k}{N}} = \alpha_l \frac{1 - e^{j2\pi M(v_l - \frac{n}{N})}}{1 - e^{j2\pi(v_l - \frac{n}{N})}} + \sum_{i \neq l}^I \alpha_i \frac{1 - e^{j2\pi M(v_i - \frac{n}{N})}}{1 - e^{j2\pi(v_i - \frac{n}{N})}} \quad (2)$$

对第 l 个信源进行插值,计算插值系数,假设 l 信源对应的DFT(Discrete Fourier Transform)峰值位置为 m_l ,则信源 l 的精确频率可表示为

$$v_l = \frac{m_l + \delta_l}{N} \quad (3)$$

式中, $\delta_l \in [-p, p]$ 为当前估计的偏差。

则 $m_l + p$ 的DFT系数为

$$X(m_l + p) = \alpha_l \frac{1 - e^{\frac{j2\pi M}{N} \langle \delta_l - p \rangle}}{1 - e^{\frac{j2\pi}{N} \langle \delta_l - p \rangle}} + \sum_{i \neq l}^I \alpha_i \frac{1 - e^{\frac{j2\pi M}{N} \langle m_i - m_l + \delta_i - p \rangle}}{1 - e^{\frac{j2\pi}{N} \langle m_i - m_l + \delta_i - p \rangle}} \quad (4)$$

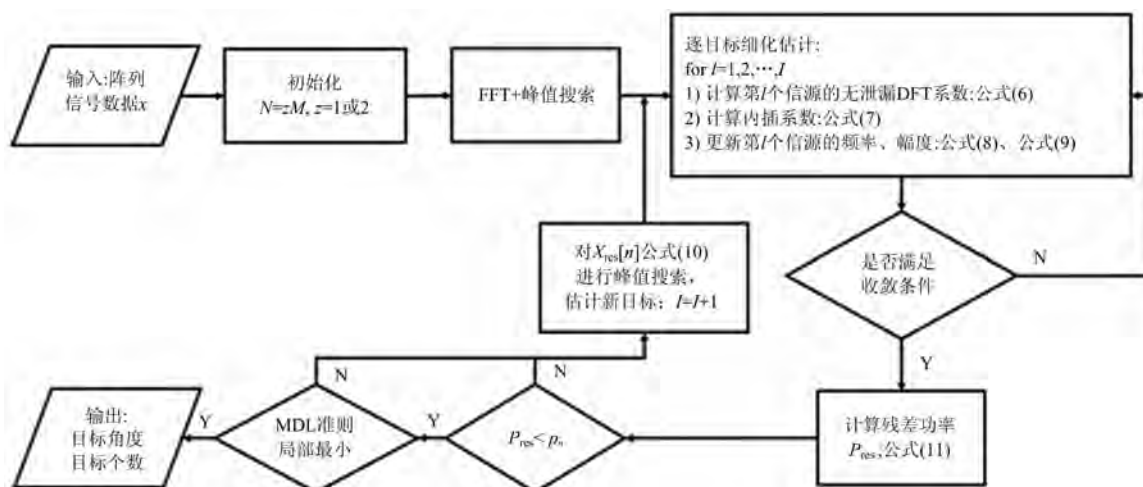


图4 基于FFT和迭代插值的超分辨算法流程图

式中,第二项为其余分量在 $m_l + p$ 处的系数,即其他目标能量的泄漏对第 l 个信源的干扰。将第一项剥离出来,通过插值估计偏差,对第 l 个信源的频率进行更新。记第二项干扰项为

$$X_L(m_l + p) = \sum_{i \neq l} \alpha_i \frac{1 - e^{\frac{j2\pi M}{N}(m_i - m_l + \delta_i - p)}}{1 - e^{\frac{j2\pi}{N}(m_i - m_l + \delta_i - p)}} \quad (5)$$

则第 l 个信源在 $m_l \pm p$ 处的无泄漏的 DFT 系数为

$$X_R(m_l \pm p) = X(m_l \pm p) - X_L(m_l \pm p), \quad p = \frac{z}{2} \quad (6)$$

利用傅里叶系数插值得到

$$\delta_l = \frac{1}{2} * \text{Re} \left\{ \frac{X_R(m_l + p) + X_R(m_l - p)}{X_R(m_l + p) - X_R(m_l - p)} \right\} \quad (7)$$

根据得到的估计偏差对信源的频率和幅值进行更新,

$$v_l = \frac{m_l + \delta_l}{N} \quad (8)$$

$$\alpha_l = \frac{1}{M} * \left\{ \sum_{n=0}^{M-1} x[n] e^{-j2\pi n v_l} - \sum_{i \neq l} \alpha_i \frac{1 - e^{\frac{j2\pi M}{N}(v_i - v_l)}}{1 - e^{\frac{j2\pi}{N}(v_i - v_l)}} \right\} \quad (9)$$

更新后的目标空间频率,再通过第二层的细化估计循环不断地细化估计值,从而得到目标的精确估计值。

在完成对现有目标的细化估计后,通过干扰抵消从阵列信号中减去已估计的目标分量,根据剩余信号的功率(残差功率 P_{res})预判是否还存在

其他目标,

$$X_{\text{res}}[n] = X[n] - \sum_{i=1}^I \alpha_i \frac{1 - e^{j2\pi M(v_i - \frac{n}{N})}}{1 - e^{j2\pi(v_i - \frac{n}{N})}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (10)$$

$$P_{\text{res}} = \text{mean}(|X_{\text{res}}|^2) \quad (11)$$

对阵列信号 x 进行噪声估计,并以此作为噪声门限 P_n 。当残差功率小于噪声门限时,则认为信号中仅剩噪声不再存在其他信源。结合 MDL 准则对当前估计出的信源个数的是否最优进行判断,从而实现对信源个数的估计。

3 精估计收敛策略

在 FIIB 中对单源、多源的收敛策略进行了分析讨论^[14],提出了一种克拉美罗界(Cramer Rao Bound, CRB)自适应方法,即精估计循环至两次连续频率估计之间的最大差值小于指定的容差为止,该容差根据 CRB 自适应设置。该策略保证了在高 SNR 下具有与其 CRB 一致的较小的容差值。然而在实际的工程应用中,算法的计算量往往是第一考虑要素,甚至可以牺牲算法的性能来换取计算量的降低。而 FIIB 算法主要的运算开销便是细化估计的迭代。CRB 自适应收敛策略的算法确实能够获得较好的性能,但是在工程中也因其迭代次数过大而难以得到应用。

本文从信源残差功率的变化曲线出发,提出一种基于残差变化率的新收敛策略,能够在不损失算法性能的前提下大大降低迭代次数,从而降

低算法的计算量。图5显示了细化估计迭代中残差功率以及目标估计值与真实值之间的误差随迭代次数的变化曲线图,根据曲线变化可以看到,随着迭代次数增多,信源估计值不断精确,残差功率在逐渐降低后趋于平稳,此时信源的估计角度偏差开始缓慢趋于0。因此,建议细化估计在两次迭代间的残差功率变化率 ΔP_{res} 小于指定阈值时停止迭代。

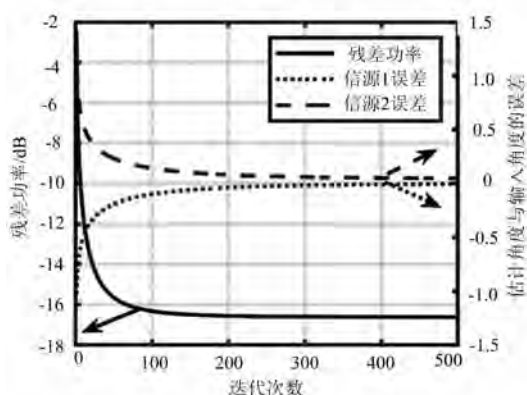


图5 细化估计残差功率、角度误差随迭代次数变化曲线图

对不同阈值下的残差功率收敛策略及CRB收敛策略的FIIB算法性能进行了仿真,并对不同策略的迭代次数进行了统计分析。仿真采用一个32阵元的等距均匀的线性阵列,阵元间距 $d = 0.5\lambda$, 噪声建模为零均值、方差 $\sigma_n^2 = 1$ 的高斯噪声。设置两个信源,角度间隔为两倍超分辨,蒙特卡洛次数1000次。不同收敛策略的FIIB算法的均方根误差随着SNR变化的曲线如图6所示,当 ΔP_{res} 的门限值设为 1×10^{-3} 时,算法性能已比较接近CRB策略,当阈值为 1×10^{-4} 时,残差功率收敛策略的性能与CRB策略的性能已相差无几。表1为

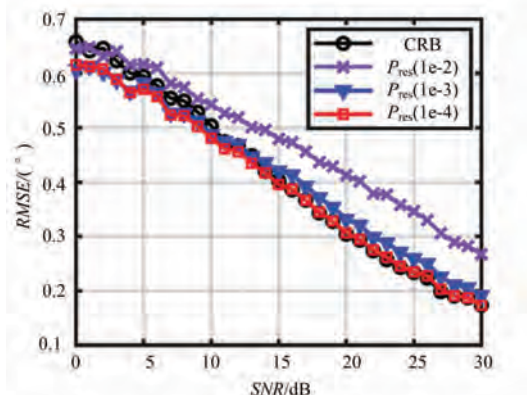


图6 不同收敛策略的RMSE随SNR变化的曲线图

不同策略下迭代次数的统计平均值。由仿真统计结果可知,本文提出的收敛策略在与CRB策略性能相差无几的情况下,迭代次数几乎降低了二分之一。值得注意的是,随着信噪比的升高,信源之间的频谱泄漏增大,从而导致精估计收敛慢,迭代次数随之增加。

表1 不同收敛策略下精估计迭代的平均次数

收敛策略	SNR /dB						
	0	5	10	15	20	25	30
CRB策略	37	91	187	277	328	365	393
P_{res} 策略($1e-2$)	5	8	16	24	39	57	82
P_{res} 策略($1e-3$)	12	19	36	53	79	106	140
P_{res} 策略($1e-4$)	24	43	73	99	133	165	205

4 仿真结果与分析

仿真条件如下,考虑一个均匀的线性阵列,阵元个数 $M=32$,阵元间距 $d=0.5\lambda$,来自远场的信号入射角度为 θ ,相应的空间频率 $v=0.5\sin\theta$ 。信号源的幅度 $|\alpha|$ 根据所需的SNR进行设置,相位在 $(0, 2\pi)$ 内均匀变化。噪声建模为均值为0、方差 $\sigma_n^2=1$ 的高斯噪声。对所有情况的仿真均进行了1000次蒙特卡洛实验,并将改进后的算法与FIIB算法及其他子空间类的算法进行比较。其中本文改进算法及FIIB的零填充因子均设置为 $z=1$ 。

由于在原FIIB算法中信源个数已知,为排除本文算法基于对消残差功率的MDL信源个数估计方案的性能影响,在4.1节的仿真中,我们将信源个数设为已知,比较各个算法的性能;在4.2节中设置为信源个数未知,探究本文算法与FIIB算法、采用信源个数自估计的FIIB算法^[15]三种算法的性能。

4.1 信源个数已知情况下不同算法的估计性能与SNR、角度间隔的关系分析

在本小节中,假设信源个数已知,对FIIB算法、本文改进算法及Root-MUSIC算法进行仿真。

场景一:设置两个目标源,两个目标源的幅度 $|\alpha_1|=|\alpha_2|$,电角度间隔设置分别设置为 $BW/2$,探究两个信源下不同算法的性能与SNR的关系,

仿真结果如图7、图8所示。

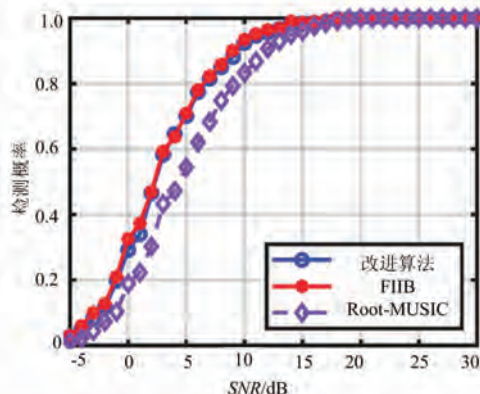


图7 不同算法的检测概率与SNR的关系

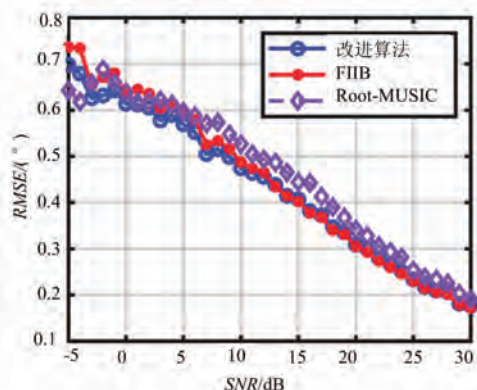


图8 不同算法的RMSE与SNR的关系

场景二:设置两个目标源的幅度 $|\alpha_1| = |\alpha_2|$,电角度间隔设置由 $BW/5$ 至 $2BW$ 变化,信噪比设置为0 dB、30 dB,探究不同算法对两个信源的分辨能力,仿真结果如图9、图10所示。

图7、图8分别给出了信源个数已知下,不同算法的检测概率、RMSE性能与SNR的关系。在两个目标间隔为两倍超分辨下,在高信噪比下本文提出的改进算法与FIIB算法性能接近,检测概

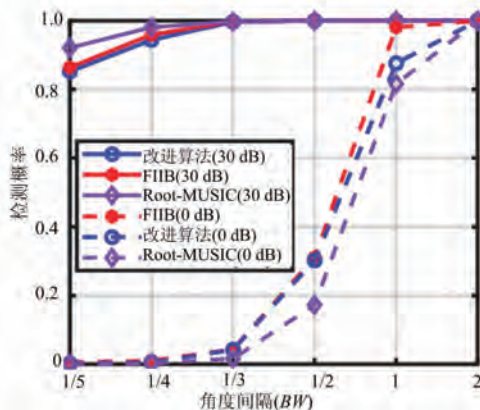


图9 不同算法的检测概率与角度间隔的关系

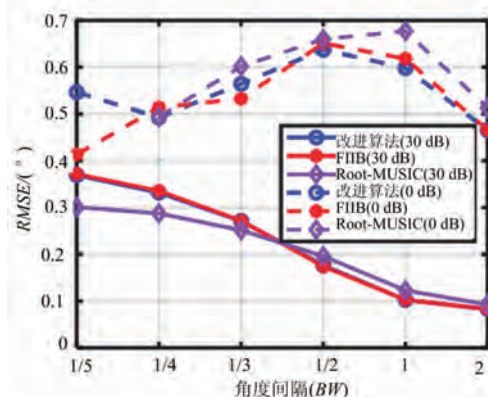


图10 不同算法的RMSE与角度间隔的关系

率可达到100%。在低信噪比检测概率略低于FIIB算法,但比FIIB算法RMSE更低,估计值更加准确。显然本文算法在所有信噪比下性能优于Root-MUSIC算法。图9、图10则分别给出了不同算法的检测概率、RMSE性能与角度间隔的关系。在低信噪比下本文算法对于两个目标的分辨能力略弱于FIIB算法,但是随着SNR的提升,性能逐渐接近FIIB算法。

4.2 信源个数未知情况下不同算法的估计性能与SNR、角度间隔的关系分析

在本小节中,信源个数设置为未知,对本文改进算法、FIIB算法及采用信息论准则进行信源估计的FIIB算法三种算法进行仿真,其中本文算法采用基于对消残差功率和MDL准则的信源估计法对信源个数进行估计。其余仿真参数与4.1节中相同。

场景一:两倍超分辨下不同算法的性能与SNR的关系,仿真结果如图11、图12所示,图13显示了信源个数的估计正确率与SNR的曲线图。

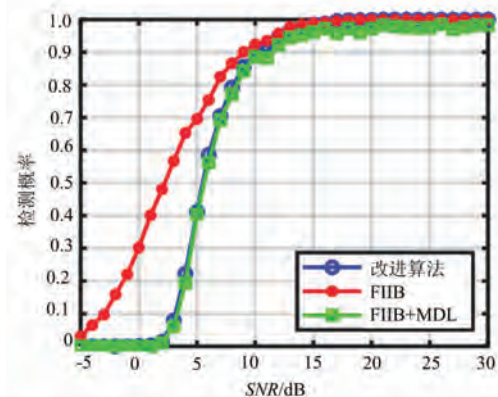


图11 不同算法的检测概率与SNR的关系

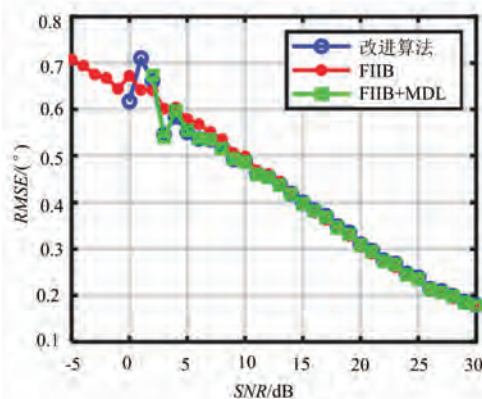


图 12 不同算法的 RMSE 与 SNR 的关系

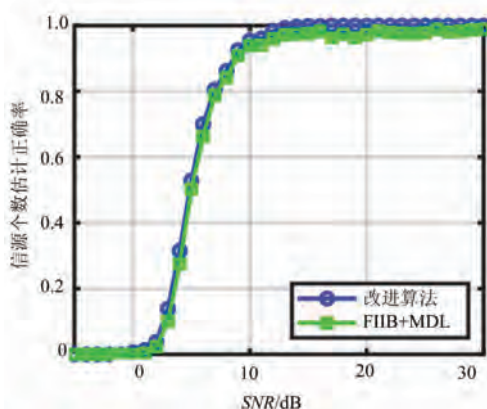


图 13 信源个数估计正确率与 SNR 的关系

场景二:不同算法的性能与角度间隔的关系,仿真结果如图 14、图 15 所示,图 16 显示了信源个数的估计正确率与角度间隔的关系图。

4.2 节重点讨论本文改进方案中基于对消残差和 MDL 准则的信源个数估计法的性能,及信源个数估计的正确率对算法的影响。在场景一中,如图 11 和图 12 所示,本文算法与 FIIB 算法估计精度的性能接近,但是检测概率在信噪比为 0 dB 时明显低于 FIIB 算法。由图 13 展示的信源个数

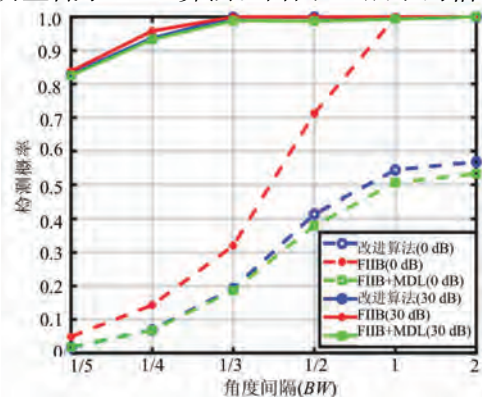


图 14 不同算法的检测概率与角度间隔的关系

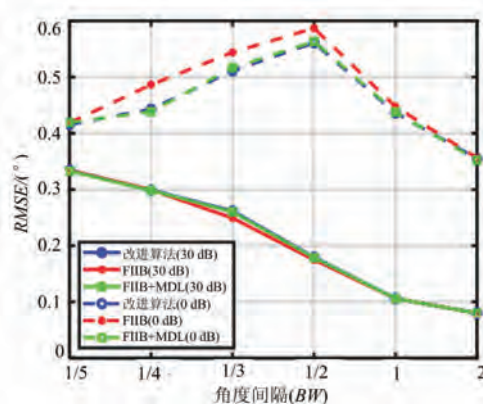


图 15 不同算法的 RMSE 与角度间隔的关系

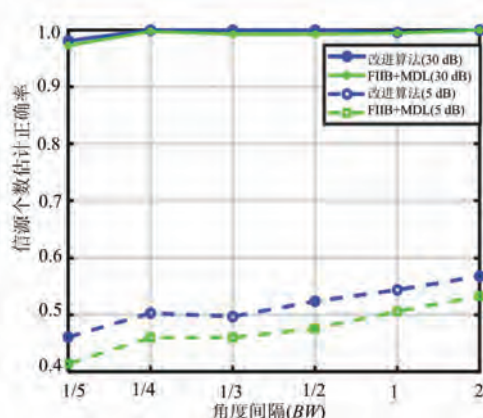


图 16 信源个数估计正确率与角度间隔的关系

估计正确率的曲线图可以看出,信源个数估计错误直接导致了本文算法检测概率性能恶化,这是因为本文采用的 MDL 准则在低信噪比下存在欠估计^[16-18]的问题,导致信源个数估计错误,从而影响检测概率。而在场景二中,同样存在该问题,如图 14 至图 16 所示,在 SNR 为 30 dB 时,本文算法的检测概率与 RMSE 都接近于信源个数已知情况。但当 SNR 为 0 dB 时,本文算法的检测概率因信源个数估计错误而低于 FIIB 算法。由仿真结果可见,本文提出的信源个数自估计的超分辨率算法在高信噪比下接近 FIIB 原始算法,然而随着信噪比降低,算法性能逐渐下降。

5 结束语

本文研究了低复杂度、高分辨率的 DOA 估计问题,提出了一种基于 FFT 和迭代插值的快速超分辨率算法。该算法将简单的空域 FFT 与迭代插值的策略相结合,由空域 FFT 得到的粗略角度作为细化估计迭代的入口,而非低效率的逐个目标开

始估计。然后进行插值迭代细化估计值,并通过干扰对消来消除频谱泄漏的影响,最终利用对消后的残差功率与信息论准则联合进行信源个数估计。该算法无需信源个数的先验信息,不但能在高信噪比下实现五倍超分辨,并且通过基于残差变化率的收敛策略能够大大降低算法的计算量。仿真结果表明,本文算法在估计精度、分辨率方面与 FIIB 算法性能相差无几,优于 Root-MUSIC 算法。

参考文献:

- [1] 徐豪. 基于 MIMO 的汽车毫米波雷达信号体制及超分辨测角研究[D]. 成都:电子科技大学, 2020.
- [2] SCHMIDT R O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1986, 34(3):276-280.
- [3] 田剑豪. 三种典型空间谱测向算法的分析比较[J]. 中国无线电, 2021(2):71-73.
- [4] 朱国辉, 汪洋, 米胜男. 加权最小二乘法 MUSIC 法联合测向技术研究[J]. 雷达科学与技术, 2019, 17(3):319-323.
- [5] PILLAI S U, KWON B H. Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(1):8-15.
- [6] 吴孙勇, 邹宝红, 薛秋条, 等. 基于单快拍空间平滑的多伯努利 DOA 跟踪算法[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(9):2430-2438.
- [7] ABOUTANIOS E, HASSANIEN A, AMIN M, et al. Fast Iterative Interpolated Beamforming for Accurate Single-Snapshot DOA Estimation[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2017, 14(4):574-578.
- [8] KOCHERRY D L, YE S L, ABOUTANIOS E. Estimating Parameters of Multiple Damped Complex Sinusoids with Model Order Estimation [C]//2016 IEEE International Workshop on Signal Processing Systems (SiPS), Dallas, TX, USA;IEEE, 2016:86-91.
- [9] RISSANEN J. Modeling by Shortest Data Description [J]. Automatica, 1978, 14(5):465-471.
- [10] 葛生国. 小快拍数下的远场窄带信源个数估计研究[D]. 广州:广东工业大学, 2020.
- [11] LI J, STOICA P. Efficient Mixed-Spectrum Estimation with Applications to Target Feature Extraction [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(2):281-295.
- [12] 李海, 陈筱浅. 基于 NLS-RELAX 的空中多机动目标参数估计[J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(2):214-220.
LI Hai, CHEN Xiaoqian. Parameter Estimation of Multiple Air Maneuvering Targets Based on NLS-RELAX[J]. Radar Science and Technology, 2018, 16(2):214-220. (in Chinese)
- [13] 段永昌, 李欣, 黄耀辉, 等. 基于快速迭代插值的 FMCW 雷达距离估计算法[J]. 通信学报, 2019, 40(9):175-183.
- [14] YE S, ABOUTANIOS E. Rapid Accurate Frequency Estimation of Multiple Resolved Exponentials in Noise[J]. Signal Process, 2017, 132:29-39.
- [15] ABOUTANIOS E, HASSANIEN A. Low-Cost Beamforming-Based DOA Estimation with Model Order Determination[C]// 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China;IEEE, 2020:1-5.
- [16] ICHIGE K, HAMADA S, KASHIWAGI K, et al. Robust Source Number Estimation Based on Denoising Preprocessing[C]// 2020 Sensor Signal Processing for Defence Conference (SSPD), Edinburgh, UK;IEEE, 2020:1-5.
- [17] WONG K M, ZHANG Q T, REILLY J P, et al. On Information Theoretic Criteria for Determining the Number of Signals in High Resolution Array Processing[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, 38(11):1959-1970.
- [18] 许佳奇, 王川川, 曾勇虎, 等. 盖尔圆定理和最小描述长度准则相结合的信源数目估计方法研究[J]. 信号处理, 2017, 33(S1):53-57.

作者简介:



王 静 女, 1997 年生, 河北邢台人, 北京交通大学电子信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理。

王目光 男, 1978 年生, 山东鄄城人, 教授, 北京交通大学博士生导师, 主要研究方向为微波光子、光纤传感。

郭玉箫 男, 1994 年生, 河北张家口人, 北京交通大学电子信息工程学院博士研究生, 主要研究方向为光信号处理。

李 艳 女, 1996 年生, 北京人, 北京交通大学电子信息工程学院博士研究生, 主要研究方向为基于微波光子的信号产生与处理。

基于神经网络的 GaAs HBT 器件模型研究

徐 坤, 张金灿, 王金婵, 刘 敏, 李 娜

(河南科技大学电气工程学院, 河南洛阳 471023)

摘 要: 建立精确的模型是使用砷化镓异质结双极晶体管器件(GaAs HBT)设计集成电路的必要基础,传统经验模型建立过程复杂,在输出功率、增益、功率附加效率等功率特性方面的模拟精度不太高,给电路设计带来了一定的难度。本文利用径向基函数(RBF)神经网络算法和反向传播(BP)神经网络算法分别建立 GaAs 异质结双极晶体管器件的大信号模型。这些模型的训练和测试数据分别来自于测试的双端口散射参数,以及测试的直流特性和功率特性数据。然后将模型数据与实测结果进行对比,结果发现,基于神经网络的器件模型能够精确地模拟器件特性,而且 RBF 神经网络模型相比 BP 神经网络模型,误差更小,预测更精确。

关键词: 砷化镓异质结双极晶体管器件; 径向基函数神经网络; 反向传播神经网络; 器件模型

中图分类号: TN322⁺.8; TN304.2⁺3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0165-08

Research on GaAs HBT Device Model Based on Neural Network

XU Kun, ZHANG Jincan, WANG Jinchan, LIU Min, LI Na

(Electrical Engineering School, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China)

Abstract: An accurate device model is the necessary basis of integrated circuit design for GaAs heterojunction bipolar transistor (GaAs HBT). The process of building conventional empirical models is complicated, and these empirical models are not very precise on modeling power characteristics, such as output power, gain, and power additional efficiency, which brings difficulty to circuit design. In this paper, the radial basis function (RBF) and back-propagation (BP) neural network algorithms are used to build GaAs HBT large-signal device models. The training and testing data for these models are obtained from the two-port scattering parameters, direct-current and power characteristics measurements. Comparison results of measured and modeled data show that the device models based on neural network can accurately model device characteristics. Compared with the BP neural network model, the RBF neural network model has less errors and more accurate prediction results.

Key words: GaAs heterojunction bipolar transistor; radial basis function neural network; back-propagation neural network; device model

0 引 言

GaAs 异质结双极晶体管器件具有线性度高、高频性能好、功率附加效率高和成本低等优点,在射频微波集成电路中,设计功率器件具有很大的优势。尤其是近几年,相比高电子迁移率晶体管,其优越的线性度和更低廉的成本越来越受到人们的关注,常被用来设计功率放大器^[1-3]。而功率放大器的设计需要精确的非线性大信号模型,因此, GaAs HBT 器件非线性大信号模型的建立非常重

要,传统设计中基本使用的是经验模型,即利用复杂的经验公式拟合器件特性,如 Gummel-Poon 模型、VBIC 模型、Aglient HBT 模型等^[4-8]。文献[5]中所提出的基于 VBIC 模型的 GaAs HBT 模型,使用改进的异质结效应的输运电流表达式,可以考虑到大电流下电子速度随集电极场的变化。但是由于 VBIC 模型是专门为硅双极技术开发的,对两个异质结的异质结构特性产生的效应模拟不佳,这导致 HBT 器件大信号模拟和电路设计性能受限。文献[6]使用基于 Gummel-Poon 模型的大信号分析方法来预测 GaAs HBT 器件的非线性行

收稿日期: 2021-01-25; 修回日期: 2021-06-10

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61804046); 河南省科技攻关项目(No. 202102210322); 河南省高等学校重点科研项目(No. 21A510002, 20B510006)

为,可以准确分析不同偏置条件下器件大信号本征元件随频率变化的情况,但是忽略了 10^{-4} 级的B-C结和C-E结电导,只考虑了如跨导 G_m 、发射结电导 G_{be} 、发射结电容 C_{be} 等本征元件对大信号性能的影响。Aglient公司开发的Aglient HBT模型集众多经验模型的优点^[4,8],文献^[7]由于GaAs的衬底接近理想高阻,因此模型中忽略了衬底效应的影响,简化了模型,但是模型的简化会导致精度降低,性能变差。通过这些文献,我们发现经验模型为了准确预测器件的非线性行为,结构一般十分复杂,如Gummel-Poon模型中常用的SPICE参数有30多个,Aglient HBT模型需要提取SPICE参数高达118个,提取公式也十分复杂。为了方便参数提取,往往会忽略一些参数,或简化公式,例如文献^[7]所示的模型,但是这使得大信号模型的模拟性能变差。因此本文寻求一种更简单、更快速、更精确的建模方法来预测GaAs HBT器件的非线性行为。

许多电子科技领域的学者利用人工神经网络技术建立半导体器件的大小信号模型^[9-25],在预测半导体器件特性,指导集成电路设计方面,相比经验模型,基于神经网络的器件模型建立迅速,简单且精确。目前,比较常见的应用于半导体器件建模的神经网络有很多种,如空间映射神经网络^[14-16],在经验模型的基础上大大提高了模型精度;反向传播(Back-Propagation, BP)神经网络^[13,17-19]和径向基函数(Radial Basis Function, RBF)神经网络^[19-22],不需要了解器件的结构知识,也无需复杂的提取公式,只要有输入输出数据,就可以建立一个精确的模型;知识基(Knowledge Based)神经网络^[10,23],将神经网络与经验方程相结合的建模方法,比起纯粹的神经网络模型,它可以改善外推结果的可靠性;时间延迟(Time Delay)神经网络^[24-25],有记忆功能,功能强大,训练过程很复杂,多用于人工智能领域。这些模型各有优劣,考虑到一些空间映射神经网络的文献^[14-16]显示由于粗模型等效电路中的一些经验方程的简化或假设造成的误差,还是会影响到某些参数的精度,因此整个神经网络模型的大信号谐波特性精度不够高;知识基神经网络模型由于依赖先验知识,精度提高有限。时间延迟神经网络算法过于复杂。反向传播(BP)神经网络和径向基

函数(RBF)神经网络^[12,18-21]因为训练过程简单,模型建立速度快,模型精度高,用于指导电路设计十分合适。

由于GaAs HBT器件已经广泛应用于集成电路设计,从业人员对其精确模型的需求越来越高,为了更好地使用HBT器件设计集成电路,对经验模型建立过程复杂困难,使用经验模型设计电路造成电路性能误差较大的问题,我们拟采用BP神经网络和RBP神经网络分别建立GaAs HBT器件的模型。通过对两种神经网络模型的分析 and 对比,综合考虑哪一个模型更值得选择。

1 人工神经网络

1.1 BP神经网络结构

BP神经网络是一种多层前向神经网络,它的核心就是通过调整权重逐步减小误差,原理图如图1所示。在网络训练阶段用准备好的样本数据依次通过输入层、隐含层和输出层,比较输出结果和期望值,若没有达到要求的精度,即将输出结果与期望值的误差经过输出层、隐含层和输入层反向传播,并不断调节权值,使误差越来越小,直至达到我们需要的精度为止。

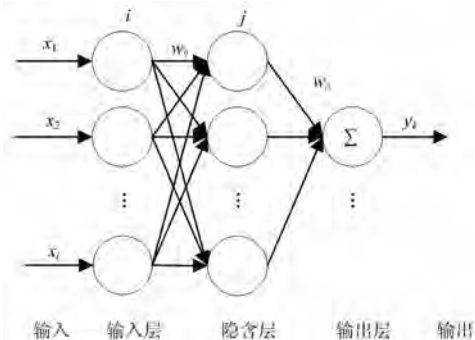


图1 反向传播(BP)神经网络结构原理图

如图1所示的BP神经网络,有三层结构,分别是输入层、隐含层和输出层, $x_1, x_2, \dots, x_i$ 为神经元的输入,神经元之间靠权值连接, w_{ij} 是输入层第 i 个神经元到隐含层第 j 个神经元的权值, w_{jk} 是隐含层第 j 个神经元到输出层第 k 个神经元的权值。神经元内部嵌入激活函数来处理神经元接收到的信息并产生输出,BP神经网络的创建使用的是MATLAB工具箱提供的newff函数,隐含层神经元激活函数采用的是非线性Sigmoid函数,输出层神经元采用的激活函数是线性函数,

Sigmoid 函数的表达式如下^[18]:

$$f(z) = \frac{1}{1 + e^{-2z}} \quad (1)$$

式中, z 是隐含层神经元的输入, 隐含层第 j 个神经元的输入可表示为

$$z_j = \sum_{i=1}^N w_{ji} x_i \quad (2)$$

神经网络的输出结果为

$$y_k = \sum_{j=1}^N w_{jk} f(z_j) \quad (3)$$

1.2 RBF 神经网络结构

RBF 神经网络的基本思想是: 用径向基函数 (RBF) 作为隐藏神经元的基, 构成隐含层空间, 直接将输入矢量映射到隐含层空间, 而隐含层空间到输出层空间的映射是线性的, 即网络的输出是隐含层神经元输出的线性加权和, 此处的权即为网络可调参数。隐含层的作用是将低维模式的输入数据变换到高维空间, 使得在低维空间内的线性不可分问题在高维空间内线性可分。RBF 神经网络原理图如图 2 所示^[19-20]。

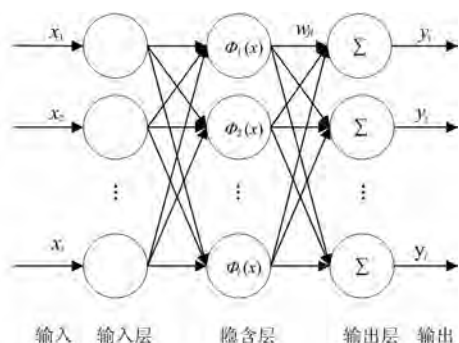


图 2 径向基函数(RBF)神经网络结构原理图

RBF 神经网络只有三层, 第一层为输入层, 第二层为隐含层, 第三层为输出层。输入层到隐含层的神经元之间的权值全部为 1。隐含层是使用径向基函数作为激活函数的神经元。隐含层与输出层之间就是普通的神经网络的连接关系, 它们之间的权值可以训练而改变。

利用 MATLAB 工具提供的 newrbe 函数训练网络可设计一个精确 RBF 网络, 这种网络隐含层神经元的数量是基于输入模式的数量, 隐含层神经元内嵌的激活函数选取的是高斯函数:

$$\Phi(x) = \exp\left(-\frac{\|x - \mu_i\|^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (4)$$

式中 μ_i 是基函数的中心, σ_i 是扩展常数, 它决定了径向基函数下降的快慢, RBF 神经元的宽度就是通过扩展常数来操纵的, 在之后的训练和测试中可以调节扩展常数, 使拟合结果达到最佳。输出层是隐含层输出的线性加权和, w_{ji} 是第 i 个隐含神经元节点到第 j 个输出神经元节点的权值, RBF 神经网络的输出可以用下式来表示:

$$y_j = \sum_{i=1}^N w_{ji} \varphi_i(x) \quad (5)$$

2 GaAs HBT 器件神经网络模型的建立

本文采用神经网络的直接建模法, 不需要了解器件工作的知识, 神经网络可以直接表征器件的外部电学特性, 即黑匣子建模方法。BP 神经网络建模的流程图如图 3 所示, 首先建立 GaAs HBT 器件的直流模型, 采用图 1 所示的 BP 神经网络结构, 偏置电压 V_{CE} 和基极电流 I_b 作为模型的输入变量, 电流 I_C 是输出变量, 由于需要建立的模型结构比较简单, 所以我们采用的 BP 神经网络结构隐含层只有一层, 根据经验, 选择隐含层神经元个数为 9 个, 实际测量的 GaAs HBT 直流特性数据为 V_{CE} 在 0~5 V 内变化, 步进为 0.05 V, I_b 为 10~50 μA , 步进为 10 μA 时输出电流 I_C 的结果, 这些数据将作为神经网络模型的训练和测试数据。测试数据总共 100 组, 从中随机选取 50 组进行训练, 训练的过程如 1.1 节所述, 即使用 newff 函数创建一个神经网络结构, 精度设置为 0.001, 迭代次数 900 次, 所用激活函数如公式(1), 数据依次通过输入层、隐含层和输出层, 比较公式(5)所示的输出结果 y , 即神经网络模型模拟出的 I_C 值和测试的 I_C 值, 根据每一次的误差不断调整权值, 直到使二者的最终误差小于 0.001 为止, 这样一个 BP 神经网络模型就训练好了。另外 50 组作为测试数据, 用来对比训练好的神经网络模型模拟结果是否精确。

再采用图 2 所示的 RBF 神经网络结构建立 GaAs HBT 器件的直流模型, 使用同样的训练和测试数据, 模型建立流程图如图 4 所示, 首先利用 MATLAB 工具提供的 newrbe 函数创建一个 RBF 神经网络结构, 随机选取 50 组数据, V_{CE} 和 I_b 作

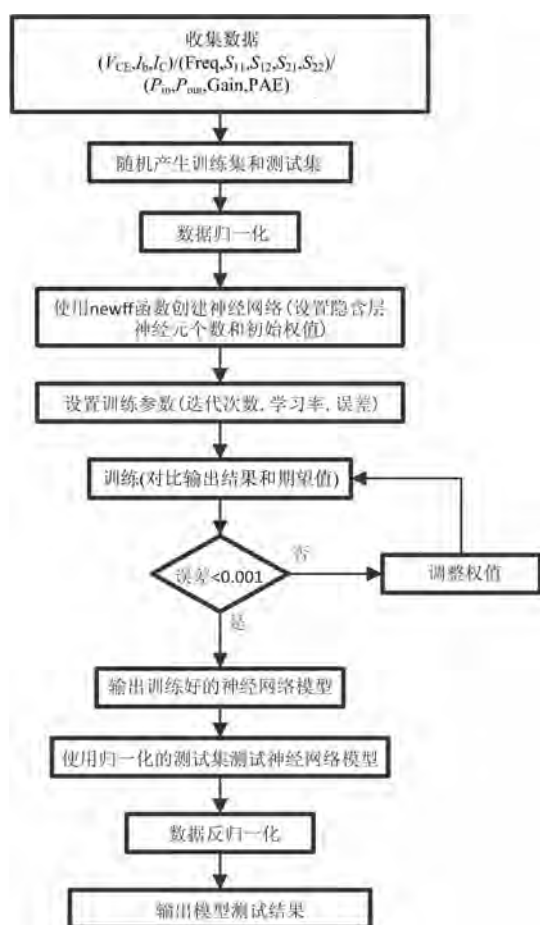


图3 BP神经网络模型建立流程图

为输入变量, I_C 作为输出变量, 隐含层神经元个数取决于输入变量的个数, 所使用的径向基函数是公式(4)所示的高斯函数, 它将输入变量变换到一个用高斯函数表示的线性空间, 而不必像 BP 神经网络那样调节输入层到隐含层的权值。训练的过程如 1.2 节所述, 扩展常数默认为 1, 而权值是在算法运行过程中自动调整的, newrbe 函数创建神经网络的速度非常快, 上述过程只要进行一次就可以得到一个零误差的径向基网络。通过不断调整扩展常数, 最终的输出结果与测试结果拟合良好, 一个 RBF 神经网络模型就建立好了。图 5 和图 6 分别是 BP 神经网络模型和 RBF 神经网络模型直流模拟结果和实测结果对比。

GaAs HBT 器件交流模型的建立, 与直流模型一样采用图 1 和图 2 所示的神经网络结构分别建立 GaAs HBT 器件的 S 参数模型, 建立流程分别如图 3 和图 4 所示。输入变量是偏置电压 V_{CE} , 基极电流 I_b 和频率, S 参数的归一化幅度和相位总共 8 个变量作为输出变量, S 参数神经网络模型

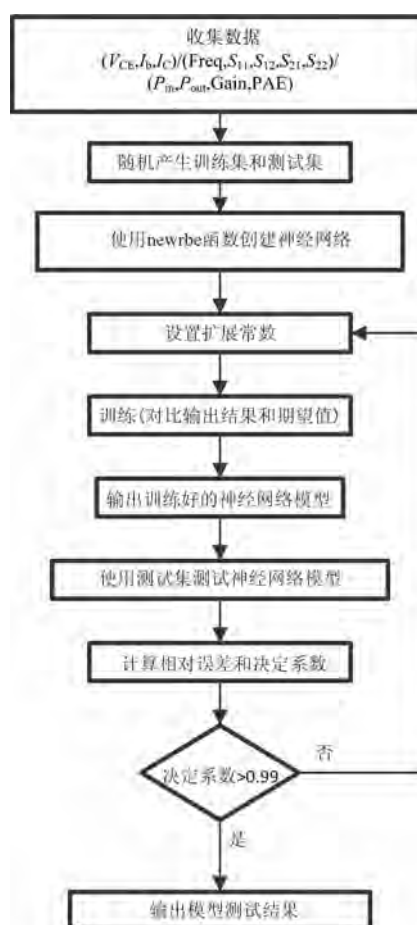


图4 RBF神经网络模型建立流程图

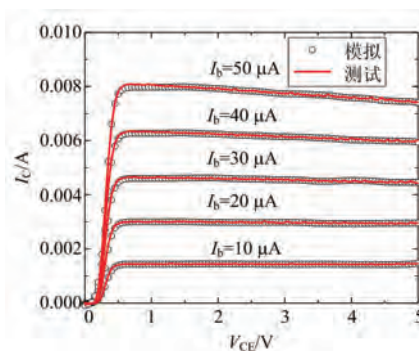


图5 BP神经网络模型直流模拟结果和实测结果对比

的建立过程与直流模型基本类似, 仅输入输出变量不同, 这也是神经网络模型相比经验模型的优越之处, 方便又快捷, 这里不再赘述。两个神经网络模型的训练和测试数据均来自于实际测试结果, 这里选取偏置点为 $V_{CE}=3.6\text{ V}$, $I_b=30\text{ }\mu\text{A}$, 频率 $0.1\sim 40\text{ GHz}$ 的 GaAs HBT 器件的 S 参数来验证神经网络模型的精确性, 图 7 和图 8 分别是 BP 神经网络和 RBF 神经网络模型 S 参数模拟结

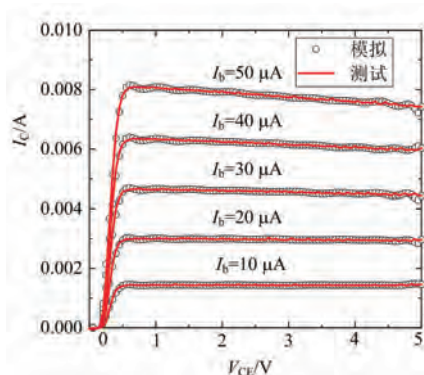


图6 RBF神经网络模型直流模拟结果和实测结果对比

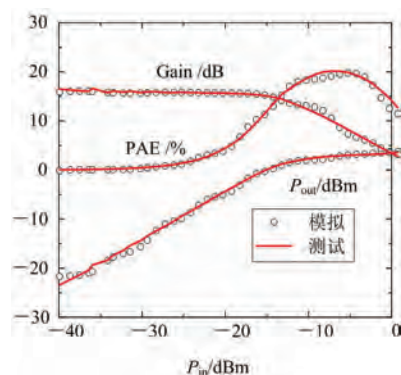


图9 BP神经网络模型功率特性模拟结果与测试结果的对比

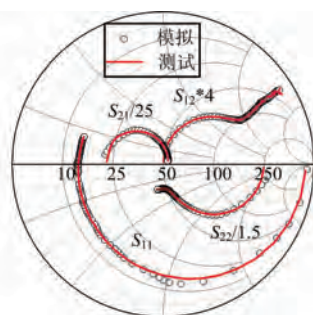


图7 BP神经网络模型S参数模拟结果与测试结果的对比

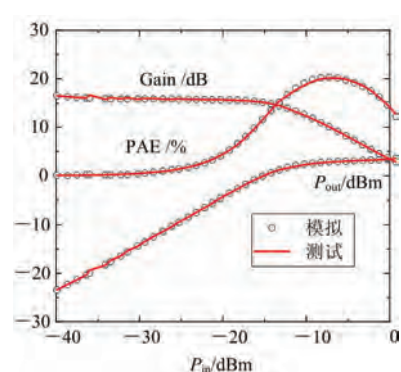


图10 RBF神经网络模型功率特性模拟结果与测试结果的对比

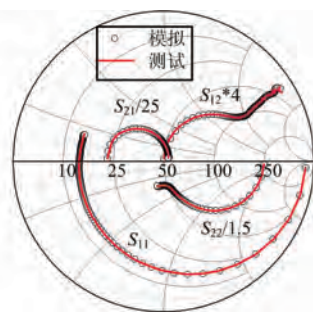


图8 RBF神经网络模型S参数模拟结果与测试结果的对比

谐波功率特性神经网络模型的建立与上述两个神经网络模型的建立过程类似,在 $V_{CE} = 3.6$ mA, I_C 为 2 mA, 中心频率为 3.5 GHz 时,输入功率(P_{in})作为模型的输入变量,随输入功率变化的输出功率(P_{out})、增益(Gain)和功率附加效率(PAE)作为模型的输出变量,训练过程与直流模型基本一致,图9和图10分别是在 $V_{CE} = 3.6$ V, $I_C = 2$ mA, 中心频率 3.5 GHz 下,BP和RBF神经网络模型功率特性模拟结果与测试结果的对比。

3 误差分析

从图5~10所示的神经网络模型模拟结果可以看出,神经网络模型模拟结果与测试结果拟合良好,GaAs HBT神经网络模型建立完成以后,两个模型的精度以平均相对误差来衡量,如表1所示。图11和图12是S参数模型的误差图,图13和图14是功率特性的误差图。

对于直流模型,表中显示两个神经网络模型都具有较好的精度,平均相对误差均小于1%,BP神经网络直流模型总的平均相对误差为0.626%,RBF神经网络模型为0.688%,BP神经网络直流模型的精度略高。对于交流模型,从图7和图8可以看出,两个S参数模型模拟结果和测试结果都具有良好的一致性,但是BP神经网络模型在2 GHz以内有较大的误差,这一点从图11的误差图中也可以看出,如 S_{12} 的平均相对误差高达6%,但是在2 GHz以上的频率范围内相对误差都低于2%。这是因为 S_{12} 在100 MHz时,相对误差最大

表 1 两个神经网络模型的平均相对误差比较

模型类型	模拟参数	平均相对误差/%	
		BP	RBF
直流特性	$I_{C1}(I_b=10\ \mu A)$	0.76	0.95
	$I_{C2}(I_b=20\ \mu A)$	0.73	0.81
	$I_{C3}(I_b=30\ \mu A)$	0.71	0.68
	$I_{C4}(I_b=40\ \mu A)$	0.52	0.51
	$I_{C5}(I_b=50\ \mu A)$	0.41	0.49
S 参数	S_{11}	2.55	0.42
	S_{12}	6.00	1.03
	S_{21}	2.81	1.27
	S_{22}	1.91	0.93
	P_{out}	12.76	1.57
功率特性	Gain	2.49	0.46
	PAE	21.16	1.96

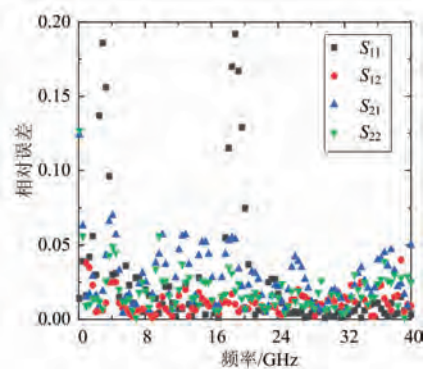


图 11 BP 神经网络 S 参数模型误差图

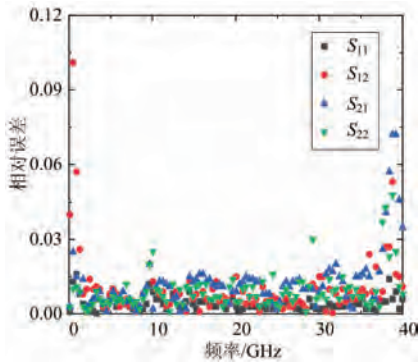


图 12 RBF 神经网络 S 参数模型误差图

达到了 4.52,使得平均相对误差比较高,去掉这个异常的数据, S_{12} 的相对误差在 1.5%。图 11 误差图显示 S_{21} 的相对误差相比其他 S 参数,较多分布在 3%左右,是 BP 神经网络模型预测误差最大的 S 参数。RBF 神经网络在 S 参数的预测上具有比 BP 神经网络更高的精度,如表 1 所示,4 个 S 参数的平均相对误差都低于 1.3%,图 12 的误差图中

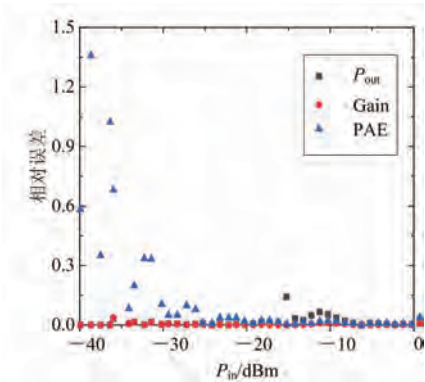


图 13 BP 神经网络模型功率特性误差图

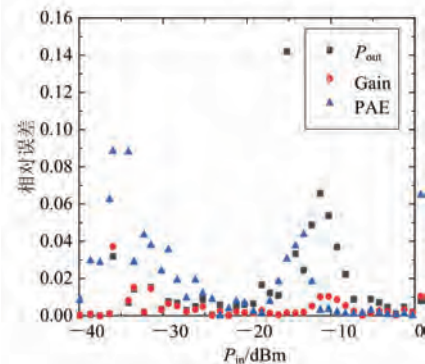


图 14 RBF 神经网络模型功率特性误差图

显示,在 0.1~40 GHz 内,S 参数的相对误差绝大部分都在 1%左右,但是参数 S_{12} 在 1.2 GHz 以内的相对误差稍大,最大相对误差为 10.1%,在 1.2 GHz 以上相对误差都在 0.8%左右。 S_{21} 是 RBF 神经网络模型预测的 4 个 S 参数相对误差较大的一个,如图 12 误差图所示, S_{21} 的相对误差集中在 1.2%左右。

功率特性的模拟在经验模型中一直是一个难点,如 GP 模型、VBIC 模型、Agilent HBT 模型等,随着对模型精确度的要求越来越高,经验模型的建立越来越复杂,但是这会造成参数提取过程复杂繁琐,耗费研究人员更多时间。而神经网络模型可以精确模拟器件的功率特性。如图 9 和图 10 所示,BP 神经网络和 RBF 神经网络模型模拟结果与测试结果都有良好的一致性,其中 RBF 神经网络模型的仿真结果精确度十分高。如表 1 所示,RBF 神经网络的功率特性模拟结果的平均相对误差均低于 2%,而 BP 神经网络模型功率特性的模拟结果的平均相对误差与 RBF 神经网络相比差距有点大,功率附加效率(PAE)的平均相对误差高达 21.16%。从图 13 和图 14 的误差图中也可以看出,RBF 神经网络模型的输出功率、增益和功率

附加效率的相对误差都非常小,集中分布在 $0 \sim 0.02\%$ 这个区间内。BP神经网络模型的模拟结果不太好,尤其是功率附加效率,在较低的输入功率范围内,相对误差分布在 $0.4\% \sim 1.4\%$ 。因此,RBF神经网络模型在功率特性的仿真模拟中比BP神经网络更精确。

综上所述,通过对两个神经网络模型误差分析,RBF神经网络模型具有更高的准确性,而且在神经网络模型的训练中发现,RBF神经网络模型比BP神经网络模型具有更快的训练速度,这是因为BP神经网络属于全局输入网络,即网络的一个或多个可调参数(权值)对任何一个输出都有影响时,对于每次输入,网络上的每一个权值都要调整,从而导致网络训练速度很慢。如果对于输入空间的某个局部区域只有少数几个连接权值影响输出,则该网络称为局部逼近网络,RBF神经网络就属于局部逼近网络,训练速度比BP神经网络快得多。总的来说,RBF神经网络模型速度更快,精度更高,是建立HBT器件模型的良好选择。

4 结束语

本文研究了基于神经网络的GaAs HBT器件的模型,利用径向基函数(RBF)神经网络和反向传播(BP)神经网络分别建立了GaAs HBT器件的模型,并对两个神经网络模型进行分析和对比。研究表明,神经网络模型的模拟结果与测试数据具有良好的一致性。与经验模型相比,神经网络模型不必依赖器件内部结构知识,建模速度快,建模过程简单,节省了大量的时间,而且弥补了经验模型在预测功率特性方面的不足,可以更好地预测器件特性,方便研究人员进行电路设计。在模型的精度与速度方面,RBF神经网络模型因为训练速度更快、精度更高,比BP神经网络模型更具优越性,是建立HBT器件模型的良好选择。

参考文献:

- [1] REFAI W Y, DAVIS W A. A Highly Efficient Linear Multimode Multiband Class-J Power Amplifier Utilizing GaAs HBT for Handset Modules[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(8): 3519-3531.
- [2] LIU M, XU P, ZHANG J, et al. A 4.2-to-5.4 GHz Stacked GaAs HBT Power Amplifier for C-Band Applications[J]. Circuit World, 2020, 46(4):243-248.
- [3] LEE W, KANG H, LEE H, et al. Broadband InGaP/GaAs HBT Power Amplifier Integrated Circuit Using Cascode Structure and Optimized Shunt Inductor[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(12):5090-5100.
- [4] WANG Z, XU Z, LIU J, et al. Scalable Agilent HBT Model for GaAs HBTs[C]// 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Guangzhou, China, IEEE, 2019:1-3.
- [5] SHI Yuxia, WANG Yan. An Enhanced Model for InGaP/GaAs Heterojunction Bipolar Transistor[J]. Microelectronics Journal, 2013, 44(2):163-168.
- [6] HU S, XU K, YU S, et al. Analysis of Nonlinear Large Signal Intrinsic Elements for InGaP/GaAs HBT Based on Gummel-Poon Model[J]. International Journal of Numerical Modelling-Electronic Networks Devices and Fields, 2018, 33(3):1-13.
- [7] ROSS T N, CORMIER G, WIGHT J S. Development of a Model for a Microwave InGaP/GaAs HBT[J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(1):101-110.
- [8] JIN R, CURTICE W R. Safe Operating Area of GaAs HBTs Based on Sub-Nanosecond Pulse Characteristics[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(12):3996-4003.
- [9] KUTUB S B, JIANG H J, CHEN N Y, et al. Artificial Neural Network-Based (ANN) Approach for Characteristics Modeling and Prediction in GaN-on-Si Power Devices[C]//2020 32nd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, Vienna, Austria, IEEE, 2020:529-532.
- [10] IWAMOTO M, XU J J, ZHOU W F, et al. Knowledge-Based Neural Network (KBNN) Modeling of HBT Junction Temperature and Thermal Resistance from Electrical Measurements[C]//2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA, IEEE, 2017:1065-1067.
- [11] ZHONG Z, GUO Y X, WU W, et al. An Artificial Neural Network-Based Electrothermal Model for GaN HEMTs with Dynamic Trapping Effects Consideration[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(8):2519-2528.
- [12] MARKOVIC V, DORDEVIC V, PRONIC-RANCIC O, et al. Development and Validation of ANN Ap-

- proach for Extraction of MESFET/HEMT Noise Model Parameters[J]. Electrical Engineering, 2018, 100(2):645-651.
- [13] LEI N, JIANG F, SUN L. X-Parameter Modelling of GaN HEMT Based on Neural Network[J]. The Journal of Engineering, 2019(23):8955-8958.
- [14] ZHAO Z, ZHANG L, FENG F, et al. Space Mapping Technique Using Decomposed Mappings for GaN HEMT Modeling[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(8):3318-3341.
- [15] ELHAMADI T, BOUSSOUS M, TOUHAMI N A, et al. Neuro-Space Mapping Modeling Approach for Trapping and Self-Heating Effects on GaAs and GaN Devices [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2017, 27(6):1-10.
- [16] WU H F, CHENG Q F, YAN S X, et al. Transistor Model Building for a Microwave Power Heterojunction Bipolar Transistor [J]. IEEE Microwave Magazine, 2015, 16(2):85-92.
- [17] KHUSRO A, HUSAIN S, HASHMI M S, et al. Small Signal Behavioral Modeling Technique of GaN High Electron Mobility Transistor Using Artificial Neural Network: An Accurate, Fast, and Reliable Approach[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2020, 30(4):1-15.
- [18] XUE M, SUN L, WANG S, et al. Nonlinear Equivalent Circuit Model Based on BPNN for GaN HEMTs [C]//2019 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), Xi'an, China: IEEE, 2019:1-5.
- [19] HAYATI M, AKHLAGHI B. An Extraction Technique for Small Signal Intrinsic Parameters of HEMTs Based on Artificial Neural Networks[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2013, 67(2):123-129.
- [20] WEATHERSPOON M H, MARTINEZ H A, LANGON D, et al. Small-Signal Modeling of Microwave MESFETs Using RBF-ANNs[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(5):2067-2072.
- [21] MA C T, GU Z H. Investigation on GaN HEMTs Based Three-Phase STATCOM with Hybrid Control Scheme[J]. Micromachines, 2021, 12(4):464.
- [22] LIU H W. Nonlinear Behavioral of GaN Doherty Power Amplifiers Using Neural Modeling[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2010, 52(2):307-309.
- [23] ZHANG L, ZHANG Q J. Combined Genetic Programming and Neural Network Approaches to Electronic Modeling[C]//2019 6th International Conference on Computational Science and Computational Intelligence, Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2019:1533-1536.
- [24] LIU W, ZHU L, FENG F, et al. A Time Delay Neural Network Based Technique for Nonlinear Microwave Device Modeling[J]. Micromachines, 2020, 11(9):831.
- [25] ZHAO Z H, NA W C, GONGAL-REDDY V M R, et al. Multi-Band Behavioral Modeling of Power Amplifier Using Carrier Frequency-Dependent Time Delay Neural Network Model[C]//2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), Seville, Spain: IEEE, 2017:82-84.

作者简介:



徐坤 女, 1996年出生, 河南周口人, 河南科技大学硕士研究生, 主要研究方向为 HBT 模型及其电路设计。



张金灿 男, 1985年出生, 河北邢台人, 博士, 副教授, 主要研究方向为 HBT 器件建模和超高速集成电路设计。



王金婵 女, 1980年出生, 河南洛阳人, 博士, 副教授, 主要研究方向为半导体材料和器件。

刘敏 女, 1984年出生, 河北保定人, 博士, 讲师, 主要研究方向为 HBT 建模和集成电路设计。

李娜 女, 1983年出生, 河南济源人, 硕士, 讲师, 主要研究方向为半导体器件结构建模与可靠性。

粗 DEM 辅助的广域 PS-InSAR 数据预处理 方法及应用

沈 龙¹, 耿 浩¹, 马 仪¹, 程志万¹, 黄双得¹, 朱 宇², 刘 靖², 张钰松³, 索志勇³

- (1. 电力遥感技术联合实验室(云南电网有限责任公司电力科学研究院), 云南昆明 650217;
2. 北京空间飞行器总体设计部, 北京 100094;
3. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: PS-InSAR 技术是一种高精度的地表形变探测方法, 小区域 PS-InSAR 处理的研究较为深入, 但处理方法并不适用广域的形变探测和数据处理方法。本文针对卫星实时轨道精度差的问题, 首先提出利用辅助 DEM 进行斜距误差和轨道系统误差校正提升差分干涉相位反演精度的方法; 其次, 针对广域图像配准误差的空变性, 提出了一种由粗到精的层级配准方法, 解决了配准误差空变对 PS-InSAR 永久散射体选取和图像相干性的影响; 最后, 通过对形变观测结果的地理编码结合加权处理, 实现对超广域观测图像的拼接。利用仿真数据验证了粗 DEM 对系统误差校正的有效性, 并进一步通过 Sentinel-1A 的 2000 多景雷达影像对云南省全境 39.4 万平方千米的覆盖区域进行了处理, 结果表明了本文方法对系统误差校正和对广域形变探测处理的有效性。

关键词: 永久散射体干涉合成孔径雷达; 系统误差校正; 配准误差空变性; 广域形变探测

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0173-08

DEM-Based Wide-Swath PS-InSAR Pre-Processing Method for Ground Deformation Surveillance and Its Application

SHEN Long¹, GENG Hao¹, MA Yi¹, CHENG Zhiwan¹, HUANG Shuangde¹,
ZHU Yu², LIU Jing², ZHANG Yulong³, SUO Zhiyong³

- (1. Joint Laboratory of Power Remote Sensing Technology(Electric Power Research Institute, Yunnan Power Grid Company Ltd), Kunming 650217, China;
2. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100094, China;
3. National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: PS-InSAR is a powerful technology for high accurate ground deformation detection. The processing flowchart of PS-InSAR for small observed scenes is investigated thoroughly, but it cannot be directly applied to the super wide-swath scene deformation detection and SAR data processing. Herein, according to the problem of real time ephemeris with low accuracy, a systematic timing error and orbit error calibration method is proposed based on the auxiliary digital elevation model (DEM), which improves the accuracy of the terrain interferogram simulation. Then, for the variation of SAR images' coregistration errors, the hierarchical "coarse to fine" coregistration method is proposed, which eliminates the effect of the variation of coregistration errors on permanent scatterer selection and the coherence degradation. Finally, the weighted combination method with geocoded images is presented for the combination of multiple deformation results. The DEM-based system error correction method is validated by using the simulated datasets. Furthermore, more than 2000 images of Sentinel-1A, covered 394 thousand square kilometers of Yunnan province, are used to investigate the effectiveness of the proposed method. The processing results show the validity of the proposed method for system error calibration and wide-swath deformation surveillance.

Key words: permanent scatter interferometric synthetic aperture radar(PS-InSAR); system error calibration; coregistration error variation; wide-swath deformation detection

0 引言

星载合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 作为一种全天时、全天候的微波遥感成像技术,为高精度、低成本地实现大范围观测以及地表形变监测提供了可能^[1]。干涉合成孔径雷达 (Interferometric SAR, InSAR) 利用具有相干性的两幅 SAR 图像可获得高精度的数字高程图 (Digital Elevation Model, DEM)^[2]。永久散射体 (Permanent Scatter, PS) 干涉技术作为一种地表形变探测方法^[3],克服了传统干涉/差分干涉合成孔径雷达技术中时间去相关、空间去相关和大气延迟等问题^[4]。

针对 PS-InSAR 的研究目前主要存在两个问题:第一是现有算法的研究基本都集中在对小观测区域的研究,观测场景数据大范围覆盖特性考虑不够充分;第二是算法假设数据误差都得到了有效校正。例如,肖行谔等人基于 18 景 TerraSAR-X 条带模式高分辨率影像数据,采用时序 InSAR 技术获取了成都地区尖山和九江 2 座 500 kV 变电站及周边电力铁塔的毫米级形变监测结果,观测区域约为几平方千米^[5]。朱珺等人采用 16 景 Sentinel-1A 数据结合 PS-InSAR 研究了风电场所在区域在 2015 年 5 月到 12 月期间产生的地表形变^[6]。随着形变测量手段的多样化和场景的复杂化,给干涉测量技术提出了新要求。2014 年张学东等人利用 2008—2010 年邻轨 ENVISAT ASAR 数据进行轨道拼接,获取京沪公路沿线沉降,使跨轨道、多幅影像的大范围 PS-InSAR 监测成为现实^[7]。2016 年 Sousa 等人利用 2014—2016 年 C 波段 Sentinel-1 数据对大坝的变形分量进行提取,显示了 C 波段传感器在大坝监测的特殊情况下的潜力^[8]。2019 年 Fryksten 等人利用永久散射体技术和结合获取了瑞典乌普萨拉市城区地表沉降,并结合精密水准测量结果验证了 PSI 方法的有效性^[9]。2020 年张玲等人利用 RADARSAT-2 和 TerraSAR-X 两种不同波段,不同分辨率卫星数据开展唐山市城区主要活动断裂两侧微小差异性形变探测研究,并分析了不同波段卫星对同一地表形变监测的差异性和一致性^[10]。

传统 PS-InSAR 处理算法的处理性能依赖于精密科学轨道数据,但在实际应用中,由于精密科

学轨道获取的时效性较差,而采用实时轨道会导致差分干涉相位中存在由于地形起伏导致的残余相位误差;并且超大场景处理时,会存在许多不同于小场景处理的特点与难题。因而,本文针对超大观测场景的 PS-InSAR 处理,提出了超大观测场景数据预处理的方法,可有效校正由于实时轨道精度较差引起的处理误差,并针对超大场景提出了能够适应配准误差空变性的序列图像配准方法,并结合超大场景处理时多景图像参考基准不一致的问题,利用一种类“区域增长法”的思路,完成超大观测场景的数据拼接问题。

本文第一节分析了轨道误差对观测场景地形相位去除(即差分干涉相位)的影响,并进一步分析了超大观测场景配准时存在的配准误差空变问题;第二节根据第一节分析提出了基于辅助 DEM 的系统误差校正方法,并进一步提出了广域图像层级配准方法;第三节给出了改进的 PS-InSAR 处理流程;第四节利用覆盖云南全境的多景 Sentinel-1A 数据进行了超大观测场景 PS-InSAR 的处理实验,验证了本文方法的有效性;第五节总结全文。

1 广域差分干涉处理误差特性分析

1.1 轨道误差对差分干涉相位的影响分析

PS-InSAR 处理基于差分干涉 SAR 处理,而差分干涉处理必须消除由 DEM 引起的地形相位。然而在实际系统中,由于轨道误差(尤其是只有实时轨道参数的时候)的存在导致 SAR 图像或 DEM 的定位产生较大误差,因而会严重影响差分干涉相位的精度,进而影响时间序列处理的稳健性。假定目标真实的坐标点为 (x, y) ,其对应的目标高度为 $h(x, y)$,由于轨道误差导致的方位向偏移量为 Δy 和距离向偏移量为 Δx ,其对应的目标高度为 $h(x + \Delta x, y + \Delta y)$,由于位置偏差引入的高程误差为 $\Delta h = h(x, y) - h(x + \Delta x, y + \Delta y)$,则由高程误差引入的差分干涉相位误差为

$$\varphi_{\text{res_topo}} = \frac{4\pi B_{\perp}}{\lambda R \sin\theta} \Delta h \quad (1)$$

式中, λ 为波长, R 为雷达斜距, θ 为雷达下视角, $B_{\perp}$ 为有效垂直基线。由式(1)可知:当高程误差达到 1 个模糊高度时,引入的差分干涉相位残余误

差可达 2π 。因而需要校正由于轨道误差定位偏差导致的高程误差引入的差分干涉相位误差。

1.2 广域观测图像配准误差空变性分析

图 1 给出了某一方位时刻 InSAR 的场景观测示意图。假设轨道完全平行,在这种情况下,整个场景的基线长度和斜视角是固定的,方位向和距离向偏移量不发生耦合。我们认为地球表面是平坦的,卫星运动是平稳的。

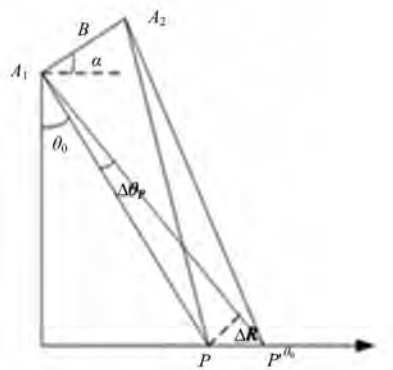


图 1 雷达干涉广域观测几何对应的配准偏移量空变示意图

根据雷达观测几何, P 点的主辅图像斜距差:

$$\Delta r_1 = r_2 - r_1 = B \sin(\theta_0 - \alpha) \quad (2)$$

r_1 和 r_2 分别为两天线到 P 点的斜距。 P' 点的主辅图像斜距差为

$$\Delta r_2 = r'_2 - r'_1 = B \sin(\theta_0 + \Delta\theta_p - \alpha) \quad (3)$$

式中, r'_1 和 r'_2 分别为两天线到 P 点的斜距, $\Delta\theta_p$ 为 P' 点相对于 P 点的下视角变化, 则 PP' 的斜距差之差为

$$\Delta r = \Delta r_2 - \Delta r_1 = B \cos(\theta_0 - \alpha) \Delta\theta_p \quad (4)$$

由上式可知, 如果将 P 点的数据进行了配准, 则 P' 点的数据由于雷达下视角不同, 其斜距差会增大, $\Delta\theta_p$ 变化较大时, 配准偏移量甚至会达到多个距离单元, 如下式所示:

$$\Delta N_{\text{shift}} = \Delta r / \delta_r \quad (5)$$

式中 δ_r 为距离向采样单元。因而采用整体配准方法对广域图像进行配准已不再适合, 必须提出新的方法解决由于广域观测面临的配准偏移量空变问题。

2 DEM 辅助的 PS-InSAR 广域形变探测数据预处理方法

通过上一小节分析可知: 必须对存在 PS-InSAR 使用的数据进行预处理, 校正由于轨道误差导致定位错误而引入的 DEM 误差, 并且克服由于广域观测时雷达几何差异导致的配准误差空变。本小节详细讨论对广域形变探测时的数据预处理方法。

2.1 基于辅助 DEM 的系统误差校正方法

高精度的差分干涉处理结果依赖于星载精密科学轨道数据, 然而对于地表形变、滑坡等应急地质灾害, 所使用的数据往往是卫星应急拍摄的, 因而只具有低精度的实时轨道数据, 利用实时轨道数据进行差分干涉测量或者 PS-InSAR 处理, 轨道误差和系统定时误差(也即斜距误差)会严重影响处理结果的精度, 因而需要对轨道误差和系统定时误差进行校正。本文提出一种基于低精度辅助 DEM 数据的系统误差校正方法, 其处理流程如下:

第一步: 观测场景对应 DEM 的获取

根据卫星星历参数中观测场景的四角经纬度利用定位方程获取地面观测场景对应区域的 DEM, 通常情况下, 选择的 DEM 数据范围略大于四角经纬度确定的范围, 以确保能够获得足够的信息来估计系统误差。定位方程采用距离多普勒定位方法^[11]:

$$\begin{cases} \frac{X^2 + Y^2}{(req + h)^2} + \frac{Z^2}{(rep + h)^2} = 1 \\ \vec{V} \cdot (\vec{P}_m - \vec{T}) = |\vec{V}| \cdot |\vec{P}_m - \vec{T}| \cos(\frac{\pi}{2} - \varphi) \\ \vec{P}_m \cdot (\vec{P}_m - \vec{T}) = |\vec{P}_m| \cdot |\vec{P}_m - \vec{T}| \cos(\pi - \theta) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\vec{T} = (X, Y, Z)$ 为目标点的位置, req 为地球等效半径, h 为目标点的高程信息, $\vec{V}$ 和 $\vec{P}_m$ 为主星的速度和位置矢量, φ 和 θ 分别为雷达斜视角和雷达下视角。

第二步: 基于 DEM 信息的目标定位

1) 在待定位的 SAR 图像中选择二维格网, 然

后利用迭代定位方法获取格网像素的高程和经纬度,输入参数包括外部地表数字高程库、卫星状态矢量和格网像素在 SAR 图像中的坐标等;

2)对格网像素的经纬度进行插值,得到非格网像素的经纬度;

3)根据非格网像素的经纬度插值 DEM,取出相应的高程。

第三步:基于入射角模型的模拟图像获取

根据 Ulaby 模型,由于地形信息引起的不同入射角对应的归一化后向散射系数^[11]:

$$s = 1 - \sin\theta \quad (7)$$

第四步:基于模拟图像的系统误差计算与校正

模拟 SAR 图像基于 DEM 和实时轨道卫星星历参数获得,而实测 SAR 图像是由真实的数据录取几何进行成像得到,因而将模拟 SAR 图像和实测 SAR 图像利用传统方法进行精确配准^[12],获得二维偏移量,然后根据二维偏移量即可获得实时轨道系统误差校正。假定利用配准获得的方位向偏移量为 Δy 和距离向偏移量为 Δx ,则方位向延时误差 Δt_a 和距离向延时误差 Δt_r 为

$$\Delta t_a = -\frac{\Delta y}{PRF}, \Delta t_r = -\frac{\Delta x}{2 \cdot F_s} \quad (8)$$

式中, PRF 为脉冲重复频率, F_s 为雷达距离向采样频率。

第五步:实时轨道系统误差修正

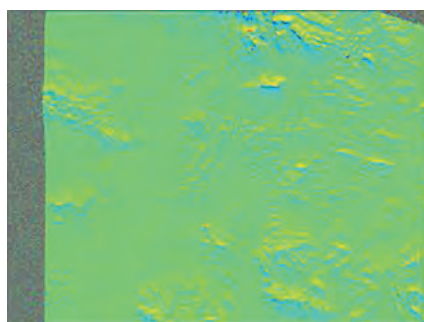
利用上式的误差修正量对实时轨道进行修正,则修正后的方位起始时间 t'_a 和斜距时间 t'_r 分别为

$$t'_a = t_a + \Delta t_a, t'_r = t_r + \Delta t_r \quad (9)$$

式中, t_a 和 t_r 分别为实时轨道星历参数记录的方位起始时间和斜距时间。为清楚地表明实时轨道数据对差分干涉 SAR 的影响,对轨道误差校正前后的差分干涉相位图对比如图 2 所示。理想情况下,干涉相位在去除地形相位后的剩余相位只有噪声,存在误差时会有残余相位存在。从图 2(a)和图 2(b)的对比结果可知:经过系统误差校正后,差分干涉相位图中的相位条纹变化减少,说明经过系统误差校正后对地形相位的获取更加精确,也说明了系统误差校正方法的有效性。

2.2 基于辅助 DEM 多级图像精确配准方法

对于小区域的观测场景,由于雷达观测几何



(a) 系统误差校正前的差分干涉相位



(b) 系统误差校正后的差分干涉相位

图 2 系统误差校正前后地形相位去除结果对比

差异引起的主辅图像配准偏移量通常可以用统一的映射模型来表示,但是随着观测场景的增大,尤其是距离向观测带的增大,使得主辅图像之间存在较大的几何畸变,此时再用统一的映射模型对主辅图像进行配准会引起较大的失配误差。本小节提出一种层级图像配准方法以解决广域观测图像的精确配准,为后续 PS-InSAR 处理提供高相干的 PS-InSAR 时间序列图像。方法的具体处理步骤如下:

第一步:图像整体配准

为避免传统配准方法大范围搜索带来运算复杂度增加的问题,本文采用基于雷达观测几何的图像配准方法先对雷达图像进行整体移位,使得 InSAR 系统的主辅图像能够局部配准^[12]。

第二步:像素级图像配准

由于距离向配准偏移量在近距端和远距端是有差异的,所以需要根据粗配准要求(即配准误差达到像素级)确定距离向分块大小,采用的粗配准方法可利用传统的图像配准方法^[12]。距离向分块原则如下:在距离向的配准误差偏移量不超过一个分辨单元。

第三步:亚像素级图像配准

广域图像配准时必须采用分块处理,但是分块后的数据存在拟合参数不统一的问题,会导致配准后的图像相干性存在“马赛克”现象,进而会引起处理流程中后续步骤的误差传递,最终影响 PS 点识别数量及形变速度估计精度损失。本文在传统配准方法的基础上,提出采用基于稀疏控制点三次样条内插的方法获取广域图像的配准偏移量,直接对控制点的配准偏移量进行内插,然后根据配准偏移量直接计算辅图像在主图像中的映射关系,避免整体二次映射带来的配准精度下降。具体处理步骤如下:1) 将粗配准的图像分块;2) 在粗配准的图像上等间隔选择配准控制点;3) 利用最大频谱法对控制点的距离和方位偏移量进行估计;4) 利用图像频谱特性(或相干性)对图像的二维偏移量进行质量评估,剔除低于某一阈值的控制点;5) 对高质量配准控制点的二维偏移量进

行三次样条内插,获得广域观测辅图像中每一像素在主图像中的对应位置;6) 对辅图像进行插值,获得配准后的广域干涉图像对。

图 3(a)~(c)给出了层级配准不同阶段对应的干涉相位图,随着配准精度的提升,干涉相位图中干涉相位条纹越清晰,干涉相位质量也越高;图 3(d)~(f)给出了层级配准时不同阶段对应的相干系数直方图,相干系数均值分别为 0.647 2, 0.713 1, 0.866 4,从直方图分布及相干系数均值可知,层级图像配准方法有效提升了干涉图像对的相干系数,降低了相位噪声,有利于后续的时间序列散射点稳定提取和形变速度估计;图 3(g)给出了距离向配准偏移量的空变特性,可以看到配准偏移量在距离向观测带宽内存在近似线性的特征,如果不考虑该空变特性,会导致干涉相位/差分干涉相位生成性能下降,甚至出现无法生成的现象。

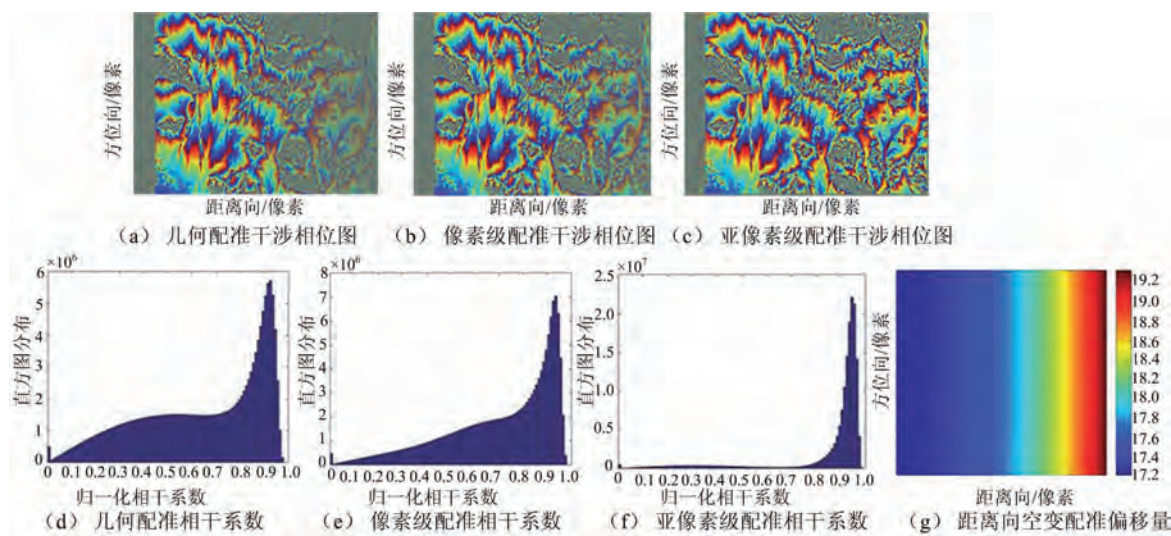


图3 基于层级图像配准方法的结果对比

3 基于数据预处理的广域 PS-InSAR 形变探测流程

根据前述分析,本节给出完整的粗 DEM 辅助数据预处理的广域 PS-InSAR 形变探测流程。

3.1 基于数据预处理的 PS-InSAR 广域形变探测流程图

改进的全流程广域形变探测处理如图 4 所示,图 4 中所示灰色部分为广域形变探测中的改进部

分。从图 4 可知:针对传统 PS-InSAR 处理,本文在广域探测时按时序处理数据进行了预处理,降低或消除了轨道系统误差和空变配准误差对时序差分干涉相位的影响,仿真结果也初步验证了方法的有效性。

3.2 广域图像拼接

Sentinel-1A 一次观测获取的图像在配准时已经完成了图像 Burst 和子带之间的图像拼接,但是对于超广域(例如省域,全国的图像)结果,需要对多景数据进行拼接,然而多景图像的拼接不是按

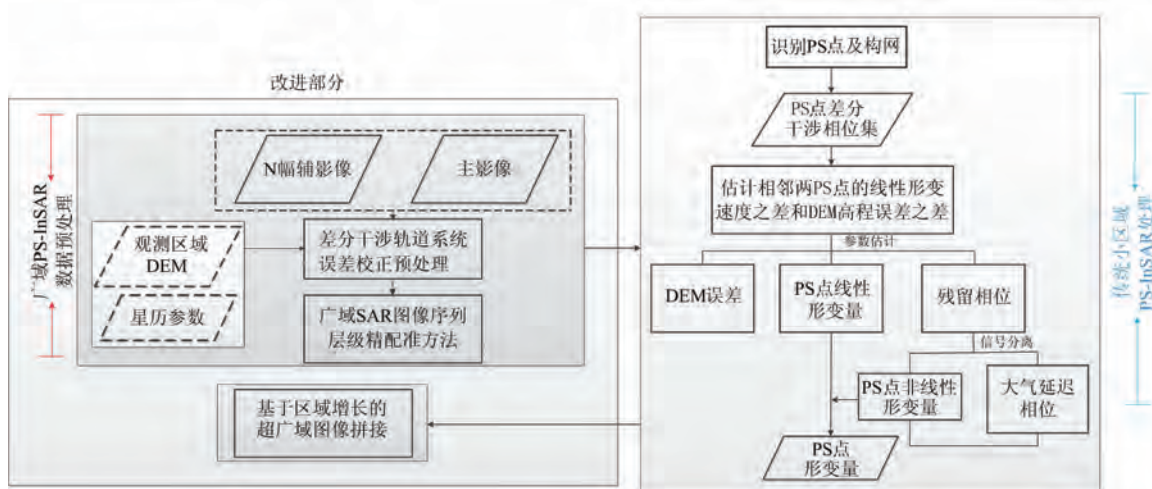


图 4 基于数据预处理的广域形变探测处理流程

照地理坐标进行简单排列,需要考虑多景图像之间由于轨道误差、滤波误差、解缠绕误差等引入的形变估计结果不一致现象。因此本文提出一种利用重叠区域像素估计结果进行联合加权处理的方法,并且利用“区域增长法”的思想,从平均相干系数较高的区域向平均相干系数较低的区域进行“增长”,以减小拼接误差的传递。广域观测图像多景数据联合拼接的代价函数构造如下:

$$v_i = \frac{w_{k,i}v_{k,i} + w_{m,i}v_{m,i}}{w_{k,i} + w_{m,i}} \quad (10)$$

式中, $w_{k,i}$, $v_{k,i}$ 分别为第 k 个子图的相干系数均值和形变速度值, $w_{m,i}$, $v_{m,i}$ 分别为第 m 个子图的相干系数均值和形变速度值,以此类推,完成超广域观测场景全域数据拼接。

4 基于 Sentinel-1A 数据的广域形变探测实验

本节利用 Sentinel-1A 哨兵 IW 模式 SAR 影像,采样率为 13.9 m(方位向) $\times$ 2.3 m(距离向)。选取的地表数字高程(DEM)数据为 SRTM 数据,网格间距为 30 m $\times$ 30 m。

4.1 云南昭通地区的形变探测实验

如图 5(a)所示,昭通地势西南高、东北低,属典型的山地构造地形,山高谷深。汛期输电线周边极易发生地质灾害。将 SAR 强度图进行地理编码加载到 Google Earth 上的结果如图 5(b)所

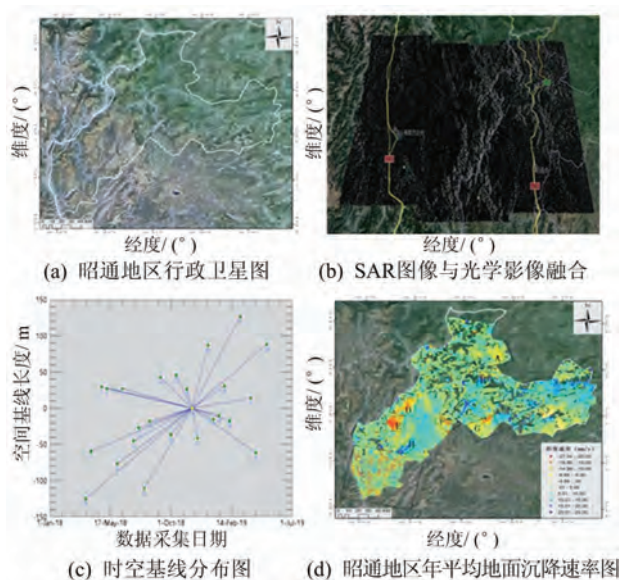


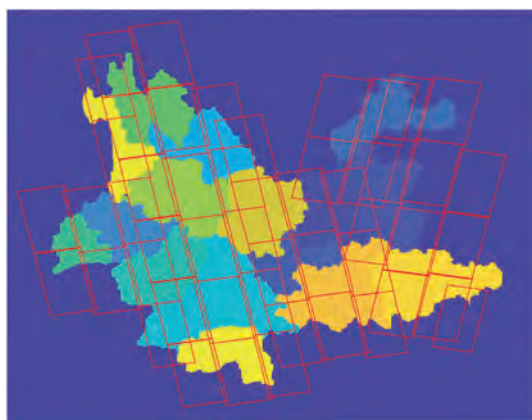
图 5 昭通地区时序数据时空基线分布及沉降探测结果

示。昭通地区卫星数据监测时间为 2018 年 3 月—2019 年 5 月内的 33 幅时序 SAR 图像。本文选取的时序影像数量已经满足 PS-InSAR 的数据处理量要求,根据时序图像的时空基线分布情况如图 5(c)所示,选取 2018 年 12 月 7 日的 SAR 影像为主图像,将剩余 32 幅 SAR 辅影像与主影像分别按照本文所提的层级配准方法进行配准,获得配准后的 SAR 影像时间序列。估计得到的形变分布图如图 5(d)所示。图中所述形变指的是雷达视线向方向(Line of Sight, LOS)的形变,正值代表朝向雷达运动,负值为背离雷达运动。为便于表达分别表述为抬升、沉降,绿色表示稳定,红色(沉降)

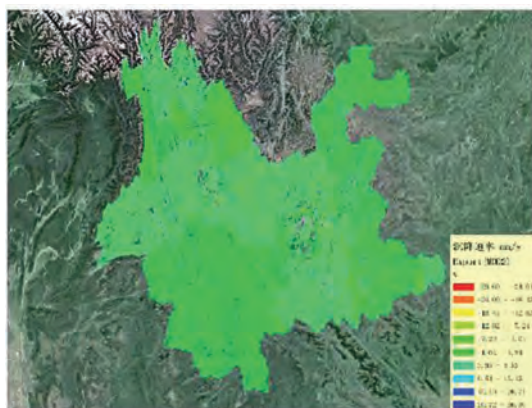
和蓝色(抬升)的颜色越深,表示形变越大。图5(d)表明昭通地区的SAR影像(但是需要3个子带拼接)对应的形变处理结果在拼接后没有发生马赛克现象,表明文中所提方法的有效性。

4.2 云南全境超广域形变探测实验

云南省全境界于北纬 $21^{\circ}8' \sim 29^{\circ}15'$,东经 $97^{\circ}31' \sim 106^{\circ}11'$ 之间,总面积39.4万平方千米,一次完全覆盖需要51景图像。本文实验数据为2017年5月至2019年5月的Sentinel-1A卫星升降轨获取的2000余景。由于不能在一景影像内将全省地区覆盖,且每景影像的形变探测起始点不同,因而全省PS-InSAR形变探测结果还需要对多景数据进行拼接才能得到广域形变监测,图6(a)给出了云南全景所需的哨兵数据覆盖图简要示意,而图6(b)给出了云南全境的形变探测结果,形变结果呈缓慢变化趋势,跟图6(a)图像覆盖区域边界对比的实验结果表明,基于“区域增长”的



(a) 图像覆盖示意图



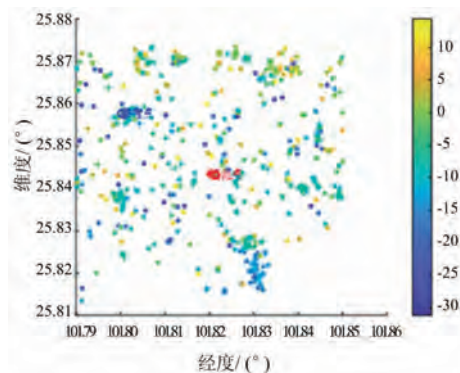
(b) 形变探测结果

图6 云南全境 Sentinel-1A 数据广域形变探测结果

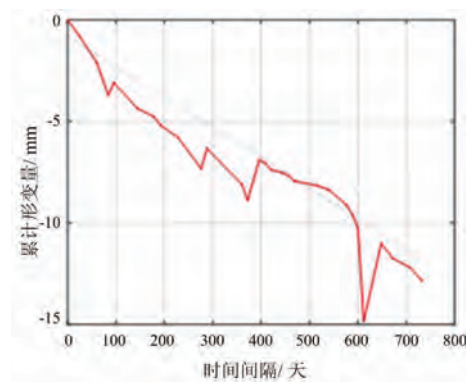
加权拼接方式没有出现由于单景图像分别处理拼接后边界处所存在的“马赛克”现象。

4.3 外场试验比对

基于本文完成的云南省全境形变数据,并叠加输电杆塔GIS信息后,筛选出可能受地质风险隐患影响的输电杆塔,抽取其中部分输电杆塔进行了现场勘察。我们选取了某线路#84号杆塔进行现场核查, #84号杆塔及其周边区域分析如图7所示。



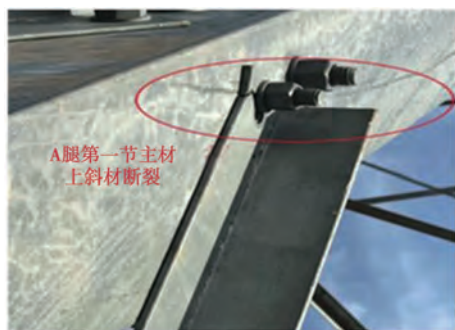
(a) #84号杆塔周边区域形变图



(b) #84号杆塔相对累积形变



(c) #84号杆塔基础保护帽开落



(d) #84号杆塔A腿斜材断裂

图7 某输电线路#84号输电杆塔现场核查图

图7(a)~(b)为某杆塔及其周边区域的形变图和累积形变量,图7(c)~(d)为杆塔现场核查照片,经过现场对该杆塔4个塔基立柱顶端测量,发现杆塔基础有不同程度沉降。初步分析,造成#84号杆塔沉降的原因为:塔基位置土质为砂质土,孔隙比大,土质相对较软,强度较低,地基均匀性稍差,另外该塔基础为大板基础,埋深为3.4m,较之掏挖基础稳定性低,加之基础在外部水分浸透等外部因素干扰,出现了不均匀沉降,引起塔材变形,塔身扭曲。现场考察测得的形变量约为2cm,而处理得到的形变量约为1.5cm,误差产生的原因主要是PS-InSAR长时间观测时间去相干导致相位精度下降导致的。

5 结束语

针对传统小区域PS-InSAR形变探测方法存在的问题,提出了一种广域形变探测时的数据预处理方法。首先提出了一种基于辅助DEM数据的实时轨道误差校正方法,能有效消除由于轨道误差和定时误差对差分形变相位的影响;并针对广域图像配准偏移量存在空变性的特点,提出了一种层级图像配准方法,解决了广域图像配准偏移量空变问题;并进一步提出了多景影像处理结果加权拼接处理思路,实现了多景图像超广域形变探测。利用仿真实验和云南全境Sentinel-1A覆盖数据的处理结果表明:基于粗DEM辅助的PS-InSAR预处理方法能够实现广域形变探测,对某输电线路杆塔所在位置形变结果的实地考证,验证了本文方法的有效性。

参考文献:

[1] MARTINEZ N Y, IRAOLA P P, GONZALEZ F R,

et al. Interferometric Processing of Sentinel-1 TOPS Data[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(4):2220-2234.

[2] LIANG C, FIELDING E J. Interferometry with ALOS-2 Full Aperture ScanSAR Data[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2017, 55(5): 2739-2750.

[3] FERRETTI A, PRATI C, ROCCA F. Permanent Scatterers in SAR Interferometry[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39(1):8-20.

[4] ZEBKER H A, VILLASENOR J. Decorrelation in Interferometric Radar Echoes[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 1992, 30(5):950-959.

[5] 肖行途, 张金宝, 焦一飞, 等. JSInSAR技术在变电站及电力铁塔形变监测中的应用[J]. 中国电力, 2018, 51(9):1-9.

[6] 朱珺, 康鑫, 李小雁, 等. InSAR技术在电力设施地表形变监测中的应用[J]. 电力勘探设计, 2017(5):1-6.

[7] 张学东, 葛大庆, 肖斌, 等. 多轨道集成PS-InSAR监测高速公路沿线地面沉降研究——以京沪高速公路(北京—河北)为例[J]. 测绘通报, 2014(10):67-69.

[8] SOUSA J J, RUIZ A M, BAKON M, et al. Potential of C-Band SAR Interferometry for Dam Monitoring[J]. Procedia Computer Science, 2016, 100:1103-1114.

[9] FRYKSTEN J, NILFOUROUSHAN F. Analysis of Clay-Induced Land Subsidence in Uppsala City Using Sentinel-1 SAR Data and Precise Leveling[J]. Remote Sensing, 2019, 11(23):201-210.

[10] 张玲, 刘斌, 葛大庆, 等. 基于多源SAR数据唐山城区活动断裂微小差异形变探测[J]. 国土资源遥感, 2020, 32(3):114-120.

[11] EINEDER M. Efficient Simulation of SAR Interferograms of Large Areas and of Rugged Terrain[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2003, 41(6):1415-1427.

[12] 张金强, 索志勇, 李真芳, 等. 地形高程自适应的星载InSAR图像配准方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2018, 45(2):31-36.

作者简介:



沈龙男, 1973年4月出生于云南红河, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统运行规划和电网运行管理。

基于联合处理的复杂目标 RCS 估计方法

孙佳兴^{1,2}, 姚慧婧^{1,2}

(1. 中国飞行试验研究院, 陕西西安 710089; 2. 中航工业西安飞机工业(集团)有限责任公司, 陕西西安 710089)

摘要: 目标雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)计算在隐身设计、电子对抗、目标探测、识别和成像等方面具有重要的研究价值,是目标电磁散射特性的重点研究方向。针对复杂目标 RCS 估计问题,基于属性散射中心模型的单一方法在估计大角度范围的目标 RCS 时会产生较大误差,而物理光学方法需要在每个观察角度对目标表面的面元进行遮挡判别才能准确得到目标 RCS,计算量大。因此,本文提出一种联合属性散射中心模型和物理光学的处理方法,在部分观察角度通过物理光学方法分析确定目标的属性参数集,再通过属性散射中心模型分析快速估计任意观察角度、不同频率下的目标 RCS,获得在大角度范围的结果更加准确、计算量更小。最后采用 FEKO 软件仿真验证了所提方法的有效性。

关键词: 雷达散射截面; 属性散射中心模型; 物理光学; 目标电磁散射特性

中图分类号:TN957 文献标志码:A 文章编号:1672-2337(2022)02-0181-06

RCS Estimation Method for Complex Targets Based on Joint Processing

SUN Jiaxing^{1,2}, YAO Huijing^{1,2}

(1. Chinese Flight Test Establishment, Xi'an 710089, China;

2. AVIC Xi'an Aircraft Industry (Group) Company LTD, Xi'an 710089, China)

Abstract: Radar cross section (RCS) calculation has important research value in the regions of stealth design, electronic countermeasures, target detection, recognition and imaging, which is the key research direction of target electromagnetic scattering characteristics. For the RCS estimation of complex targets, the attribute scattering center (ASC) model produces large errors in a wide angle, while the physical optics (PO) method needs to perform occlusion discrimination on the surface element of the target surface at each observation angle to accurately obtain the target RCS, which requires a large amount of calculation. Therefore, this paper proposes a joint processing method that combines both advantages of ASC and PO, which analyzes and determines the attribute parameter set of the target through the physical optics method at some observation angles and then quickly estimate the target RCS at any observation angle and different frequencies by ASC model. The proposed method has more accurate results and less calculation compared with traditional ASC and PO. Finally, the FEKO software simulation is used to verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: radar cross section (RCS); attribute scattering center (ASC); physical optics (PO); target electromagnetic scattering characteristics

0 引言

雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)是表征目标散射强弱的物理量^[1],它是一个假想面积,用来度量目标在雷达波照射下产生回波的强度。实际上,目标的雷达散射截面不是一个单值^[2],而是一种目标特性,它不仅与目标自身尺寸、形状、材质和结构等几何参数和物理参数相关,还与雷达发射的波长、极化和入射观测角度等

参数有着紧密的联系。通过雷达基本方程可知,雷达对目标的探测能力取决于距离、角度等多种因素,其中目标 RCS 对雷达探测威力的影响尤为重要^[3]。在实际应用中,为降低被雷达探测的概率会采取多种隐身措施降低目标雷达散射截面,有效提高目标雷达波束隐身能力。因此,准确地估算目标 RCS 对雷达系统参数设计、目标雷达波隐身、目标探测与识别等方面均具有极其重要的作用。

目前,目标 RCS 计算可分为两类:实际测量与

数值计算^[4]。实际测量又可分为外场实测与微波暗室实测,这两种方法需要构建实际的模型,并在室内或者室外实际测量,虽然能够得到较为真实的结果,但是这种方法耗费大量资源且效率低下,因此很难在实际工作中得到广泛的应用。而随着计算机技术的快速发展,数值计算逐渐流行起来,利用计算机技术进行目标建模,利用其强大的计算能力,结合电磁波的相关理论,仿真得到目标的雷达散射截面^[5]。这种方法计算周期短,成本较低,计算灵活,既可以计算现有目标,也可以对尚未成型目标进行预估,从而可以为目标的设计提供技术支撑。

本文首先介绍了属性散射中心模型及其简化模型,给出了根据目标几何模型确定参数集的方法,结合模型便能够快速预估目标在不同方位角度与不同频率下的目标 RCS;再详细阐述物理光学方法及其算法实现,通过计算机仿真得到不同情况下的目标 RCS。针对复杂目标 RCS 估计问题,文献[6]提出了一种联合不同计算方法对预估结果进行误差分析以确定最终 RCS,但这种方法需要运用不同方法仿真计算,计算量大,难以应用于实际工作处理。为解决该问题,通过分析对比属性散射中心模型和物理光学两种 RCS 预估方法的优缺点,本文进一步提出了一种联合两种方法优势处理的估计方法,可以快速获得目标不同频率、任意观察角度的 RCS 估计值。最后通过 FE-KO 软件仿真结果为基准,对比分析了所提预估方法的有效性。

1 基于属性散射中心模型预估方法

根据几何光学理论与物理光学原理,当目标为大尺寸目标时,其后向散射回波可通过若干离散点的回波响应相干叠加近似表示^[7],进而可根据强散射点信息以及回波模型得到目标的 RCS。基于模型预估目标回波及 RCS 的方法主要依赖回波模型的准确性,下面将从参数化模型出发,详述基于属性散射中心模型的目标 RCS 预估方法。

属性散射中心模型是一种参数化回波模型。相比于传统的理想点模型、衰减指数和模型、GTD (Geometrical Theory of Diffraction) 模型,属性散射中心模型充分考虑了观察方位以及散射体类型

对散射回波造成的变化,并通过辛克函数与指数函数分别描述了散射回波与散射中心类型与观察角度的依赖关系^[8]。考虑到属性散射中心模型对频率和角度依赖特性描述更加准确,属性中心参数一定程度地反映了目标的几何与物理属性,选择属性散射中心模型作为理论回波模型对目标 RCS 进行预估。属性散射中心模型的形式如下:

$$E_i^s(f, \varphi, \Theta) = A_i \left(j \frac{f}{f_c} \right)^{\alpha_i} \text{sinc}[kL_i \sin(\varphi - \varphi'_i)] \cdot \exp(-kc\gamma_i \sin\varphi) \cdot \exp[-j2k(x_i \cos\varphi + y_i \sin\varphi)] \quad (1)$$

因此,目标的散射回波可看作多个等效散射中心的回波响应和:

$$E_{\text{all}}^s = \sum_{i=1}^n E_i^s(f_i, \varphi_i, \Theta_i) \quad (2)$$

从式(1)可以看出,除了入射波长、观测方位角两个自变量,模型中还有 7 个未知参数 $A_i, \alpha_i, \gamma_i, L_i, \varphi'_i, x_i, y_i$ 待确定,这几个参数就是散射模型的参数集 Θ_i 。其中 γ_i 参数表示局域式散射中心的回波幅值与观察角度的衰减关系,一般取 10^{-12} 这种特别小的值来描述之间的变化关系,而对于分布式散射中心该参数为 0。由于 γ_i 参数与它所在的指数函数对回波幅值的影响很小,所以在确定参数集时可以不考虑 γ_i 而认为对于所有物体该参数都为 0,最终得到简化后的回波模型^[8]:

$$E_i^s(f, \varphi, \Theta) \approx A_i \left(j \frac{f}{f_c} \right)^{\alpha_i} \text{sinc}[kL_i \sin(\varphi - \varphi'_i)] \cdot \exp[-j2k(x_i \cos\varphi + y_i \sin\varphi)] \quad (3)$$

在确定式(2)与式(3)所示的回波模型之后,接下来就可直接根据目标的几何模型估计简化后的参数集 $\Theta = \{A_i, \alpha_i, L_i, \varphi'_i, x_i, y_i\}$ 以实现目标的回波及 RCS 估计,详见文献[7-8],这里不再赘述。

2 物理光学方法

不同于基于属性散射中心模型的 RCS 预估方法,物理光学方法能够准确计算目标在任意观察角度、不同雷达波长下的回波贡献,究其根本就是斯特兰顿-朱兰成散射积分方程的求解。但是这个散射积分方程在实际计算电大尺寸目标散射回波

过程中非常复杂,因此物理光学方法通过几个合理的假设将散射积分方程简化,在保证远场回波计算准确的同时实现快速计算。斯特兰顿-朱兰成散射积分方程^[9]如下:

$$\vec{E}_s = \oint_S [\mathrm{j}\omega\mu(\hat{n} \times \vec{H})G_0 + (\hat{n} \times \vec{E}) \times \nabla G_0 + (\hat{n} \cdot \vec{E}) \nabla G_0] \mathrm{d}s \quad (4)$$

$$\vec{H}_s = -\oint_S [\mathrm{j}\omega\epsilon(\hat{n} \times \vec{E})G_0 - (\hat{n} \times \vec{H}) \times \nabla G_0 - (\hat{n} \cdot \vec{H}) \nabla G_0] \mathrm{d}s \quad (5)$$

式中, $\hat{n}$ 为目标表面外法向单位矢量, $\vec{E}$ 、 $\vec{H}$ 为目标表面电磁波矢量, G_0 、 ∇G_0 分别为空间中格林函数与梯度:

$$G_0 = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kR}}{4\pi R} \quad (6)$$

$$\nabla G_0 = (-1 - \mathrm{j}kR)G_0 \cdot \frac{\vec{R}}{R^2} \quad (7)$$

在满足电磁场基本理论前提下,公式(4)和(5)的积分方程简化过程包括一个基本假设、两个合理近似:

假设一:在给定入射波照射下目标表面信息如图1所示,其中与入射电磁波直接作用的面元处会产生感应电流并产生散射场,而不在入射波照射下的面元对远场回波没有贡献。并且面元上的感应电流只由入射波照射产生,相邻面元产生的感应电流没有相互作用。

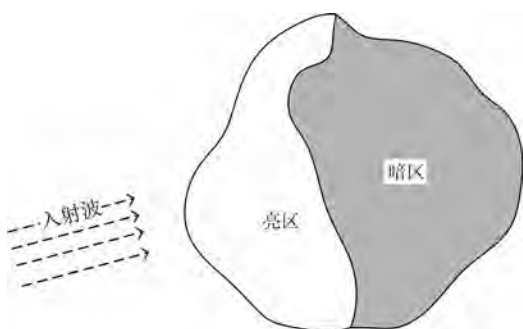


图1 目标表面信息图

近似一:在实际雷达系统探测过程中,雷达与目标之间的距离特别大。因此在计算人造目标散射回波时可认为目标与观察点处无限远,即可将式(7)的梯度表达式改为

$$\nabla G_0 = -\mathrm{j}kG_0 \cdot \hat{s} \quad (8)$$

式中, $\hat{s}$ 表示散射方向单位矢量。

近似二:当入射波照射到目标表面时,入射波

波长远小于目标尺寸,入射点处的切向面元可近似看作无限大平面。因此目标表面的感应电流、感应磁流可根据入射电磁波简便、快速地得到。

在计算电大尺寸人造目标散射过程中,通常认为人造目标由理想导体构成且目标表面光滑。再结合上述简化条件,理想导体电大尺寸人造目标散射回波计算公式可表示为

$$\vec{E}_{\mathrm{PO}} = \mathrm{j}kG_0\eta_0 \oint_S [\hat{s} \times (\hat{s} \times \vec{J}_{\mathrm{PO}})] \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}k((\hat{s}-\hat{i}) \cdot \vec{r}')} \mathrm{d}s \quad (9)$$

$$\vec{H}_{\mathrm{PO}} = -\mathrm{j}kG_0 \oint_S (\hat{s} \times \vec{J}_{\mathrm{PO}}) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}k((\hat{s}-\hat{i}) \cdot \vec{r}')} \mathrm{d}s \quad (10)$$

式中, η_0 等于自由空间阻抗值,积分项可通过 gordon 法^[10]、高斯法^[11]等方法计算。感应电流 $\vec{J}_{\mathrm{PO}}$ 可通过入射波磁矢量计算:

$$\vec{J}_{\mathrm{PO}} = \begin{cases} 2\hat{n} \times \vec{H}, & \text{入射波照射区域} \\ 0, & \text{目标表面未被照射区域} \end{cases} \quad (11)$$

综上所述,物理光学方法整体实现流程如图2所示。

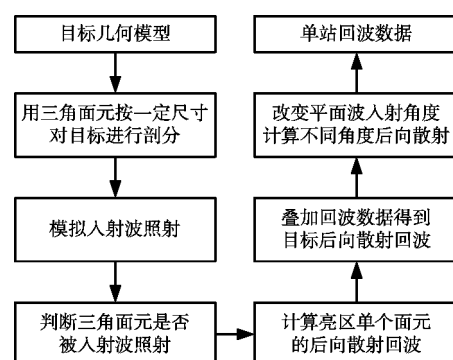


图2 物理光学实现流程图

3 基于联合模型处理的复杂目标 RCS 估计方法

通过属性散射中心参数化模型预估的方法只有在一定观察角度范围内才能准确预估目标的雷达散射截面积。而对于物理光学方法来说,虽然在任意角度下都能够得到较为准确的目标 RCS 结果,但在每个观察角度下,物理光学方法都需要对目标模型重新判断遮挡以更新目标的可照射面元,这一步骤使得计算量增加,所需要的时间也会增加。特别地,当目标结构更加复杂、尺寸更大

时,物理光学方法的计算量变得非常大。

因此针对复杂结构目标,这里提出一种联合处理的目标 RCS 预估方法,通过将目标观察角度范围分段,利用物理光学方法分析每段角度内中心观察角度下目标强散射中心的属性参数集,带入属性散射中心模型拟合其他观察角度的散射场,再结合雷达散射截面计算公式得到 RCS 结

果,最后将不同角度范围的 RCS 预估结果合并得到目标整体的 RCS 预估结果。这种联合模型的处理方法不仅能修正单一基于属性散射中心模型预估方法中观察角度以及幅值参数对目标 RCS 预估带来的误差,还能够根据属性参数集快速获得目标任意观察角度、不同频率的 RCS 值。整个算法流程如图 3 所示。

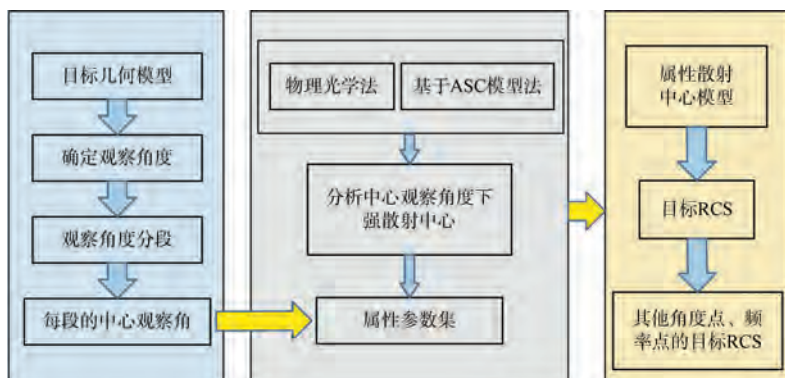


图3 基于联合处理的复杂目标 RCS 估计流程图

4 仿真计算分析

针对复杂目标雷达散射面积的预估,分别通过文中基于属性散射中心模型预估、物理光学两种 RCS 估计方法以及所提联合处理方法,并采用 FEKO 软件仿真为基准计算较为典型的复杂目标二面角的 RCS。其中目标雷达散射面积^[1]的最终计算结果为分贝平方米(dBsm),其表达式为

$$\sigma = 10 * \log_{10} \left(4\pi \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \right) \quad (12)$$

式中, E_i 为入射波电场强度, E_s 为目标单站回波的电场强度。

针对目标雷达散射面积的估计问题,本节分别通过基于属性散射中心模型单一方法、物理光学及本文所提方法预估三种典型目标的 RCS,并与商业软件 FEKO 仿真结果对比,结果如下:

平板目标示意图如图 4 所示,仿真模拟的入射

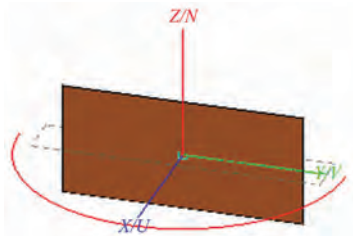
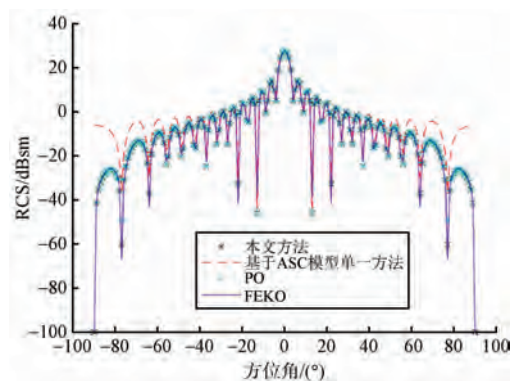
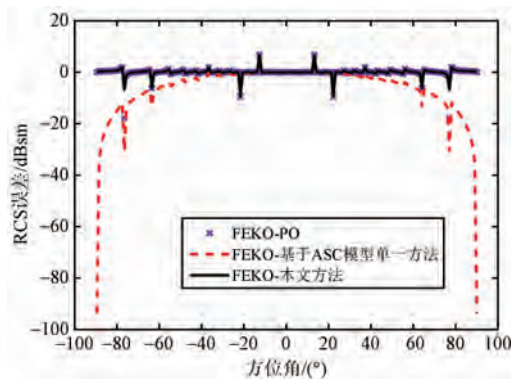


图4 平板目标

波频率为 1 GHz,观察角俯仰角度为 90° ,方位角度为 $-90^\circ \sim 90^\circ$,不同方法的 RCS 结果如图 5 和表 1 所示。对于平板目标,基于 ASC 模型预估目标 RCS 的方法在 $-30^\circ \sim 30^\circ$ 范围内结果准确,物理光



(a) RCS 曲线



(b) RCS 误差曲线

图5 平板目标计算结果

学算法计算结果总体趋势与软件仿真结果一致,仅在部分结果特别小的观察角度存在较大误差,忽略这些坏值,物理光学方法总体误差较小,但仿真所需时间更长,为基于 ASC 模型单一方法的 3.8 倍。本文所提方法提高估计精度的同时所需时间减少,为基于 ASC 模型单一方法的 2.04 倍。

表 1 平板目标仿真时间表

仿真方法	仿真时间/s	时间比
基于 ASC 模型	0.047 366	1
物理光学	0.179 991	3.8
本文方法	0.096 851	2.04

圆柱目标示意图如图 6 所示,仿真模拟的入射波频率为 1 GHz,观察角俯仰角度为 90° ,方位角度为 $0^\circ \sim 90^\circ$,不同方法的 RCS 结果如图 7 和表 2 所

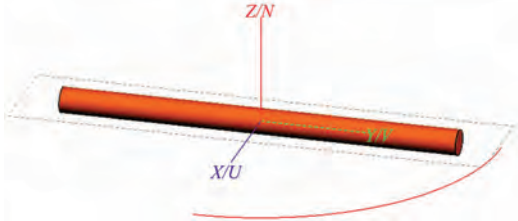
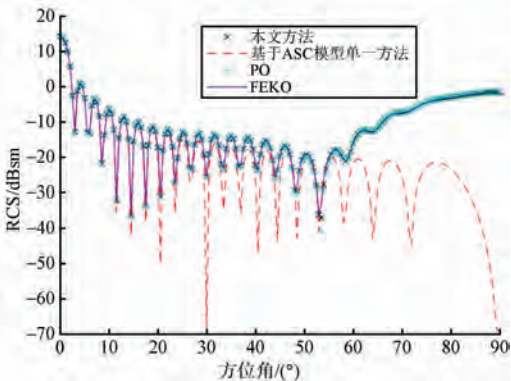
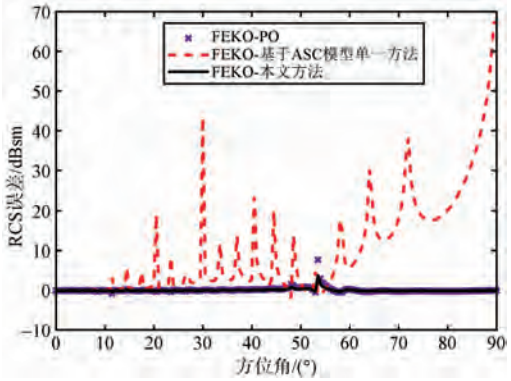


图 6 圆柱目标



(a) RCS 曲线



(b) RCS 误差曲线

图 7 圆柱计算结果

示。基于 ASC 模型预估圆柱目标 RCS 的方法在 $0^\circ \sim 40^\circ$ 范围内结果准确,物理光学算法计算结果总体趋势与软件仿真结果相差较小,但仿真所需时间更长,为基于 ASC 模型单一方法的 4.05 倍。而本文方法在更短的时间内较准确得到估计结果,所需时间为基于 ASC 模型单一方法的 2.17 倍。

表 2 圆柱目标仿真时间表

仿真方法	仿真时间/s	时间比
基于 ASC 模型	0.045 571	1
物理光学	0.184 563	4.05
本文方法	0.098 927	2.17

二面角目标示意图如图 8 所示,仿真模拟的入射波频率为 2 GHz,观察角俯仰角度为 45° ,方位角度为 $-45^\circ \sim 45^\circ$,不同方法的 RCS 结果如图 9 和表 3 所示。当目标结构复杂时,基于 ASC 模型预估目标 RCS 的方法只在 $\pm 3^\circ$ 范围内与软件仿真结果相差较小。物理光学算法计算结果总体趋势与软件仿真结果一致,误差较小,但仿真所需时间增加,为基于 ASC 模型单一方法的 8.3 倍。本文所提方法所需时间减少且误差较小,所需时间为基于 ASC 模型单一方法的 5.53 倍。

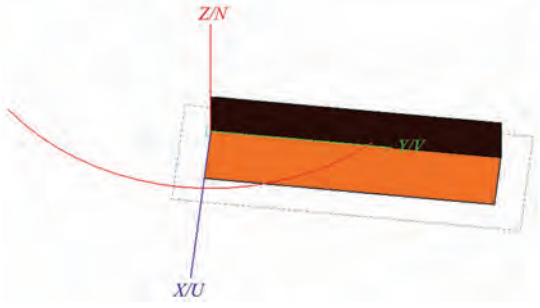
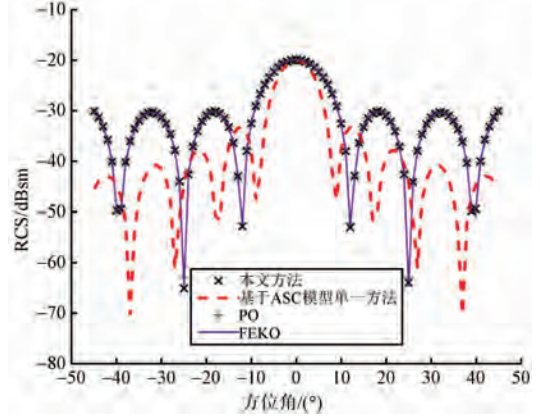
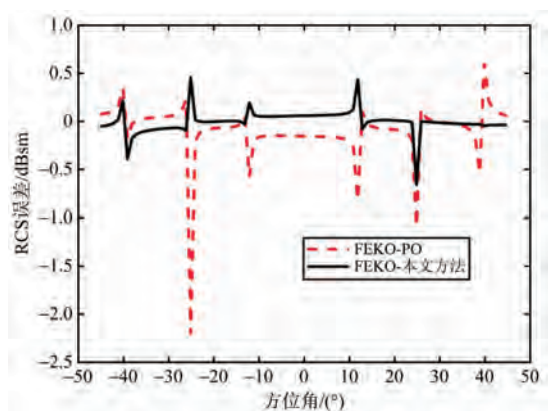


图 8 二面角目标及观察角度示意图



(a) RCS 曲线



(b) RCS误差曲线

图9 二面角结果对比

表3 二面角目标仿真时间表

仿真方法	仿真时间/s	时间比
基于ASC模型	0.043 235	1
物理光学	0.358 658	8.30
本文方法	0.239 265	5.53

从上述三种模型 RCS 计算结果与仿真时间可以看出,本文所提方法能够准确地得到目标的 RCS,并且仿真时间比物理光学方法更短,这是因为该方法只对一部分角度进行了面元遮挡的判别,减少了计算量。且对于结构复杂的二面角结构,基于 ASC 模型的 RCS 预估方法准确的方位角度小。而 PO 计算的回波 RCS 在全方位角度内与仿真结果差距都在允许误差范围内,只有在极个别回波能量特别小时存在较大差距。相比于基于 ASC 模型的 RCS 预估方法和 PO 方法,所提联合处理方法,能在两者达到一个期望值,时间上优于 PO 方法且性能上优于 ASC 模型方法。

5 结束语

本文介绍了基于属性散射中心模型以及物理光学两种预估目标 RCS 测量方法,联合 FEKO 软件仿真结果对比分析了两种预估方法的优缺点。最后提出了一种结合两种方法的基于联合模型处理的复杂目标 RCS 估计方法,这种方法能够快速准确地得到目标在任意观察角度、任意频段的 RCS。后续相关工作可根据更深层的电磁学计算理论,建立准确的电磁模型,高效的正向确定目标在不同观察角度下强散射中心及属性参数,能够更加快速准确地估计全波段、全角度下目标的 RCS。

参考文献:

- [1] 黄培康,殷红成,许小剑. 雷达目标特性[M]. 北京:电子工业出版社,2005.
- [2] LIU Yang, HU Weidong, ZHANG Wenlong, et al. Radar Cross Section Near-Field to Far-Field Prediction for Isotropic-Point Scattering Target Based on Regression Estimation[J]. Sensors, 2020, 20(21):6023.
- [3] 周亮,匡华星,王玲玲. 基于抛物方程法的主动雷达探测威力评估方法[J]. 雷达与对抗, 2020, 40(1):12-16.
- [4] 陈海青,汪刘应,刘顾,等. 基于 GRECO 与 GO-PO 算法的复杂目标 RCS 计算与分析[J]. 舰船电子工程, 2020, 40(10):168-172.
- [5] 王永春. 隐身目标电磁散射特性研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2017.
- [6] 冯卫永,刘孟孟. 舰船 RCS 测量方法研究[J]. 科技风, 2017(15):18.
- [7] LI Tingli, DU Lan. SAR Automatic Target Recognition Based on Attribute Scattering Center Model and Discriminative Dictionary Learning[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(12):4598-4611.
- [8] 谢意远,高悦欣,邢孟道,等. 跨谱段 SAR 散射中心多维参数解耦和估计方法[J]. 电子与信息学报, 2020, 43(3):632-639.
- [9] KNOTT E F, TULEY M T, SHAEFFER J F. Radar Cross Section [M]. Raleigh NC: SciTech Publishing Inc,2004:124-125.
- [10] 徐灿,李智. 基于改进 Gordon 方程的 RCS 快速算法[J]. 装备学院学报, 2016, 27(5):85-89.
- [11] 吴志威,徐乐. 腔体目标的 SBR 算法研究[C]//2019 年全国微波毫米波会议论文集(上册),广州:中国电子学会微波分会,2019:317-319.

作者简介:



孙佳兴 男,1988 年出生于陕西省宝鸡市,硕士,高级工程师,主要研究方向为雷达电子战对抗技术。



姚慧婧 女,1989 年出生于陕西省西安市,工程师,主要研究方向为雷达信号处理技术。

基于 FMCW 雷达的自适应生命信号提取方法

杨俊^{1,2}, 黄俊^{1,2}, 陶威^{1,2}

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

2. 重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 为了进一步提高调频连续波(FMCW)雷达自适应提取生命信号能力,通过提高距离分辨率提取被测目标位置距离维处的人体生命信号,利用改进的快速互补集合经验模态分解(IFCEEMD)对生命信号分解,从分解得到的若干个固有模态函数(IMFs)中利用筛选准则分离出呼吸、心跳信号。实验结果表明,所提出的方法能够快速、准确地提取出不同呼吸状态下的呼吸频率和心跳频率,并且有效地消除人体身体随机抖动带来的干扰。

关键词: 调频连续波雷达; 生命信号; 人体随机抖动; 改进的快速互补集合经验模态分解

中图分类号: TN959.6; TN958.94 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0187-08

Adaptive Vital Signal Extraction Method Based on FMCW Radar

YANG Jun^{1,2}, HUANG Jun^{1,2}, TAO Wei^{1,2}

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

2. Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: To improve the adaptive extraction ability of vital signal of frequency modulated continuous wave (FMCW) radar, the vital signal of human body at the distance dimension of the measured target position is extracted by improving the range resolution of the radar. The vital signal is decomposed by improved fast complementary ensemble empirical mode decomposition(IFCEEMD). Respiratory and heartbeat signals are separated by the screening criteria from several intrinsic mode functions(IMFs). Experimental results show that the proposed method can quickly and accurately extract respiration frequency and heartbeat frequency under different breathing states, and effectively eliminate the interference caused by random body shaking.

Key words: frequency modulated continuous wave (FMCW) radar; vital signal; random body movement; improved fast complementary ensemble empirical mode decomposition (IFCEEMD)

0 引言

生物雷达可以实现非接触式人体体征监测,在不影响人体正常活动的情况下获取生命体征信息,可以应用于医疗监护、睡眠监测、驾驶员疲劳检测等场景^[1-3]。常用雷达的发射信号形式有连续波(Continuous Wave, CW)雷达,超宽带(Ultra Wideband, UWB)雷达以及 FMCW 雷达。CW 雷达不需要很大的发射功率,但是不具备测距能力, UWB 雷达可以探测较远的目标,但发送信号需要很大的峰值功率^[3]。FMCW 雷达系统具有探测目

标距离远、功率低、系统集成度高且成本低等优点^[4]。因此,本文采用 FMCW 毫米波雷达进行人体生命体征信号的采集和处理。

国内外的研究中,利用生物雷达进行人体生命信号的提取主要对静止被测人员距离维处的生命信号进行带通滤波后作快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)得到呼吸、心跳的频率^[1],但该方法不能有效地处理局部非平稳信号。文献[5]利用两个 FMCW 雷达设置在被测人员前后位置同时检测,对前后雷达采集到的生命信号相加处理,消除人体随机移动的影响,对于特

殊场景下该方法具有局限性。对于处理局部非平稳信号,经验模态分解^[6](Empirical Mode Decomposition, EMD)是Huang等人提出的一种自适应信号处理方法,将非平稳信号分解成若干个IMF分量,但EMD分解后得到的IMF分量存在模态混叠以及端点效应问题。文献[7]提出一种改进经验模态分解方法提取生命信号,并对提取的呼吸、心跳频带信号进行分类、重构,进行两次经验模态分解,能够有效地滤除杂波得到正常状态下的呼吸和心跳频率,但算法整体分解时间较长。

针对上述问题,本文在提高雷达距离分辨率的基础上对被测人员的距离维检测,消除人体抖动及环境噪声的影响,引入IFCEEMD算法用于生命信号提取,保证算法处理的实时性并且提取的生命信号具有真实的物理意义,结合相关性分析和FFT进行处理,提取不同身体状态下的呼吸和心跳信号。

1 FMCW 雷达生命信号探测原理

FMCW 雷达系统具有平均发射功率低、结构简单等优点。发射信号通常为三角波或锯齿波,图1为本文选用锯齿波作为发射波形用于人体生命信号提取的发射信号与接收信号的频域图。图2为一帧数据中发射信号示意图。

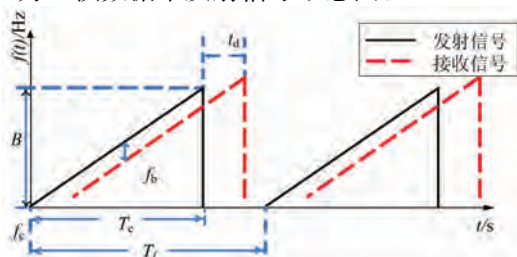


图1 FMCW 发射信号与接收信号

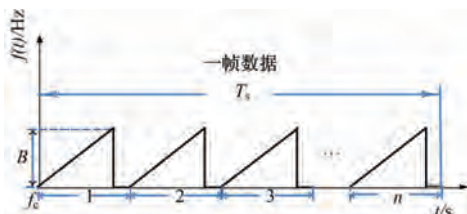


图2 一帧发射信号数据

FMCW 雷达发射波形信号^[8]可以表示为

$$S_{TX}(t) = A_{TX} \exp(j(2\pi f_c t + \pi \frac{B}{T_c} t^2 + \varphi)) \quad (1)$$

式中, A_{TX} 为发射信号幅值, f_c 为雷达发射信号起始频率, B/T_c 为锯齿波斜率, φ 为发射信号初始相位。雷达发射信号照射到人体胸腔后反射的接收信号可以表示为

$$S_{RX}(t) = A_{RX} S_{TX}(t - t_d) \quad (2)$$

$$t_d = 2R_1(\tau)/c \quad (3)$$

式(2)中 A_{RX} 为接收信号幅度, t_d 为物体在径向距离处与距离相关的回波延时,式(3)中 c 为光速, $R_1(\tau)$ 包含着胸腔的位移信息,其中

$$R_1(\tau) = d_0 + R(\tau) \quad (4)$$

式中, d_0 为雷达天线到目标胸腔运动中心的距离。通过雷达接收信号与本振信号混频得到中频信号:

$$S_{IF} = S_{TX}(t) * S_{RX}^*(t) \approx$$

$$A_{TX} A_{RX} \exp(j(2\pi \frac{2BR_1(\tau)}{cT_c} t + \frac{4\pi f_c R_1(\tau)}{c})) = A_{TX} A_{RX} \exp(j(2\pi f_b t + \varphi_b)) \quad (5)$$

$$f_b = \frac{2BR_1(\tau)}{cT_c} \quad (6)$$

$$\varphi_b = \frac{4\pi f_c R_1(\tau)}{c} \quad (7)$$

最终得到的中频信号中具有关于人体胸腔位移相关的频率 f_b 以及相位 φ_b 。

2 自适应生命信号提取算法

2.1 距离维 FFT

由于雷达对扫频范围的物体都进行检测,通过对发射信号进行连续采样,运用距离维 FFT 确定人体的位置,提取人体目标位置处中频信号的相位信息进行处理,可以有效地滤除环境中其他距离处物体带来的干扰信息。

以图2中一帧持续时长 T_s 作为慢时间轴的时间单元,将雷达接收信号距离 FFT 结果按照慢时间轴排列得到如图3所示的距离维与慢时间轴关系图。

选定固定的慢时间轴观测窗口,对距离 FFT 结果统计判断被测人员位置,提取目标距离位置处关于慢时间轴窗口的相位信息,作连续的相位差运算,消除相位漂移,得到含有呼吸和心跳的生命信号。

2.2 改进的 FCEEMD 算法

对距离维提取的生命信号 $r(t)$ 进行 EMD 分

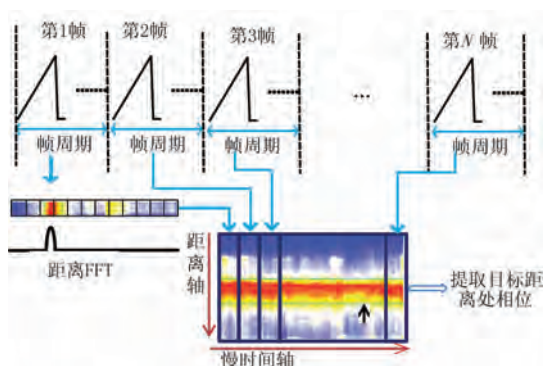


图3 距离维与慢时间轴关系图

解得到若干个IMF分量,得到的IMF分量由高频到低频排列,可以滤除相应的高频信号、杂波信号以及呼吸谐波。具体步骤如下:

1) 求出 $r(t)$ 信号全部极大值和极小值,用三次样条函数做出极大值和极小值对应的包络线。计算出上、下包络线的均值用 $m_1(t)$ 表示:

$$h_1(t) = r(t) - m_1(t) \quad (8)$$

式(8)得到第一个IMF分量的第一次分解结果,重复上述筛选操作 k 次后,如果任一时间点 t 上的均值为0,即满足第一个IMF分量的停止要求,得到首个IMF分量,记为 $IMF_1(t)$ 。

2) 得到的 $IMF_1(t)$ 中包含了接收信号中的最高频信号部分,将 $IMF_1(t)$ 从接收信号 $r(t)$ 中去除,得到 $r_1(t) = r(t) - IMF_1(t)$,将 $r_1(t)$ 作为原始信号重复上述步骤1)的操作得到第二个IMF分量 $IMF_2(t)$ 。通过如此反复操作 n 次后得到:

$$r_2(t) = r_1(t) - IMF_2(t) \quad (9)$$

⋮

$$r_n(t) = r_{n-1}(t) - IMF_n(t) \quad (10)$$

3) 在 $r_n(t)$ 成为单调函数时结束循环,可以得到 n 个IMF分量,有

$$r(t) = \sum_{i=1}^n IMF_i(t) + r_n(t) \quad (11)$$

式中 $r_n(t)$ 为残余分量,代表信号的平均趋势。

由于EMD分解存在模态混叠以及端点效应问题,得到的IMF分量无法表达准确的物理意义。EMD的改进算法EEMD(Ensemble Empirical Mode Decomposition)^[9]在EMD的基础上每次分解添加了随机噪声解决EMD分解后各IMF分量的模态混叠问题,但进行分解后还会有残余噪声,影响结果的精度且运算量大。

互补集合经验模态分解(Complete Ensemble

Empirical Mode Decomposition, CEEMD)^[10]在EMD基础上向 $r(t)$ 分解时加入正负相反的两对高斯白噪声消除EEMD分解时加入的新的噪声:

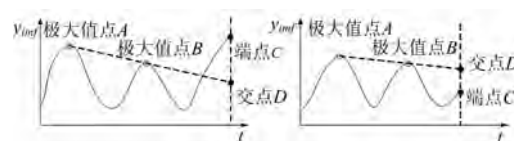
$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ N \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中 S 为 $r(t)$ 信号, N 为加入的白噪声。将加入一对正负白噪声后的信号 M_1, M_2 作为新的接收信号进行上述EMD分解,将每组分解的结果求均值得到最终的各IMF分量。本文在CEEMD算法基础上,将IMF分量分解停止准则设置为将筛选操作次数 k 固定为10次^[11]保证算法的实时性。

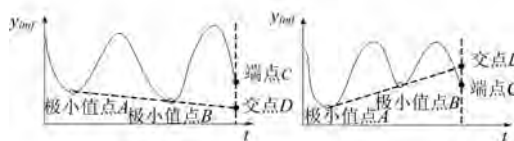
$r(t)$ 在EMD分解时信号存在端点效应会造成提取的生命信号失真,为避免信号两端无法确定处于极大值还是极小值,导致包络线失真造成整个分解后的序列结果发散。本文在考虑算法复杂性与实时性上将线性延拓法^[12]引入IFCEEMD分解中,解决分解后带来的端点效应,提高分解后信号的正交性。具体步骤如下:

选取离边界最近的两个极大值点 A, B ,将两个极大值点连接并延长至边界取交点 D 与原边界端点 C 比较,如交点 D 小于端点 C 值,则选择 C 作为边界处的极大值,否则选取 D 作为边界处的极大值点,如图4(a)所示。

对于极小值点,如果交点 D 大于端点 C 值,则 C 值作为极小值,否则选取交点 D 作为极小值,如图4(b)所示。



(a) 极大值点延拓



(b) 极小值点延拓

图4 线性延拓法

从IFCEEMD分解后得到的IMF分量由高频到低频排列,人体正常每分钟呼吸次数在6~50次,取呼吸频带为0.1~0.83 Hz,心跳频率在60~120次每分钟,取心跳频带为1~2 Hz。对于呼吸次数缓慢或急促时通过能量阈值法^[13]会导致结果

选取高于实际呼吸频率的 IMF 分量,考虑算法提取呼吸和心跳信号自适应性,本文将滤波后的呼吸信号与 FFT 后频率峰值在呼吸频带内的 IMF 分量利用相关性分析法提取出正确的生命信号结果。

3 实验结果与分析

3.1 实验环境参数

本文实验使用天线中心频率为 60.5 GHz,最大频率带宽为 6.8 GHz 的 FMCW 雷达系统进行数据采集。数据采集环境为人体胸腔正面对雷达系统 0.5 m 距离处,FMCW 雷达采集参数如表 1 所示。

表 1 FMCW 雷达参数

参数	参数值
起始频率 f_c	57.1 GHz
带宽 B	6.8 GHz
采样率	2.5 MS/s
锯齿波周期 T_c	55 μ s
帧周期 T_s	10 ms
一帧内发射锯齿波个数 n	1

对每个锯齿波做 128 点的 FFT 运算得到频率峰值,慢时间轴采用 20.48 s 的窗口观测信息。

3.2 实验结果

3.2.1 目标静止测量结果

根据 FMCW 雷达参数可以得到距离分辨率为 2.36 cm,通过如图 5 的静止目标距离-慢时间轴关系图可知被测目标在距离单元 22 即 51.92 cm 处。

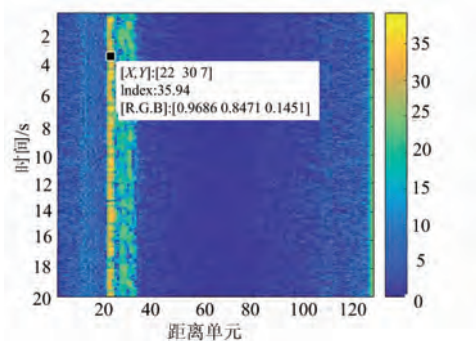


图 5 静止目标距离维与慢时间轴关系

利用接触式脉搏测量仪与小米手环测得心跳频率为 80 次/分钟(1.33 Hz),呼吸频率为 19 次/分钟(0.32 Hz)。图 6 为雷达提取的静止目标原始生命

信号以及呼吸、心跳频带内的时域和频谱图。

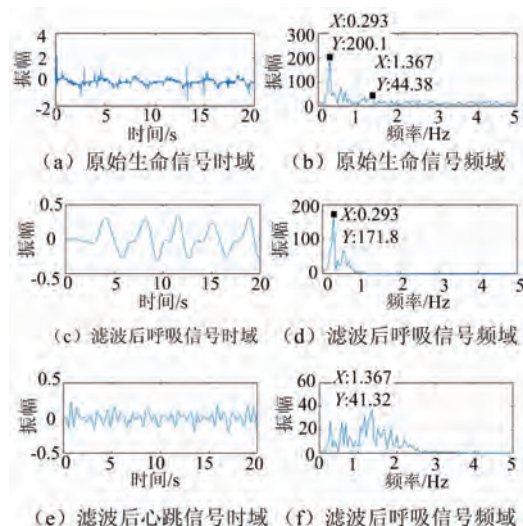


图 6 静止目标生命信号时域与频谱图

为验证算法的实时性与准确性,用 EMD、CEEMD、IFCEEMD 分别分解雷达提取的生命信号得到图 7(a)、(b)和图 8 的时域分解结果。

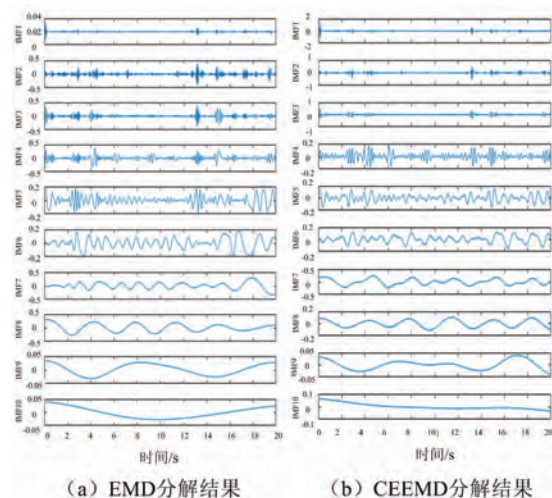


图 7 静止目标 EMD 和 CEEMD 分解结果

IFCEEMD 分解后第 5~10 个分量对应的频域图结果如图 9 所示。

表 2 为 EMD、CEEMD、IFCEEMD 分解原始生命信号时的参数以及结果比较。

表 2 EMD、CEEMD、IFCEEMD 参数

参数	噪声幅值	噪声叠加次数	分解时间/s	正交指标
EMD			0.333 0	1.365 3
CEEMD	0.2	200	28.918	0.261 1
IFCEEMD	0.2	200	0.578 0	0.232 8

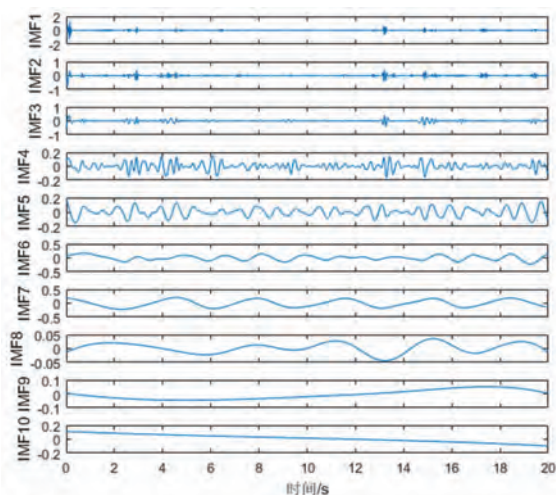


图8 静止目标生命信号 IFCEEMD 结果

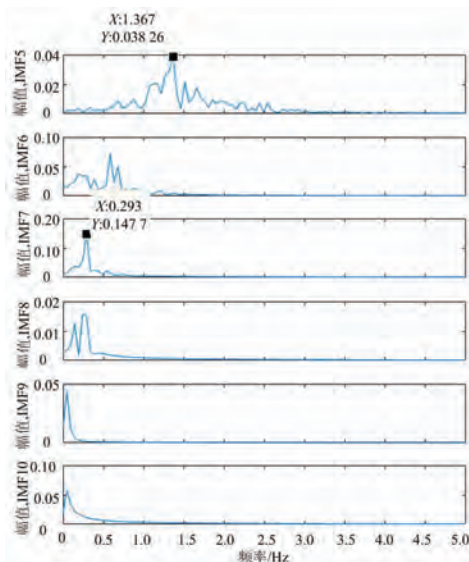


图9 IFCEEMD 结果频谱

由表2分析可知,IFCEEMD算法比原有的CEEMD算法大幅提高了处理速度,并且分解后的IMF分量正交性也优于CEEMD算法。

对IFCEEMD分解得到的IMF分量分别通过能量阈值法得到10个IMF分量分别在心跳和呼吸频带的能量占比以及本文提出的相关性系数法得到的呼吸信号系数结果如图10所示。

由图9与图10分析可知,第5个IMF分量和第7个IMF分量分别对应为分解后的心跳和呼吸信号,由图9中IFCEEMD分解的频谱图可以得到心跳的频率为82次/分钟(1.367 Hz),呼吸的频率为18次/分钟(0.293 Hz),与实际预先测量结果一致。相关性系数结果以及能量阈值法对于正常状

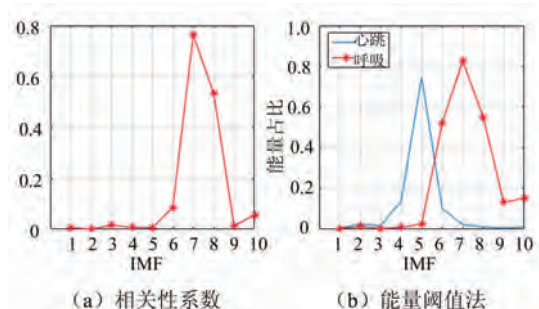


图10 正常呼吸时相关性系数与能量阈值法结果

态下的呼吸信号都可以准确地从IMF分量中提取出来。

3.2.2 不同呼吸状态测量结果

运用能量阈值法选取呼吸信号时对于呼吸急促与缓慢状态下不能准确地提取呼吸信号。为适应被测目标在不同呼吸状态下,从IFCEEMD分解得到的IMF分量中选取与实际相符的呼吸信号,本文提出一种筛选方法将滤波后的呼吸心跳信号与FFT后频率峰值在呼吸频带内的IMF分量利用相关性分析提取出正确的生命信号结果。

对于呼吸急促状态下,预先测得呼吸频率为36次/分钟(0.6 Hz)。图11为雷达提取的生命信号以及呼吸、心跳频带内的时域图。

图12为IFCEEMD分解后各分量时域图,分解后第5~10个分量对应的频域图结果如图13所示。

图14为对所有IMF分量通过能量阈值法得到对应呼吸和心跳频带的能量占比以及呼吸信号通过相关性分析法计算后的结果。

由图13结果分析可知,IMF6与IMF7的频谱

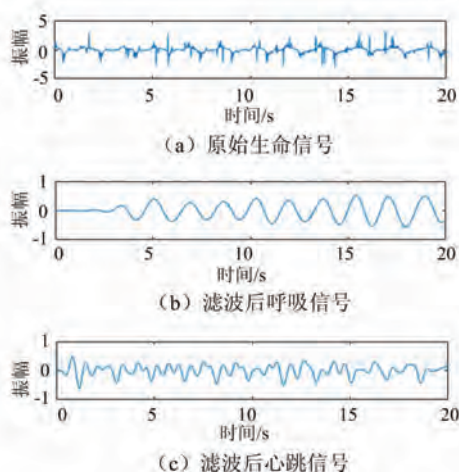


图11 呼吸急促时生命信号时域图

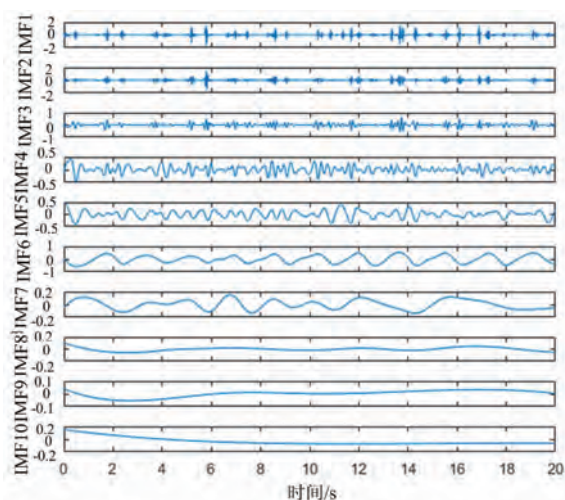


图12 呼吸急促时生命信号 IFCEEMD 结果

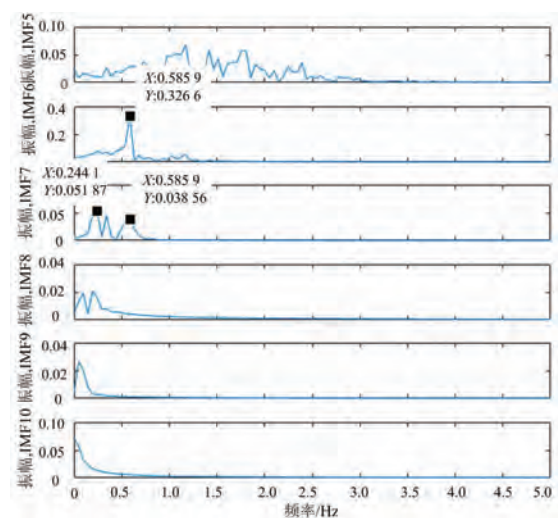


图13 呼吸急促时生命信号 IFCEEMD 结果频谱

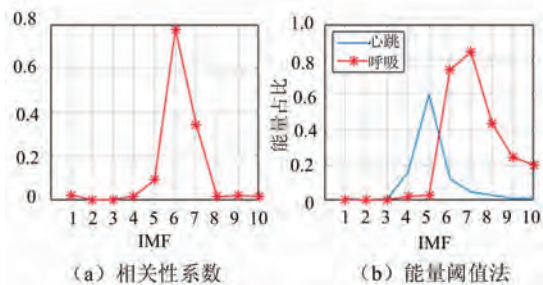


图14 呼吸急促时相关性系数与能量阈值法结果

峰值都处于呼吸频带内。由图14可知,对于呼吸信号存在两个能量占比大于0.7的分量,而IMF7还存在呼吸频带内的其他低频信号能量占比更高,与实际结果相比较IMF6才是实际的呼吸信号,利用相关性分析后的结果能够正确地选取呼吸信号。

对于呼吸缓慢状态下,预先测得呼吸频率为9次/分钟(0.15 Hz)。图15为相关性系数法与能

量阈值法对各IMF分量计算后的结果。图16为提取的生命信号经过IFCEEMD分解后第5~10个分量的频谱图。

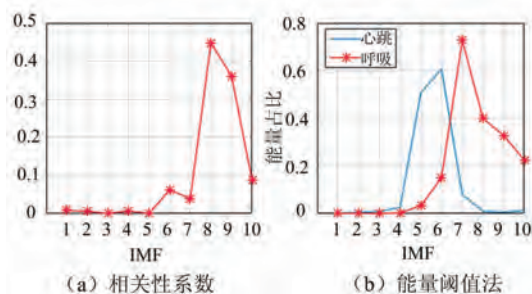


图15 呼吸缓慢时相关性系数与能量阈值法结果

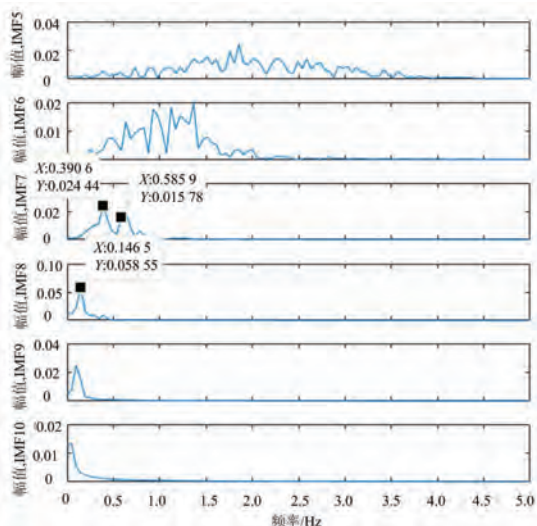


图16 呼吸缓慢时生命信号 IFCEEMD 结果频谱

对于呼吸缓慢状态下,由于IMF7中含有呼吸频带内的频率能量更高,能量阈值法计算后的结果为IMF7的呼吸频带能量占比更高,而实际的呼吸信号为IMF8,本文提出的方法对呼吸缓慢情况下同样也能准确地提取呼吸信号。

3.2.3 目标身体抖动测量结果

目标身体抖动会造成目标在距离维的检测结果波动,但人体抖动时胸腔部位还是基本保持在能量最集中的距离单元内。为适应被测目标的身体状态,提高FMCW雷达系统的发射带宽能够实现更精确的距离分辨率,捕获到实际人体胸腔距离处的原始生命信号。将FMCW雷达系统分别在4 GHz以及6.8 GHz下对于人体处于抖动状态下的生命信号以及提取的结果进行分析。

将表1中的FMCW雷达参数中带宽 B 调整为4 GHz。在4 GHz带宽下距离分辨率为3.92

cm,图 17 为发射信号带宽为 4 GHz 时距离-慢时间轴关系图,0~20 s 内被测人员保持静止,20~40 s 内目标身体伴随着随机抖动,由于距离分辨率相比较 6.8 GHz 带宽下降,被测目标在静止状态下距离集中在 14 个距离单元即 54.88 cm 处。随机抖动环境下的距离信息集中在 14~15 个距离单元之间,导致提取的连续相位信息丢失。预先测得心跳频率为 80 次/分钟(1.33 Hz),呼吸频率为 24 次/分钟(0.4 Hz)。

提取图 17 中 20~40 s 内目标随机抖动状态下主要距离维的生命信号,提取的生命信号以及呼吸心跳频带内的时域和频谱图如图 18 所示。IFCEEMD 分解生命信号后得到的 IMF 分量如图 19 所示。根据图 18 中 FFT 后的频谱与图 19 中 IFCEEMD 后的频谱图,结果均表明在 4 GHz 带宽下由于身体抖动对呼吸心跳结果与实际存在较大误差。

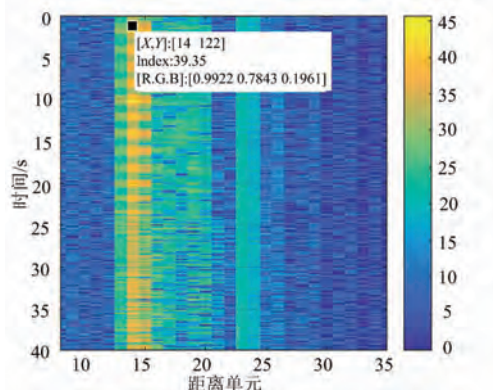


图 17 4 GHz 带宽距离-慢时间轴关系图

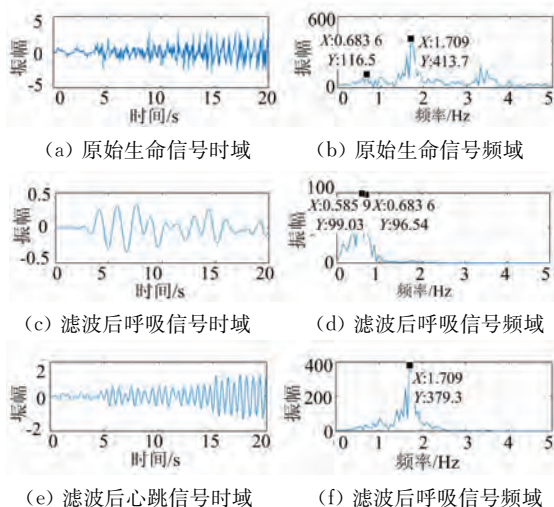


图 18 4 GHz 带宽下身体随机抖动生命信号时域与频谱图

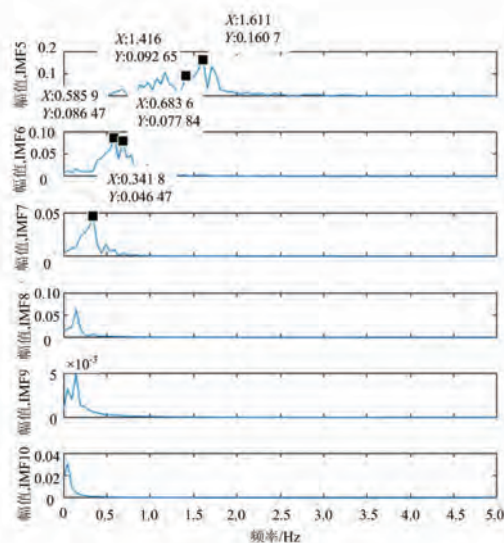


图 19 4 GHz 带宽下生命信号 IFCEEMD 结果频谱

将 FMCW 雷达系统发射信号带宽提高到 6.8 GHz 带宽后,预先测得身体随机抖动下人体心跳频率为 80 次/分钟(1.33 Hz),呼吸频率为 33 次/分钟(0.55 Hz)。提取被测目标 20 s 内呼吸时伴随着身体抖动的生命信号,对应生命信号时域与频域图如图 20 所示。IFCEEMD 分解后第 5~10 个分量分频谱图如图 21 所示,通过图 22 中相关系数与能量阈值法的结果分析可知,相关性分析法能够准确提取出 IMF6 为呼吸信号,得到呼吸频率为 0.5859 Hz(35 次/分钟)与实际呼吸频率相差 2 次/分钟,得到心跳信号为 1.416 Hz(85 次/分钟)与实际人体呼吸频率 80 次/分钟的结果相差在误差范围内。

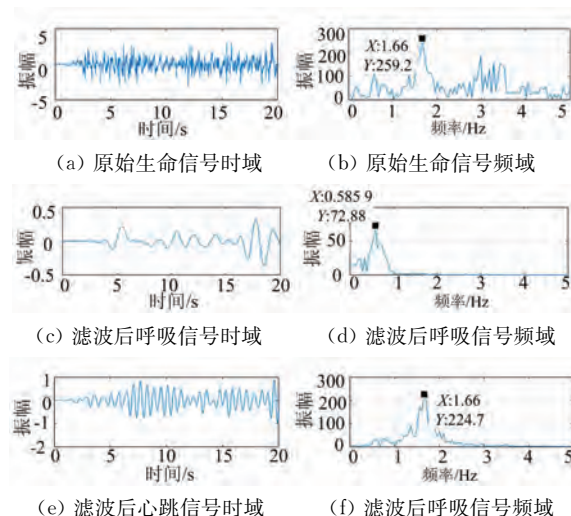


图 20 6.8 GHz 带宽身体随机抖动时生命信号时域与频谱图

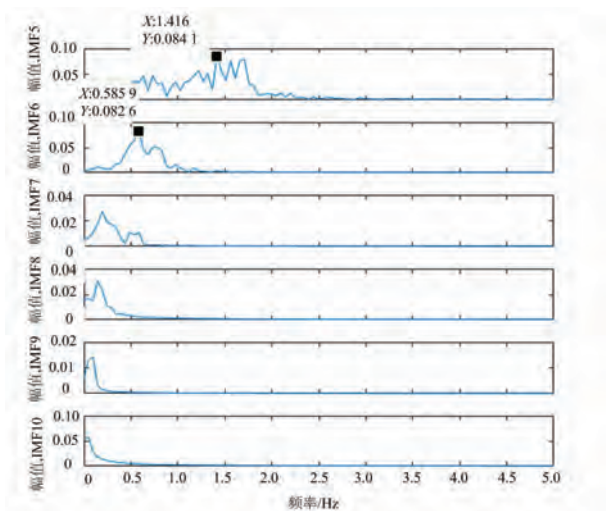
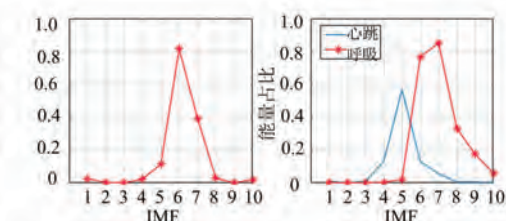


图21 6.8 GHz带宽下生命信号IFCEEMD结果频谱



(a) 相关性系数

(b) 能量阈值法

图22 6.8 GHz带宽身体抖动时相关性系数与能量阈值法结果

通过6.8 GHz与4 GHz带宽下测量的比较,提高距离分辨率后能够有效消除人体身体抖动对呼吸和心跳信号提取的影响,并且提高算法对于复杂环境下的适应性。

4 结束语

本文利用高带宽的FMCW雷达系统提高雷达距离分辨率,对探测距离内的对象提取生命信号。实验结果分析表明:IFCEEMD算法能够在满足计算实时性的基础上具有较好的分解效果,并且提高距离分辨率后能够有效消除身体抖动以及环境噪声对生命信号的干扰,最后利用相关性筛选方法自适应地提取各种呼吸状态下的生命信号提取,能够适应更多复杂场景下的非接触式人体生命体征监测。

参考文献:

[1] MUNOZ-FERRERAS J M, WANG Jing, PENG Zhengyu, et al. FMCW-Radar-Based Vital-Sign Monitoring of Multiple Patients[C]// IEEE MTT-S In-

ternational Microwave Biomedical Conference, Nanjing, China; IEEE, 2019:1-3.

- [2] ALIZADEH M, SHAKER G, DE ALMEIDA J C M, et al. Remote Monitoring of Human Vital Signs Using mm-Wave FMCW Radar[J]. IEEE Access, 2019, 7:54958-54968.
- [3] LIANG X, ZHANG H, YE S, et al. Improved Denoising Method for Through-Wall Vital Sign Detection Using UWB Impulse Radar[J]. Digital Signal Processing, 2018, 74:72-93.
- [4] AHMAD A, ROH J C, WANG D, et al. Vital Signs Monitoring of Multiple People Using a FMCW Millimeter-Wave Sensor[C]// 2018 IEEE Radar Conference, Oklahoma City, OK, USA; IEEE, 2018:1450-1455.
- [5] MUNOZ-FERRERAS J M, PENG Z Y, GOMEZ-GARCIA R, et al. Random Body Movement Mitigation for FMCW-Radar-Based Vital-Sign Monitoring[C]// IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks & Sensing Systems, Austin, TX, USA; IEEE, 2016:22-24.
- [6] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, et al. The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-Stationary Time Series Analysis[J]. Proceedings Mathematical Physical & Engineering Sciences, 1998, 454:903-995.
- [7] 刘震宇, 陈惠明, 陆蔚, 等. 基于改进经验模态分解的雷达生命信号检测[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(12):171-178.
- [8] WANG Y, WANG W, ZHOU M, et al. Remote Monitoring of Human Vital Signs Based on 77-GHz mm-Wave FMCW Radar[J]. Sensors, 2020, 20(10):2999.
- [9] WU Zhaohua, HUANG N E. Ensemble Empirical Mode Decomposition: a Noise Assisted Data Analysis Method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009, 1(1):1-41.
- [10] YEH J R, SHIEH J S, HUANG N E. Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition: a Novel Noise Enhanced Data Analysis Method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2010, 2(2):135-156.
- [11] WANG Y H, YEH C H, YOUNG H W V, et al. On the Computational Complexity of the Empirical Mode Decomposition Algorithm[J]. Physica A Statistical Mechanics & Its Applications, 2014(4):159-167.
- [12] 杨贤昭. 基于经验模态分解的故障诊断方法研究[D]. 武汉:武汉科技大学, 2012.
- [13] 冯久超, 潘水洋. 基于经验模态分解的生命信号提取算法[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2010, 38(10):1-6.

基于 WGAN-GP 的微多普勒雷达人体动作识别

屈乐乐, 王禹桐

(沈阳航空航天大学电子信息工程学院, 辽宁沈阳 110136)

摘要: 针对人体动作识别微多普勒雷达数据量有限的问题, 本文提出基于梯度惩罚的沃瑟斯坦生成对抗网络(WGAN-GP)进行雷达数据增强, 实现深度卷积神经网络(DCNN)在样本数量较少时可以得到有效训练。首先对人体各种动作的线性调频连续波雷达回波数据进行预处理得到微多普勒时频谱图像, 然后采用 WGAN-GP 进行时频谱图像数据增强, 最后利用生成的图像对 DCNN 进行训练。实验结果表明使用 WGAN-GP 可以有效解决雷达数据不足的问题, 从而提高 DCNN 人体动作识别准确率。

关键词: 人体动作识别; 微多普勒; 沃瑟斯坦生成对抗网络; 深度卷积神经网络

中图分类号: TN958 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0195-07

Human Activity Recognition Based on WGAN-GP in Micro-Doppler Radar

QU Lele, WANG Yutong

(College of Electronic Information Engineering, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China)

Abstract: To solve the problem of limited number of micro-Doppler radar data samples, Wasserstein generative adversarial network-GP (WGAN-GP) is proposed to augment radar data for the human activity recognition, which can make the deep convolutional neural network (DCNN) to be trained effectively even with small number of data samples. Firstly, the micro-Doppler spectrogram images of various human activities are obtained by preprocessing the echo signal of linear frequency modulated continuous wave radar. And then WGAN-GP is adopted for the augmentation of micro-Doppler spectrogram images. Finally, the synthetic images are used to train the DCNN. Experimental results show that WGAN-GP can effectively solve the problem of insufficient radar data and improve the classification accuracy of human activity for DCNN.

Key words: human activity recognition; micro-Doppler; WGAN-GP; DCNN

0 引言

人体动作识别技术已广泛应用于智能安防、智慧养老和人机交互等多个领域^[1]。与其他传感器相比, 雷达在人体动作识别上的优势主要表现在: 可对人体进行全天候的监测, 可以有效地防止外界因素的干扰和避免目标的隐私泄露问题。微多普勒效应指的是雷达探测物除平动多普勒频率之外因振动、旋转等微运动而产生的额外频率调制的物理现象, 由目标运动产生的微多普勒效应可有效地应用于人体动作识别。

目前, 随着深度学习的快速发展, 各种学习方法被广泛应用于基于雷达图像的人类动作识

别, 其中深度卷积神经网络(Deep Convolutional Neural Network, DCNN)已成为人类动作识别的首选方法^[2-5]。但 DCNN 大都需要充足的雷达数据进行训练实现人体动作识别, 但是在实际工作中, 由于雷达数据采集成本过高, 数据量往往有限, 因此无法有效训练 DCNN。针对雷达数据过少而导致深度学习模型训练受限制的问题, 目前主要的方法有三种: 采用迁移学习技术对基于微多普勒特征的人体动作识别^[6]、采用动作捕捉(Motion Capture, MOCAP)合成微多普勒雷达数据^[7]和采用生成对抗网络(Generative Adversarial Network, GAN)进行雷达数据增强^[8-11]。但微多普勒雷达图像与光学图像有根本的不同, 基于光学图像的迁移学习技术能否有效地应用于雷达图

收稿日期: 2021-02-22; 修回日期: 2021-04-27

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61671310); 航空科学基金(No. 2019ZC054004); 辽宁省兴辽英才计划项目(No. XLYC1907134); 辽宁省百千万人才工程项目(No. 2018B21)

像上还有待于进一步的研究。采用 MOCAP 合成微多普勒雷达数据仍然受到人力、时间和数据收集成本的限制,并且合成的数据未考虑到周围复杂环境的影响。利用 GAN 进行雷达数据增强同样可以解决雷达图像数据过少的问题,但是需要注意生成图像的质量和多样性。文献[8-9]采用深度卷积生成对抗网络(Deep Convolutional GAN, DCGAN)进行雷达图像数据增强,提高动作识别准确率。文献[10-11]提出采用辅助分类器生成对抗网络(Auxiliary Classifier GAN, ACGAN)和 DCNN 对不同环境下的人体动作进行识别,识别准确率得到提升。虽然 DCGAN 和 ACGAN 可以解决雷达数据不足的问题,但是其训练过程并不稳定,常常需要训练多次才能达到平衡,并且需要平衡网络结构和调整超参数。本文提出利用基于梯度惩罚的沃瑟斯坦生成对抗网络(Wasserstein Generative Adversarial Network-Gradient Penalty, WGAN-GP)进行微多普勒时频谱图像增强。相较于 DCGAN 和 ACGAN, WGAN-GP 提供了一个更稳定的训练过程,对于模型架构和超参数的选择不敏感,生成的图像质量更高,多样性更强。

本文首先对 5 种不同的人体动作线性调频连续波雷达回波数据进行预处理获得相应的微多普勒时频谱图像,然后介绍了基于 GAN 的时频谱图像增强方法,并对比了 DCGAN、ACGAN 和 WGAN-GP 对微多普勒时频谱图像的数据增强效果。最后实验结果表明,使用 WGAN-GP 对微多普勒时频谱图像进行数据增强,可有效地解决 DCNN 由于数据量有限导致的过拟合问题,提高动作识别准确率。

1 雷达信号采集与预处理

实验数据使用格拉斯哥大学提供的公开雷达数据集^[12],该数据集通过中心频率为 5.8 GHz,带宽为 400 MHz 的线性调频连续波雷达采集不同人体动作的回波数据得到。本文使用的数据包含 40 名男性志愿者,分别进行喝水、拾取物体、行走、站立、坐下五种人体动作,每个动作重复测量 3 次,其中行走的动作测量时间为 10 s,其余动作为 5 s。每个动作共得到 120 个雷达回波数据,共计 $120 \times 5 =$

600 个数据。对 5 种人体动作的原始回波数据进行预处理,得到相应的微多普勒时频谱图像,回波数据预处理流程如图 1 所示。

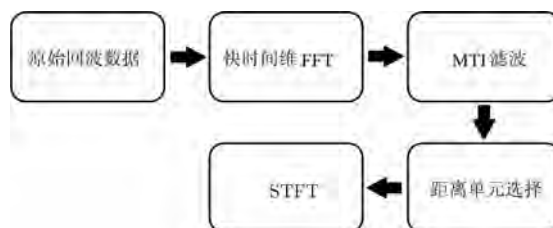
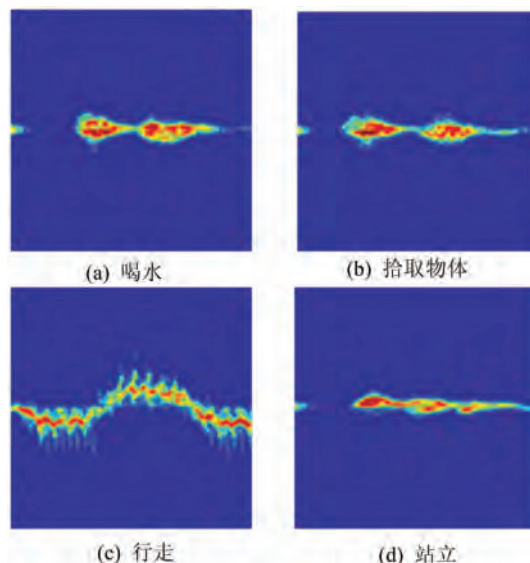


图 1 回波数据预处理流程

将每个动作对应的回波样本数据表示为 $N \times M$ 维矩阵,其中 N 为快时间采样个数,即为每个调频周期对应的数据采样点数, M 为慢时间采样个数,即为每个动作样本数据对应的 chirps 数量。首先对数据矩阵的每一列在快时间维进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)得到距离像信息。然后使用 4 阶截止频率为 0.007 5 Hz 的 Butterworth 高通滤波器作为 MTI 滤波器对背景杂波进行抑制。根据人体目标与雷达之间的距离选择的距离单元范围为 10~30,对每一个距离单元沿慢时间维进行短时傅里叶变换(Short Time Fourier Transform, STFT),然后对每个距离单元的 STFT 结果进行相干叠加得到微多普勒时频谱图像,其中 STFT 采用长度为 0.2 s,重叠系数为 95% 的 Hamming 窗。

得到的微多普勒时频谱图像大小为 464×400 像素,为了降低网络训练的计算复杂度,将时频谱图像统一缩放为 64×64 像素,如图 2 所示。



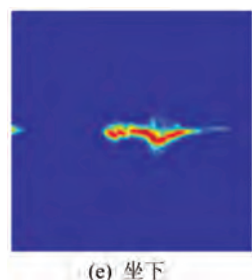


图 2 人体各动作微多普勒时频谱图像

2 基于 GAN 的微多普勒时频谱图像增强

2.1 DCGAN

GAN 最早由 Ian Goodfellow 在 2014 年首次提出^[13]。GAN 是一种有效的数据生成网络,其中包括生成器(Generator, G)和判别器(Discriminator, D),通过生成器和判别器的对抗训练可以生成效果相当逼真的图像数据,解决数据量不足的问题^[14]。GAN 的结构如图 3 所示,其优化过程则是一个极大极小博弈过程,最终使判别器和生成器达到纳什均衡。

生成器和判别器的对抗训练优化过程可用式(1)表示:

$$\min_G \max_D V(G, D) = E_{x \sim P_r} [\log(D(x))] + E_{\tilde{x} \sim P_g} [\log(1 - D(\tilde{x}))] \quad (1)$$

式中, x 为真实数据, P_r 为真实数据分布, P_g 为生成数据 $\tilde{x} = G(z)$ 分布, z 为生成器的输入噪声。式(1)中判别器 D 最大化 $V(G, D)$, 生成器 G 最小化 $V(G, D)$ 。式(1)表示的目标函数实质上是在判别器 D 为最优的前提下最小化真实数据分布 P_r 和生成数据分布 P_g 之间的 JS 散度。

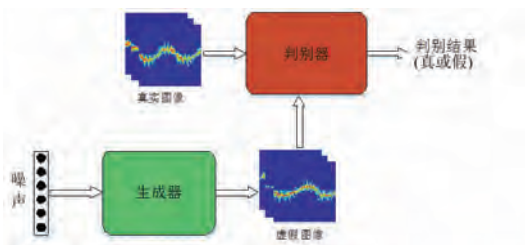


图 3 GAN 结构

DCGAN 是将卷积神经网络和 GAN 的一种

结合^[15]。相较于原始的 GAN, DCGAN 主要对生成器和判别器的网络结构进行改进,一方面通过采用卷积神经网络结构替代 GAN 中的多层感知机从而提高判别器判别图像的能力,另一方面通过采用转置卷积神经网络提升生成器生成图像的效果。

2.2 ACGAN

ACGAN 将噪声和相关的类别标签混合作为生成器的输入,并使判别器既判断真假又判断类别^[16]。通过对生成图像类别的判断,可以使得生成器更加准确地找到类别标签对应的噪声分布。其生成器和判别器的网络结构使用深度卷积网络结构。ACGAN 的目标函数包括两部分:

$$L_s = E [\log P(S = \text{real} | x)] + E [\log P(S = \text{fake} | \tilde{x})] \quad (2)$$

$$L_c = E [\log P(C = c | x)] + E [\log P(C = c | \tilde{x})] \quad (3)$$

式中, L_s 为数据样本来源判别正确的最大似然估计, L_c 为数据样本类别判别正确的最大似然估计。判别器最大化 $L_s + L_c$, 生成器最大化 $L_c - L_s$ 。ACGAN 通过添加标签约束来提高生成数据的质量。

2.3 WGAN-GP

如果 GAN 中的生成器生成数据的概率分布与真实数据的概率分布几乎是没有重叠部分或者两分布重叠部分可以被忽略,则 JS 散度无法衡量生成数据分布和真实数据分布的距离,这时通过优化 JS 散度训练 GAN 将导致找不到正确的优化目标,容易产生训练梯度不稳定和模式坍塌的问题。

为解决上述问题,沃瑟斯坦生成对抗(Wasserstein GAN, WGAN)网络提出使用 Wasserstein 距离作为训练 GAN 的优化方法^[17]。为了满足 Lipschitz 连续性, WGAN 使用了将权重限制在一定范围内以强制满足 Lipschitz 连续性的方法,但这会导致生成结果不佳。WGAN-GP 是基于梯度惩罚的 WGAN^[18]。WGAN-GP 改善了 Lipschitz 连续性约束条件,使用梯度惩罚代替 WGAN 中的权重裁剪。

WGAN-GP 的目标函数为

$$\max_D V(G, D) = E_{x \sim P_r} [D(x)] - E_{\tilde{x} \sim P_g} [D(\tilde{x})] - \lambda E_{\tilde{x} \sim P_g} [(\|\nabla_x D(\tilde{x})\|_2 - 1)^2] \quad (4)$$

$$\min_G L(G, D) = E_{x \sim P_r} [D(x)] - E_{\tilde{x} \sim P_g} [D(\tilde{x})] \quad (5)$$

式中, λ 为梯度惩罚项系数, $P_{\tilde{x}}$ 为梯度惩罚项的抽样分布, 判别器最大化 $V(G, D)$, 生成器最小化 $L(G, D)$ 。WGAN-GP 提供了一种稳定的训练方法, 几乎不需要调整参数, 就能生成质量高多样性强的图像, 解决了训练梯度消失和梯度爆炸的问题。

2.4 微多普勒时频谱图像数据增强

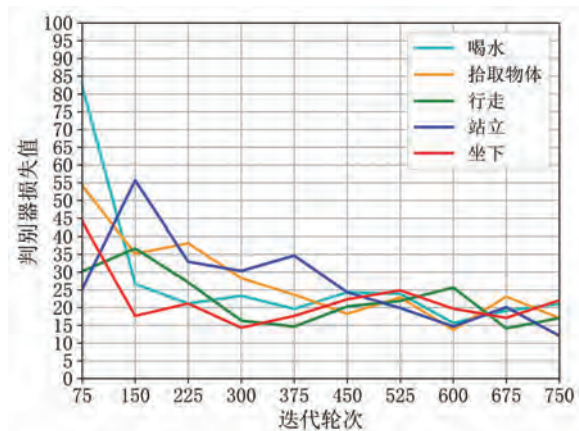
本文采用的 WGAN-GP 网络中判别器和生成器使用 DCNN 结构, 具体的网络结构如表 1 所示。

表 1 WGAN-GP 结构

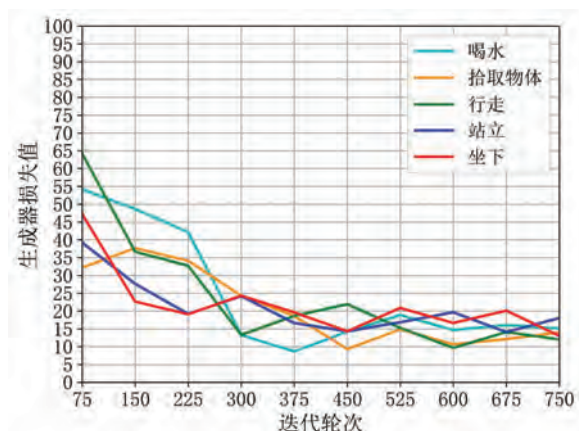
判别器	生成器
图像, 尺寸: $64 \times 64 \times 3$	噪声, 尺寸: 128×1
卷积层, 卷积核个数: 64, 尺寸: 5×5 , 步长: 2	全连接层
层标准化	批标准化
带泄露修正线性单元	修正线性单元
卷积层, 卷积核个数: 128, 尺寸: 5×5 , 步长: 2	反卷积层, 卷积核个数: 256, 尺寸: 5×5 , 步长: 2
层标准化	批标准化
带泄露修正线性单元	修正线性单元
卷积层, 卷积核个数: 256, 尺寸: 5×5 , 步长: 2	反卷积层, 卷积核个数: 128, 尺寸: 5×5 , 步长: 2
层标准化	批标准化
带泄露修正线性单元	修正线性单元
卷积层, 卷积核个数: 512, 尺寸: 5×5 , 步长: 2	反卷积层, 卷积核个数: 64, 尺寸: 5×5 , 步长: 2
层标准化	批标准化
带泄露修正线性单元	修正线性单元
全连接层	反卷积层, 卷积核个数: 3, 尺寸: 5×5 , 步长: 2
	激活函数

本文使用的深度学习框架为 TensorFlow, CPU 为 AMD R9 3900X, 同时使用 NVIDIA GTX 2060 和 CUDA 加速训练。WGAN-GP 模型中所有的参数初始化服从均值为 0, 标准差为 0.2 的正态分布, 判别器和生成器的学习率设置为 0.0002, 采用 Adam 优化算法, 带泄露修正线性单元斜率设置为 0.2, 批大小设置为 32, 梯度惩罚项系数为 10。

将原始数据划分成训练集和测试集, 训练集每个动作包含 96 幅时频谱图像, 共计 $96 \times 5 = 480$ 幅图像。测试集每个动作包含 24 幅时频谱图像, 共计 $24 \times 5 = 120$ 幅图像。使用 WGAN-GP 对训练集中的每个动作分别进行时频谱图像增强, WGAN-GP 的判别器和生成器损失值曲线如图 4 所示, 虽然损失值曲线在一定程度上反映了判别器和生成器的训练进程, 但是其并不能衡量生成图像的质量, 需通过视觉分析生成图像的质量。为了进一步对比 WGAN-GP 生成图像的质量, 在同等条件下, 使用 DCGAN 和 ACGAN 对雷达图像数据进行生成, 其判别器和生成器结构与表 1 类似。



(a) 判别器损失值曲线



(b) 生成器损失值曲线

图 4 WGAN-GP 的损失值曲线

图 5 展示了 3 种不同 GAN 的生成图像。对比图 5 和图 2 可以看出, WGAN-GP 生成的图像与真实的微多普勒时频谱图像在宏观上非常相似, 并且训练过程较为稳定, 未发生模式坍塌。DCGAN 和 ACGAN 生成的图像质量低于 WGAN-GP, 特别是躯干对应的低频部分很模糊。DCGAN 和 ACGAN

在训练过程中均发生了模式坍塌,生成了大量相同的图像,并且 ACGAN 生成了很多错误类别的图像,例如行走类别的生成图像里含有许多其他动作的生成图像。

DCGAN 和 ACGAN 需要平衡生成模型和判别

模型的训练进程,避免模式坍塌,达到纳什平衡,并且需要经过大量的可视化分析筛选出符合运动特征的生成图像,这将导致工作量的激增。而 WGAN-GP 拥有更稳定的训练过程,并能生成更高质量的样本图像。

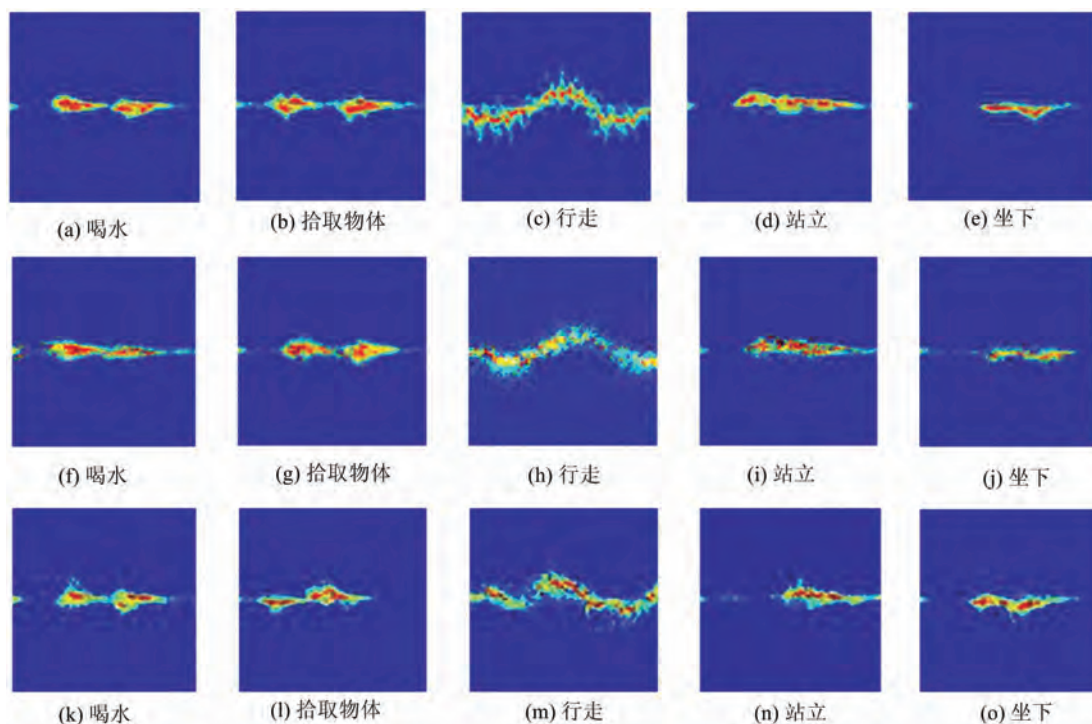


图5 WGAN-GP,DCGAN 和 ACGAN 生成图像((a)~(e) 为 WGAN-GP 生成图像,(f)~(j)为 DCGAN 生成图像,(k)~(o)为 ACGAN 生成图像)

3 基于 DCNN 的人体动作识别

目前,DCNN 在图像分类上显示了巨大潜力。DCNN 具有独立学习图像特征并建立分类边界的能力。本文采用 DCNN-10 来验证 WGAN-GP 在人体动作识别中的性能。DCNN-10 包括 7 个卷积层和 3 个全连接层,每一个卷积层后都包含批归一化和修正线性单元,具体的网络结构如图 6 所示。训练时采用 Adam 优化算法,批大小设置为 32,学习率设置为 0.0005。

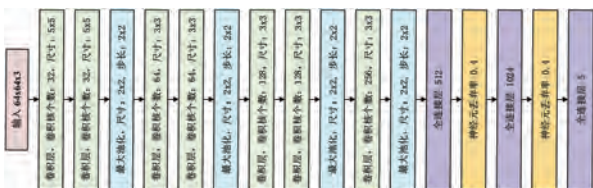


图6 DCNN-10 网络结构

首先使用原始训练集($96 \times 5 = 480$)训练 DCNN-10,使用测试集测试 DCNN-10 的准确率。测试集准确率曲线如图 7 所示,当迭代轮次超过 120 后,测试集准确率趋于稳定,达到 93.3%。

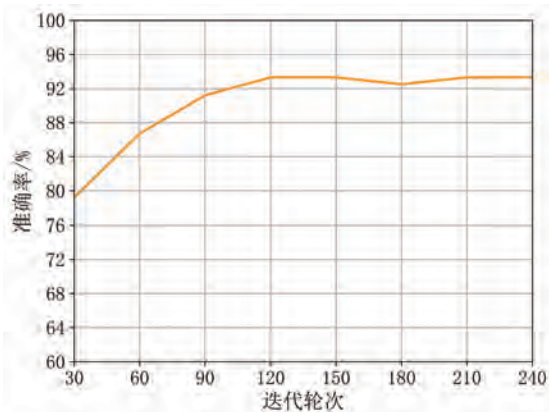


图7 仅使用原始训练集时测试集准确率

为了测试添加的生成图像数量对于 DCNN-10 准确率的影响,接下来将原始训练集分别与不同数

量的 WGAN-GP 生成图像混合在一起,组成新训练集,使用混合后的新训练集分别重新训练 DCNN-10,并用相同的测试集测试 DCNN-10 的分类准确率,测试结果如图 8 所示。

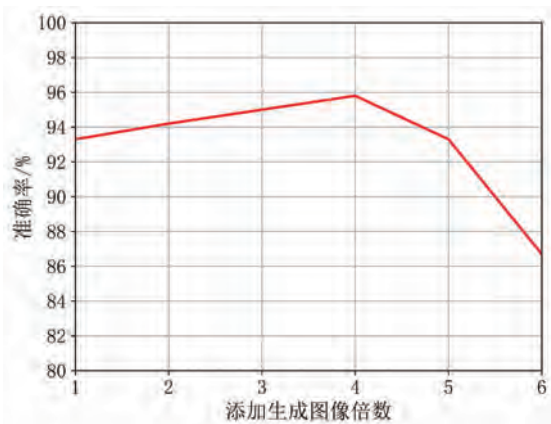


图8 各比例生成图像的测试集准确率

向原始训练集中添加 4 倍数量的生成图像时测试集准确率最高,达到 95.8%。但当加入 6 倍的生成图像时准确率骤降为 86.7%。这是因为生成图像与真实的微多普勒雷达图像虽然看起来十分相似,但图像质量仍不如真实的微多普勒雷达图像,如果训练集中的生成图像超过一定数量时会影响 DCNN-10 对微多普勒雷达图像特征的学习,导致测试集准确率降低。当原始训练集中加入的生成图像在一定数量内时,随着加入的生成图像越多,DCNN-10 的分类准确率越高,生成图像可有效地增强 DCNN-10 的泛化能力,提高识别准确率。

为了对比不同生成对抗网络的生成图像对于 DCNN-10 准确率的影响,向原始训练集中分别加入 4 倍数量的 DCGAN 和 ACGAN 的生成图像,组成新训练集,分别重新训练 DCNN-10,使用相同的测试集测试其准确率。测试集准确率曲线如图 9 所示,当迭代轮次超过 120 后,加入 DCGAN 生成图像后的测试集准确率稳定在 91.7%左右,加入 ACGAN 生成图像后的测试集准确率稳定在 90.8%左右,加入 WGAN-GP 生成图像后的测试集准确率稳定在 95.8%左右。测试集中每种动作的准确率如表 2 所示。

利用 DCGAN 和 ACGAN 进行数据增强后,测试集的准确率相比于仅使用原始训练集均有所下降,其中加入 ACGAN 的生成图像后准确率最低。这是由于加入的 DCGAN 和 ACGAN 的生成图像质

表2 DCNN-10 测试结果

方法	准确率					AVG
	D	P	W	ST	SI	
OR	95.8	91.7	100	91.7	87.5	93.3
WG	100	91.7	100	95.8	91.7	95.8
DC	95.8	87.5	100	91.7	83.3	91.7
AC	91.7	87.5	100	91.7	83.3	90.8

注: OR=仅使用原始训练集, WG=加入 WGAN-GP 生成图像, DC=加入 DCGAN 生成图像, AC=加入 ACGAN 生成图像, D=喝水, P=拾取物体, W=行走, ST=站立, SI=坐下, AVG=平均准确率。

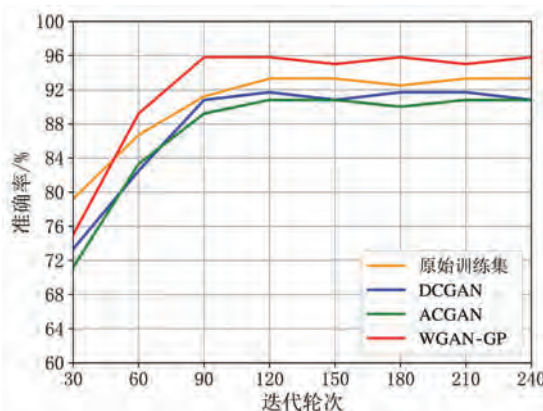


图9 不同生成对抗网络的测试集准确率

量和多样性过低所导致的,并且 ACGAN 的生成图像里混有错误标签影响了分类准确率。而利用 WGAN-GP 进行数据增强后,训练出的 DCNN-10 在测试集上的准确率相比于仅使用原始训练集明显提高。

4 结束语

本文基于生成对抗网络提出采用 WGAN-GP 对微多普勒时频谱图像进行数据增强。实验结果表明,相比于 DCGAN 和 ACGAN,使用 WGAN-GP 对微多普勒时频谱图像数据增强,可有效地增强 DCNN 的泛化能力,提升测试集识别准确率。在下一步工作中,将结合自动筛选方法继续完善基于 GAN 的雷达图像增强技术,提升生成图像的质量,提高人体动作的识别准确率。

参考文献:

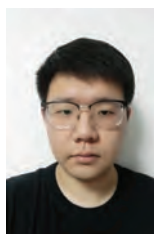
- [1] 韩锬,黄泽帆. 基于人体姿态动态特征的跌倒行为识别方法[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2020, 47(12): 69-76.

- [2] KIM Y, MOON T. Human Detection and Activity Classification Based on Micro-Doppler Signatures Using Deep Convolutional Neural Networks[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13(1):8-12.
- [3] 蒋留兵,魏光萌,车俐. 基于卷积神经网络的雷达人体动作识别方法[J]. 计算机应用与软件, 2019, 36(11): 168-174.
- [4] 邵禹铭. 基于深度学习方法的人体微动特征识别[D]. 合肥:中国科学技术大学, 2018.
- [5] YE Wenbin, CHEN Haiquan. Human Activity Classification Based on Micro-Doppler Signatures by Multiscale and Multitask Fourier Convolutional Neural Network [J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(10):5473-5479.
- [6] PARK J, JAVIER R J, MOON T, et al. Micro-Doppler Based Classification of Human Aquatic Activities via Transfer Learning of Convolutional Neural Networks[J]. Sensors, 2016, 16(12):1990.
- [7] SEYFIOGLU M S, EROL B, GURBUZ S Z, et al. DNN Transfer Learning from Diversified Micro-Doppler for Motion Classification[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(5):2164-2180.
- [8] ALNUJAIM I, OH D, KIM Y. Generative Adversarial Networks to Augment Micro-Doppler Signatures for the Classification of Human Activity[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2020, 17(3):396-400.
- [9] MI Ye, JING Xiaojun, MU Junsheng, et al. DCGAN-Based Scheme for Radar Spectrogram Augmentation in Human Activity Classification[C] // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, MA, USA; IEEE, 2018:1973-1974.
- [10] EROL B, GURBUZ S Z, AMIN M G. GAN-Based Synthetic Radar Micro-Doppler Augmentations for Improved Human Activity Recognition[C]// IEEE Radar Conference, Boston, MA, USA; IEEE, 2019:1-5.
- [11] EROL B, GURBUZ S Z, AMIN M G. Motion Classification Using Kinetically Sifted ACGAN-Synthesized Radar Micro-Doppler Signatures[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(4): 3197-3213.
- [12] FIORANELLI F, SHAH S A, LI H, et al. Radar Signatures of Human Activities[EB/OL]. [2020-11-25]. <http://researchdata.gla.ac.uk/848/>.
- [13] Goodfellow I J, Pouget-Abadie J, Mirza M, et al. Generative Adversarial Networks[J]. Advances in Neural Information Processing Systems, 2014, 3:2672-2680.
- [14] CRESWELL A, WHITE T, DUMOULIN V, et al. Generative Adversarial Networks: An Overview [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2017, 35(1):53-65.
- [15] RADFORD A, METZ L, CHINTALA S. Unsupervised Representation Learning with Deep Convolutional Generative Adversarial Networks[EB/OL]. [2020-11-25]. <https://arxiv.org/abs/1511.06434>.
- [16] ODENA A, OLAH C, SHIENS J. Conditional Image Synthesis with Auxiliary Classifier GANs [EB/OL]. [2020-11-25]. <https://arxiv.org/abs/1610.09585>.
- [17] ARJOVSKY M, CHINTALA S, BOTTOU L. Wasserstein GAN[EB/OL]. [2020-11-25]. <https://arxiv.org/abs/1701.07875>.
- [18] GULRAJANI I, AHMED F, ARJOVSKY M, et al. Improved Training of Wasserstein GANs [EB/OL]. [2020-11-25]. <https://arxiv.org/abs/1704.00028>.

作者简介:



屈乐乐 男, 1983年生, 河南焦作人, 博士, 沈阳航空航天大学电子信息工程学院教授, 主要研究方向为超宽带雷达信号处理技术、稀疏微波成像技术、人体行为雷达识别技术。



王禹桐 男, 1996年生, 辽宁锦州人, 沈阳航空航天大学电子信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理技术。

(上接第 194 页)

作者简介:



杨俊 男, 1997年生, 安徽安庆人, 现为重庆邮电大学硕士研究生, 主要研究方向为毫米波雷达信号处理。

黄俊 男, 1971年生, 四川德阳人, 2004年获上海交通大学工学博士学位, 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院教授, 主要研究方向为毫米波雷达信号处理、嵌入式 AI 与物联网应用。

陶威 男, 1997年生, 四川绵阳人, 现为重庆邮电大学硕士研究生, 主要研究方向为毫米波雷达信号处理。

基于 CBGA 技术的双频段四通道变频 SiP

刘晓政, 邱宇, 刘明, 闵志先

(中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088)

摘要: 在现代雷达系统中, 相控阵雷达以其得天独厚的优势依然占据着强势的地位, 其中作为核心器件的收发组件发挥重要的作用。伴随着组件高集成、小型化和轻量化的需求, 系统级封装(SiP)的技术得以迅猛的发展。本文设计完成了一种基于陶瓷球栅阵列(CBGA)封装的集成 S 波段和 P 波段的四通道变频 SiP 模块, 共集成 4 路 S 波段变频和 1 路 P 波段双向放大芯片, 可切换 4 种工作模式。四通道的带内发射高、低增益值约为 30 dB 和 14 dB, 带内接收高、低增益值约为 48 dB 和 35 dB, 满足设计要求。此外, 变频 SiP 通过 CBGA 方式组装在印刷电路板(PCB)上, 器件通过 100 次 $-55\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度循环试验, 板级可靠性较高。

关键词: 陶瓷球栅阵列; 系统级封装; 变频器; 增益; 可靠性

中图分类号: TN958.92; TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2022)02-0202-07

Research on Dual-Band and Four-Channel Mixer SiP Based on CBGA Package Technology

LIU Xiaozheng, QIU Yu, LIU Ming, MIN Zhixian

(The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China)

Abstract: In modern radar system, the phased array radar still occupies a strong position with its unique advantages. The transmit/receive module as the core component plays an important role. With the requirement of high integration, miniaturization and lightweight of components, the technology of system in package (SiP) is developing rapidly. In this paper, a four-channel mixer SiP module integrating S-band and P-band is designed based on ceramic ball grid array (CBGA) package, which integrates four S-band frequency conversion chips and one P-band bidirectional amplifier chip, and can switch over four working modes. The high and low transmit gain values of the four channels are about 30 dB and 14 dB, the high and low receive gain values of the four channels are about 48 dB and 35 dB, which meets the design requirement. The mixer SiP was assembled on the printed circuit board (PCB) with CBGA method and passed 100 cycles in $-55\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ temperature cycle test. The high board-level reliability was verified.

Key words: ceramic ball grid array (CBGA); system in package; mixer; gain; reliability

0 引言

随着相控阵技术的飞速发展, 相控阵雷达已然成为当今雷达的重要方向, 其能够实现多目标跟踪、多波束扫描、指向灵活、可靠性高等优势, 广泛应用于星载、弹载、机载、舰载雷达及地面预警、跟踪雷达与电子对抗、汽车防撞雷达等军民领域^[1-2]。数字阵列雷达(DAR)是将数字技术和雷达阵列技术进行完美结合, 在发射和接收模式下均以数字波束形成(DBF)取代传统模拟波束形成

(ABF)。数字阵列模块将射频收发单元、本振功分单元、中频数字收发单元等功能电路一体化设计, 作为数字阵列雷达的核心组成部分, 其演进发展使得雷达阵列系统具有鲁棒、可扩充、可重构等特性, 从而更好地应用于不同的领域和作战平台^[3]。射频收发单元作为数字阵列模块的重要组成部分, 数量众多, 深入研究其性能指标、集成度、可靠性、可制造性, 对数字阵列雷达技术发展具有重要意义。

伴随着电路及封装技术的飞速发展, 系统级封装(SiP)技术作为一种新颖的封装技术应运而

生,其定义为将一个或者多个具有不同功能的IC芯片及各种电子元器件整个在同一封装中,形成单个具有功能齐全的系统或者子系统^[4-6]。相比于传统的封装技术,SiP技术具有多功能、高集成、成本低、高生产效率及简化系统设计等优点,在国内外掀起一股热潮。

Yeo等人设计了一款相控阵雷达X波段收发组件^[7],该组件采用3D多层封装技术集成了射频收发电路与无源传输结构,尺寸仅为20 mm×20 mm×3.7 mm。在0.1~10 GHz插入损耗小于1.5 dB,回波损耗小于-13.5 dB,整体收发组件最大输出功率为39.8 dBm,发射增益为41 dB,接收增益为19.2 dB,噪声系数为6.3 dB。

吴喆等人设计了一款电路面积30 mm×30 mm的变频宽带收发前端模块^[8],基于SiP技术和HTCC基板集成了收发支路和本振支路。测试结果得出接收频率为100~3500 MHz,功率-100~0 dBm,输出功率大于-2 dBm,小信号噪声系数低于5 dB,杂散抑制度大于20 dBc,发射支路输出功率大于12 dBm。

武红玉等人研制了一种40 mm×40 mm×10 mm的S频段变频收发SiP模块^[9]。模块主要的测试结果为接收通道动态范围-100~-40 dBm,输出信号0~2 dBm,噪声系数小于等于2.8 dB,带外抑制大于等于50 dBc;发射通道输出信号大于等于2 dBm,杂波抑制大于等于55 dBc。

本文设计了一款集成S波段和P波段的四通道变频SiP,满足高集成、多通道及多种工作状态切换的需求,希望对相关的工程应用和 design 研究提供一定帮助。

1 双频段四通道变频SiP设计

本文中的双频段四通道变频SiP为了数字阵列模块射频电路部分的多功能和多通道集成提供了良好的解决途径,使得数字阵列模块的组成清晰,降低了系统的复杂度,便于调测、组装、维修和试验。双频段四通道变频SiP采用超外差接收原理,利用本振信号在内部变频器中完成前端射频收发与中频数字收发的信号频率转换功能,并且具有信号放大的功能,满足各级接口的工作电平需求,多通道的设计需要在高集成小型化的同时

保证较高的通道间隔度。

超外差式接收机变频器,在本振(LO)信号的作用下,把射频(RF)信号变成中频(IF)信号,这个过程可用调谐方程,即公式(1)来表示:

$$|m \times f_{LO} \pm n \times f_{RF}| = f_{IF} \quad (1)$$

式中: m, n 为正整数,表示谐波的次数; f_{LO} 为本振LO的频率, f_{RF} 为输入射频RF信号的频率, f_{IF} 为中频的频率。当 m, n 都等于1时,就可得到最基本的调谐方程式:

$$|f_{LO} \pm f_{RF}| = f_{IF} \quad (2)$$

式中, f_{LO} 信号频率的连续可变就可以把较宽的 f_{RF} 输入信号频率范围混频到固定的 f_{IF} 信号频率,同时,对于一定的 f_{IF} 信号频率和 f_{LO} 信号频率,就会对应存在 f_{img} 镜像信号频率,在实际的电路设计中,我们采用镜像抑制混频器和镜像抑制滤波器来实现镜像干扰抑制。

从公式(1)中,混频器除了输出所需要的频率外,还有产生许多其他的频率组合分量,其中 m, n 为正整数。除了所需要的频率之外,其他频率的信号一般都叫做虚假信号或者寄生信号,经过Genesys软件仿真,混频器输出工作频率窗口仿真结果如图1所示,具体电路设计中采用双平衡混频器,对偶次混频可实现较高的抑制度,所以可满足系统使用需求。

1.1 SiP电路设计

本文涉及的SiP采用双频段四通道一体化设计,集成4路S波段变频和1路P波段双向放大,S波段变频通道3和P波段放大共用中频接口,另外集成了低压差稳压器(LDO),本振放大和功放电路,SiP完整的功能框图如图2所示。SiP一共有多个控制端口,其中2个为LDO芯片的使能控制,4个S变频芯片的收发切换及增益控制,5个控制P双向放大芯片的收发切换及增益,1个控制第三通道工作模式,可选择P双向放大或S变频收发。在通道之间利用金属隔墙独立分腔实现了高隔离度设计。

双频段四通道变频SiP内部主要功能芯片包括S波段变频多功能芯片和P波段双向放大器芯片。S波段变频多功能芯片的收发通道分别集成了收发开关、低噪声放大器、上变频器、下变频器、可变增益放大器和驱动放大器等多个射频单元,

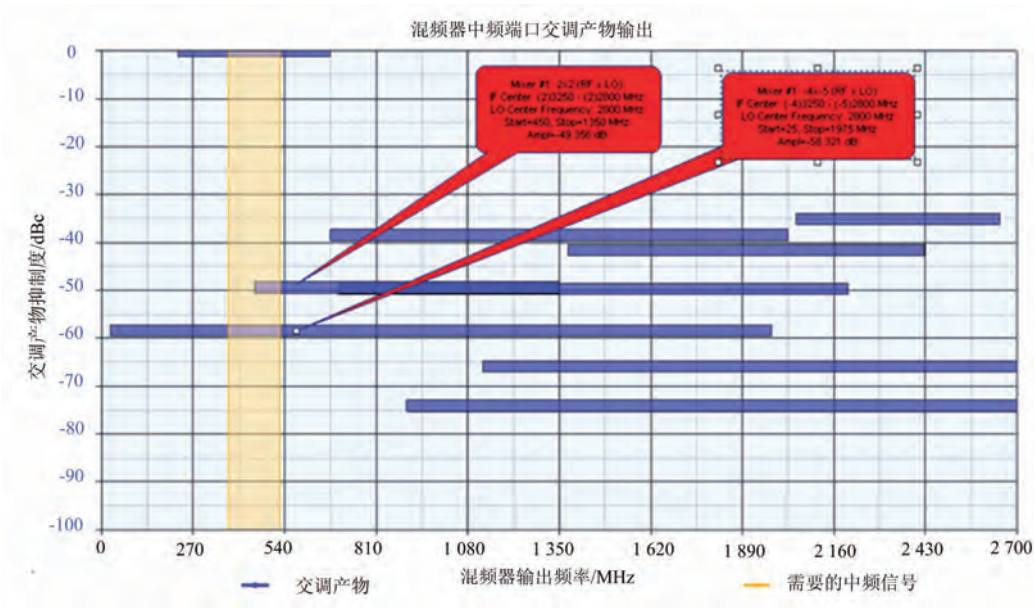


图 1 混频器输出工作频率窗口仿真结果

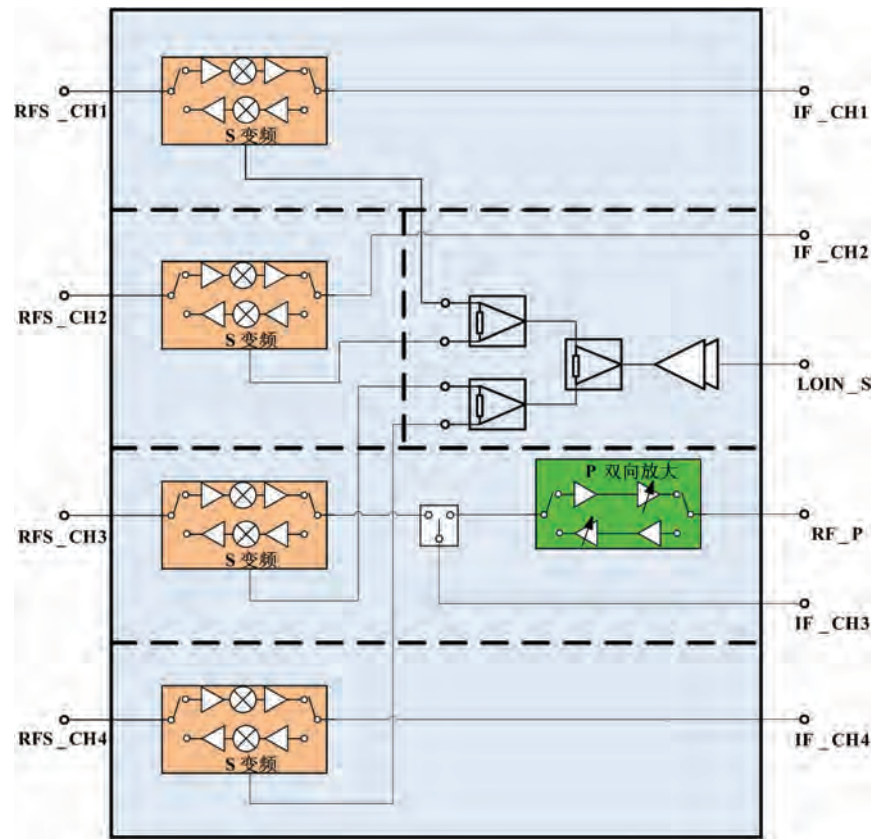
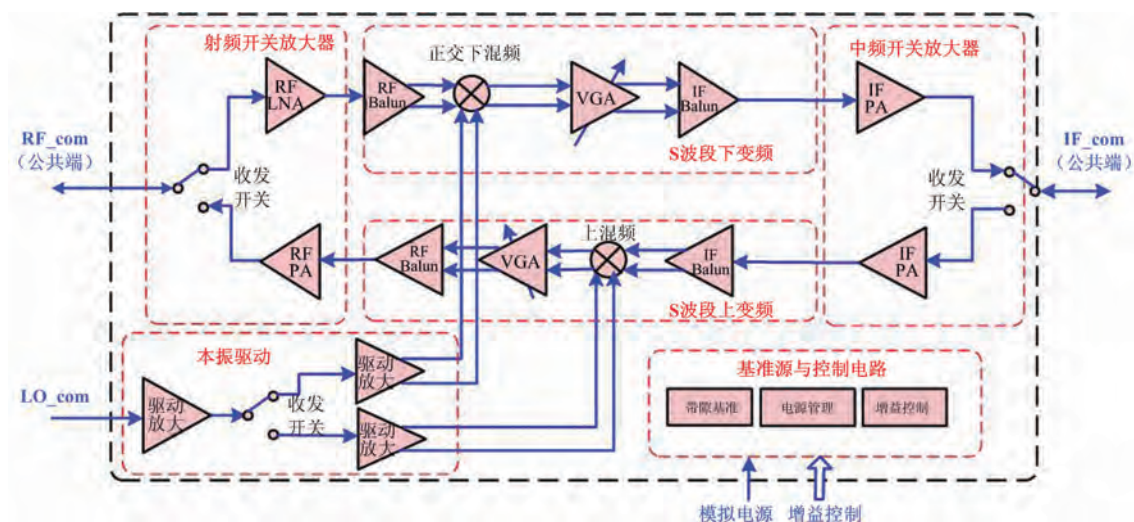
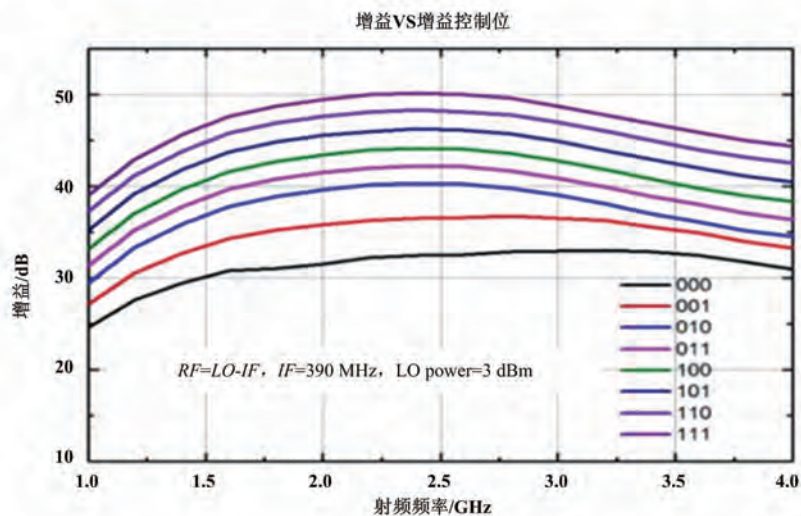


图 2 双频段四通道变频 SiP 功能框图



(a) 原理框图



(b) 增益频响曲线图

图3 S波段变频多功能芯片原理框图和增益频响曲线图

RF 频率为 S 波段,中频为 P 波段,其芯片电路功能框图和增益曲线如图 3 所示。

P 波段双向放大器芯片集成了低噪声放大器、数控衰减器、驱动放大器、开关等单元电路,具有较高的集成度,工作频率为 P 波段,增益为 38 dB,输出 1 dB 压缩点 17 dBm。其原理框图如图 4 所示。

SiP 其余部分选用的放大器、功分器、开关等芯片,这里就不一一赘述了。

1.2 SiP 封装设计

球栅阵列(Ball Grid Array,BGA)封装技术具有高的封装密度,同时又具有优良的电性能、低噪声、低寄生电感电容等优点,在高速 PCB 设计中得

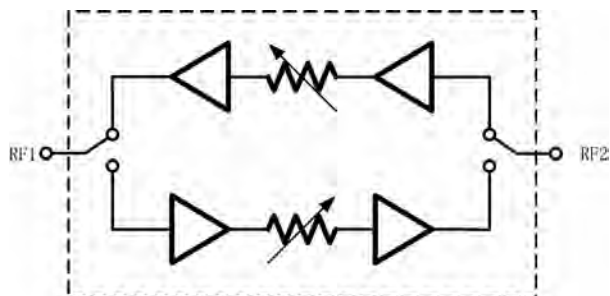


图4 P波段双向放大器芯片原理框图

到广泛的使用,针对射频 SiP 封装互联密度高、高频传输性能要求高、可靠性高、重量轻等需求,大量采用球栅阵列(BGA)的封装形式,BGA 按封装基板材料分主要有 4 种基本类型:PBGA、EBGA、

CBGA 和 TBGA。为满足灵活多层布线、气密封装、低传输损耗、高散热性能、高可靠性等需求,采用高温共烧陶瓷(HTCC)基板作为封装基板,通过基板内部垂直信号互连和芯片的堆叠集成,高温焊接可伐(Kovar)金属围框,平行缝焊盖板完成气密封装,即陶瓷焊球阵列封装(CBGA)。双频段四通道变频 SiP 采用气密性优良的 CBGA 金属陶瓷封装,平面尺寸为 20 mm×25 mm,引脚形式为 BGA 引脚,BGA 球直径为 0.65 mm,焊球间距为 1 mm,共包含 452 个引脚。其中厚度为 2.0 mm 的陶瓷基板选用高温共烧陶瓷(HTCC)基板,优势在于制作成本较低,与 PCB 板的热匹配性较好。图 5 展示了双频段四通道变频 SiP 的剖面示意图。

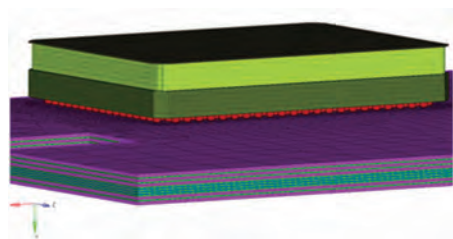


图 5 双频段四通道变频 SiP 结构的剖面示意图

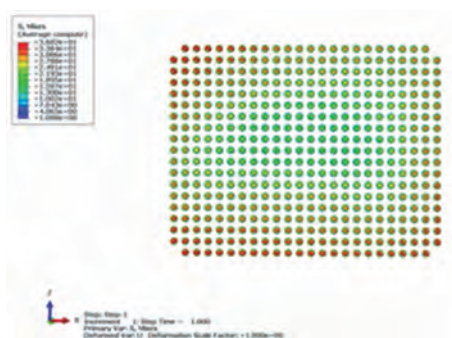
将变频 SiP 实际结构与载荷条件进行同步的仿真,图 6 展示出器件的仿真模型与焊球应力仿真结果,仿真结果表明器件最边缘的焊球应力最大,从中心位置沿边缘焊球应力逐渐增大。据研究表明,CBGA 焊点的剪切应变往往影响着焊点的应力与形变,而剪切应变又被多个参数所控制,参考如下公式^[10]:

$$\gamma = \frac{L}{H} (T_{\max} - T_{\min}) (\alpha_b - \alpha_c) = \frac{L}{H} \Delta T \Delta \alpha \quad (3)$$

式中, γ 表示焊点的最大剪切应变, L 表示焊点到中心的距离(DNP), H 表示焊点的高度, $T_{\max}$ 表示试验最高温度, $T_{\min}$ 表示试验最低温度, ΔT 表示最高温与最低温之差, α_b 、 α_c 分别表示 PCB 与 SiP 器件的热膨胀系数, $\Delta \alpha$ 表示热膨胀系数之差。从式中可以看出来当温差、热膨胀系数差和焊点高度一定时,距离中心点越远的焊点剪切应变越大,应力越大,焊球越容易变形,与试验和仿真结果相吻合。



(a) 仿真模型



(b) 焊球应力仿真结果

图 6 变频 SiP 器件仿真模型及焊球应力仿真结果

2 电性能测试与可靠性验证

最终设计加工完成的双频段四通道变频 SiP 实物图如图 7 所示。



图 7 双频段四通道变频 SiP 实物图

2.1 SiP 电性能测试

针对双频段四通道变频 SiP 的封装形式,定制专用测试夹具,完成射频信号和低频信号从封装接口到可测试接口的适配与转换,使用效果图如图 8 所示。

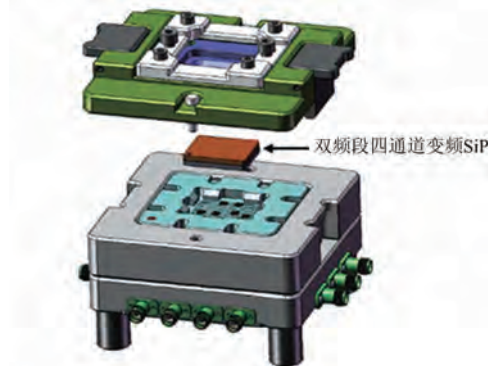
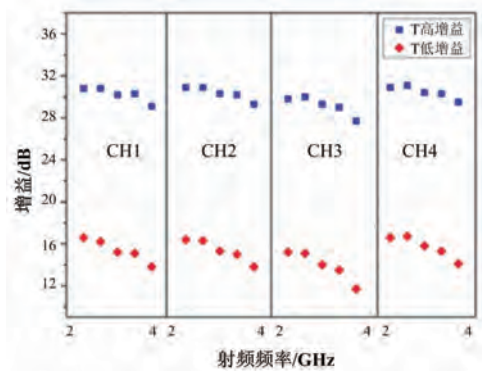


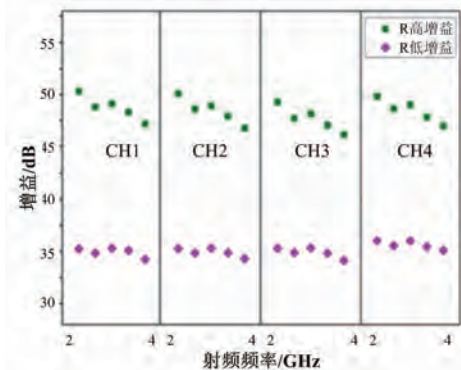
图 8 双频段四通道变频 SiP 测试夹具效果图

双频段四通道变频 SiP 共有 4 种工作状态,即发射高增益状态、发射低增益状态、接收高增益状

态及接收低增益状态,通过P双向放大功能和S变频芯片功能的控制码进行调整控制,试验针对SiP在不同工作状态下对其进行性能测试验证。图9(a)展示了S波段发射状态下SiP 4个通道在工作频率范围内各频点的增益图,横坐标5个频点工作频率从左往右依次升高,从图中可以看出,4个S波段通道的发射高增益值在30 dB左右,发射低增益值在14 dB左右。与此同时,图9(b)展现了接收状态下SiP 4个S波段通道在工作频率范围内各频点的增益图,横坐标5个频点工作频率 F_{low} 到 F_{high} 从左往右依次升高,4个通道在各频点的接收高增益值在48 dB左右,接收低增益值在35 dB左右。在接收状态下高增益和低增益的平坦度分别为3.3和1.2 dB。在S波段发射状态下SiP四通道的增益平坦度测试结果显示,高增益下的平坦度值较小。在S波段接收状态下SiP四通道的增益平坦度测试,高低增益下平坦度一致性较好,四通道的增益平坦度差异在于相比于低增益状态,高增益状态下其波动性相应增大。



(a) 发射状态



(b) 接收状态

图9 S波段发射状态和接收状态下SiP四通道各频点的增益图

S波段相邻通道间隔度大于42 dB, P波段接收增益29 dB, P波段发射增益30 dB, 输出P-1 dB大于17 dBm, 各频段各通道信号输出信杂比均大于65 dB, 满足系统的电性能指标要求。

2.2 SiP板级可靠性验证

双频段四通道变频SiP通过CBGA方式装配在PCB板上,为了确保整个器件在使用环境下能达到可靠的效果,需要对其进行可靠性试验检测,常见的方法有温度循环试验,其目的是考核和验证器件承受极端高温、极端低温的能力,以及极端高温和低温交替变化对器件的影响。参照JESD22-A104-B的标准^[11],本次温度循环试验设计为-55~125℃的温度范围,升降温速率10℃/min,最高温度和最低温度各保持15 min,每个周期约占1 h。

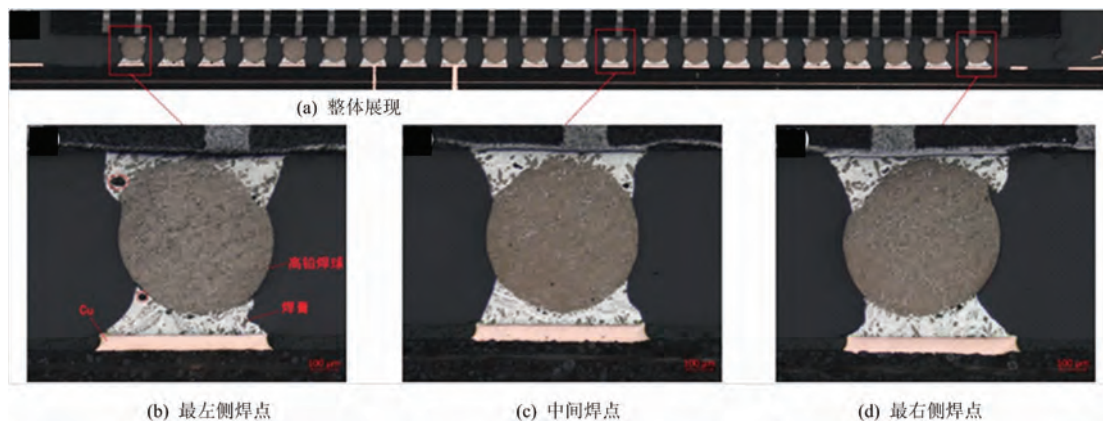


图10 双频段四通道变频SiP器件温循100次DPA切片图

采用破坏性物理分析(DPA)方法将经历100次温度循环试验后的变频SiP器件沿边缘切开,如图10所示,图10(a)整体展现出每个焊点的界面微观结构和形态,图10(b)显示的是器件最左侧焊点的放大图,图中高铅焊球未发生塌陷,上下端均被共晶焊膏包覆,爬锡效果较好。焊球—陶瓷和焊球—PCB板之间产生良好的连接。图10(c)、(d)分别是中间焊点和最右侧焊点的放大结构图,相比于中间焊球,边缘的焊球发生了微小的变形,但焊点界面未产生裂纹,表明此时积累的热应力还没损坏焊点界面,裂纹并未萌生,可靠性较高。

3 结束语

本文研制了一款基于CBGA封装技术的双频段四通道变频SiP模块。采用CBGA射频信号传输形式,缩短了信号传输路径,降低了信号传输驻波,一体化HTCC可伐隔金围框封装提高了通道间隔离度,又增强了结构稳定性,各项电性能测试结果满足设计要求,产品的一致性、可靠性、批量可制造性较高,适合工程大批量应用。随着三维高密度封装技术的发展,未来SiP的集成度水平将会继续提升。

参考文献:

- [1] AFZAL M U, QURESHI A A, TARAR M A, et al. Analysis, Design, and Simulation of Phased Array Radar Front-End[C]// International Conference on Emerging Technologies, Islamabad, Pakistan; IEEE, 2011: 1-6.
- [2] 邵正途, 朱和平, 郭建明, 等. 多功能相控阵雷达在反导预警系统中的应用[J]. 火力与指挥控制, 2008, 33(S2): 5-7.
- [3] 吴曼青. 数字阵列雷达的发展与构想[J]. 雷达科学与技术, 2008, 6(6): 401-405.
WU Manqing. Development and Future Design of Digital Array Radar[J]. Radar Science and Technology, 2008, 6(6): 401-405. (in Chinese)
- [4] KAMGAING T, ELSHERBINI A A, OSTER S N, et al. Ultra-Thin Dual Polarized Millimeter-Wave Phased

Array System-in-Package with Embedded Transceiver Chip[C]//2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ; IEEE, 2015: 1-4.

- [5] YU D C H. New System-in-Package (SiP) Integration Technologies[C]//Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference, San Jose, CA, USA; IEEE, 2014: 1-6.
- [6] HU L L, JIN Z, LIAO X J, et al. Study of 3D SiP (System-in-Package) Module for Package-on-Package Application Using Multi-Layer PCB Manufacturing Process[C]//2014 15th International Conference on Electronic Packaging Technology, Chengdu, China; IEEE, 2014: 109-112.
- [7] YEO S K, CHUN J H, KWON Y S. A 3-D X-Band T/R Module Package with an Anodized Aluminum Multilayer Substrate for Phased Array Radar Applications[J]. IEEE Trans on Advanced Packaging, 2011, 33(4): 883-891.
- [8] 吴喆. 基于SiP的射频宽带收发前端关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- [9] 武红玉, 厉志强, 汪江涛. 系统级封装的S频段射频收发模块研制[J]. 电讯技术, 2016, 56(5): 581-584.
- [10] 张成敬, 王春青. 陶瓷阵列封装的两种形式及其接头可靠性[J]. 电子工业专用设备, 2006, 35(8): 10-17.
- [11] IPC SM-785. Guidelines for Accelerated Reliability Testing of Surface Mount Technology[S]. US: Institute for Interconnection and Packaging Electronic Circuits, 1992.

作者简介:



刘晓政 男, 1979年8月出生于山东烟台, 高级工程师, 主要研究方向为射频收发电路和系统设计。

邱宇 男, 1993年5月出生于安徽池州, 助理工程师, 主要研究方向为射频电路与系统级封装设计。

刘明 男, 1989年10月出生于湖北黄梅, 工程师, 主要研究方向为射频与毫米波芯片设计。

闵志先 男, 1984年6月出生于安徽宣城, 高级工程师, 主要研究方向为电子装联和组件集成。

基于时频域深度网络的海面小目标特征检测

李 晓, 施赛楠, 董泽远, 杨 静

(南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏南京 210044)

摘 要: 为了提升海杂波背景下小目标探测性能, 本文提出一种基于时频域深度网络的特征检测方法。首先, 将观测向量转换为归一化时频图(Normalized Time-Frequency Graph, NTFG), 实现海杂波抑制。在时频域, 建立海杂波、含正多普勒偏移目标回波、含负多普勒偏移目标回波的三分类问题, 精细化目标落在主杂波带内外的不同特性。其次, 引入 Inception-ResNet V2 深度网络作为特征提取器, 自主学习不同类别在 NTFG 上的深层差异性, 并将差异性浓缩为一个 2D 特征向量。然后, 在 2D 特征空间中, 设计具有引导的三次样条曲线, 获得虚警可控的判决区域, 实现异常检测。最后, IPIX 实测数据验证了所提算法的性能优势, 能深入挖掘时频域的特性。

关键词: 海杂波; 特征检测; 时频域; 深度网络; 样条曲线

中图分类号: TN959.1; TN957.51 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0209-08

Feature Detection of Small Sea-Surface Target via Deep Network in Time-Frequency Domain

LI Xiao, SHI Sainan, DONG Zeyuan, YANG Jing

(School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: In order to improve the detection performance of small targets in sea clutter, a feature detection method based on deep network in time-frequency domain is proposed in this paper. Firstly, observation vector is transformed into the normalized time-frequency graph (NTFG) to suppress sea clutter. In time-frequency domain, a triclassification problem of the sea clutter, the target echoes with positive Doppler shift and the echoes with negative Doppler shift is established to elaborate the different characteristics of targets falling inside and outside the main clutter. Secondly, the Inception-ResNet V2 deep network is introduced as feature extractor to independently learn the deep differences from different categories on NTFG, and these differences are condensed into a 2D feature vector. Third, in 2D feature space, the cubic spline curve with guidance is designed to obtain the decision region with controllable false alarm and realize anomaly detection. Finally, it is verified by IPIX measured data that the proposed algorithm can attain good performance and can dig into the characteristics of time-frequency domain.

Key words: sea clutter; feature detection; time-frequency domain; deep network; spline curve

0 引 言

目前, 小船、快艇、无人船等海面小目标已成为海洋雷达探测的重点和难点对象^[1-2]。不同于舰船、货轮等大型目标, 这些小目标的物理尺寸较小且具有隐身材料, 使得信杂比(Signal-to-Clutter Ratio, SCR)往往临界可检测。因此, 海面小目标检测的关键在于累积目标功率和抑制海杂波。

在雷达信号处理中, 长时观测累积是提高海面小目标检测性能的一种有效途径^[3]。当观测时间达到几百毫秒甚至秒级时, 海杂波和目标的统计特性相对于几十毫秒的短时具有较大变化。从时域角度, 短时下具有恒定纹理的球不变随机向量(Sphere Invariant Random Vector, SIRV)模型已不再适用, 海杂波幅度建模为具有时变纹理的复合高斯模型^[4-5], 因而很难从概率密度出发获得最优或近最优检测器。目标幅度时间序列随时间

动态变化且存在相关性。从频域角度,长时下的海杂波和目标的多普勒谱具有较高的分辨率。海杂波频谱占据较大的带宽且呈现出主杂波区和噪声区^[6],运动刚体目标的频谱占据较小的带宽且能量聚集性高。从时频域角度,空时变的海杂波频谱过程可建模为随机过程,而目标的能量汇聚在瞬时频率曲线上。考虑到海面小目标低速运动且非匀速运动,瞬时频率曲线可建模为线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)模型。同时,学者们引入了微多普勒理论刻画了海面刚体目标特性^[7],细化为转动分量和平动分量等微动特性。因此,时频域蕴含着更多的海杂波和目标特性,从理论上保证了目标检测性能的上升空间。

目前,长时观测累积下海面目标检测方法主要分为以下三大类。第一类,基于分形理论的检测方法,适用于秒级以上观测条件。根据海杂波的多尺度分形特性,Hu 提出基于 Hurst 指数的海面目标检测方法^[8],Li 提出频域分形特性的目标检测方法^[9]。第二类,基于多维特征的目标检测方法。Shui 提出基于三特征检测器以及特征检测框架^[10],联合了 1 个时域能量和 2 个频域几何特征。Shi 提出了基于时频域的三特征检测器^[11],凝聚了海杂波和含目标回波在时频域差异性。Li 提出一种基于改进 SVM 的三特征检测方法^[12],Zhou 提出基于决策树的三特征检测^[13],两者都需要搜索最优的参数进行虚警控制。这类方法需要人为提取特征,提取的特征往往是经验的、定性的和不完备的。第三类,基于卷积神经网络(Convolutional Neural Network, CNN)的智能检测方法。Su 将时频图作为 CNN 的输入,用于多种海面机动目标检测和分类中^[14],并用仿真数据进行了验证。Mou 将平面位置显示器(PPI)图像作为输入^[15],实现基于 INet 的杂波抑制和中小型船的检测。Shi 提出基于时频图自主学习的检测方法^[16],归一化预处理增大了海杂波和含目标回波在时频图上的差异性。这类智能检测方法是提升检测性能的有效途径,其难点在于网络分类器虚警控制以及图预处理。

1 时频域三分类检测问题

1.1 归一化预处理

假设雷达在一个距离单元接收到 N 个脉冲向

量 $\mathbf{z} = [z(1), z(2), \dots, z(N)]^T$, 即待检测单元(Cell Under Test, CUT)。本质上,检测问题为二元假设检验问题^[1-3]:

$$\begin{cases} H_0: \mathbf{z} = \mathbf{c}, \mathbf{z}_p = \mathbf{c}_p, p = 1, \dots, P \\ H_1: \mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{c}, \mathbf{z}_p = \mathbf{c}_p, p = 1, \dots, P \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{c}, \mathbf{s}$ 分别为海杂波向量和目标向量, $\mathbf{z}_p$ 为 CUT 周围的 P 个参考单元,用于提供海杂波信息。

对于一维时域向量,采用平滑伪魏格纳-维尔分布^[11,17]将其转换成时频图(Time-Frequency Graph, TFG),计算公式为

$$\begin{aligned} \text{TFG}(n, l | \mathbf{z}) = & \sum_{m=-M}^M g(m) \sum_{k=-K}^K h(k) z(n+m+k) z^*(n+m-k) \exp(-j4\pi kl \Delta f_d), n = 1, 2, \dots, N; \\ & l = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (2)$$

式中, g 和 h 分别是时间和频率的平滑窗, Δf_d 为归一化多普勒频率的采样间隔。

在时频域,空时变的海杂波可认为是随机过程,其低阶统计特性可由均值和标准差表示。为了实现 CUT 中的海杂波抑制,归一化时频图(Normalized TFG, NTFG)^[16]定义为

$$\text{NTFG}(n, l | \mathbf{z}) = \frac{\text{TFG}(n, l | \mathbf{z}) - \hat{\mu}(n, l)}{\hat{\sigma}(n, l)} \quad (3)$$

式中, $\hat{\mu}$ 和 $\hat{\sigma}$ 为从参考单元中估计的均值和标准差,

$$\begin{aligned} \hat{\mu}(n, l) &= \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \text{TFG}(n, l | \mathbf{z}_p) \\ \hat{\sigma}(n, l) &= \sqrt{\frac{1}{P-1} \sum_{p=1}^P (\text{TFG}(n, l | \mathbf{z}_p) - \hat{\mu}(n, l))^2} \end{aligned} \quad (4)$$

在 2D 平面上,归一化实现了海杂波在不同频点和时间点上的不同程度抑制,保证主杂波带最大程度被抑制。因此,归一化处理后的海杂波均匀分布在整个平面上,相当于白化过程。

在图 1(a)中,实测海杂波的主杂波占据较大的带宽,带宽中心由其径向运动速度决定。图 1(d)是归一化预处理后的海杂波 NTFG,主杂波完全被抑制。在图 1(b)中,目标的能量聚集在瞬时频率曲线上,落在海杂波主杂波带外呈现为亮直线。在图 1(e)中,归一化处理只抑制了海杂波,从而提高了 SCR。由于感兴趣海面小目标的运动速

度较慢,很大概率会出现目标落在主杂波带内的情况,如图 1(c)所示。在图 1(f)中,归一化预处理同时抑制主杂波和目标。此时,含目标回波 NT-

FG 包含明显的均分分布杂波,与海杂波 NTFG 差异性较小。因此,有必要进一步精细化区分目标落在主杂波带内外的不同情况。

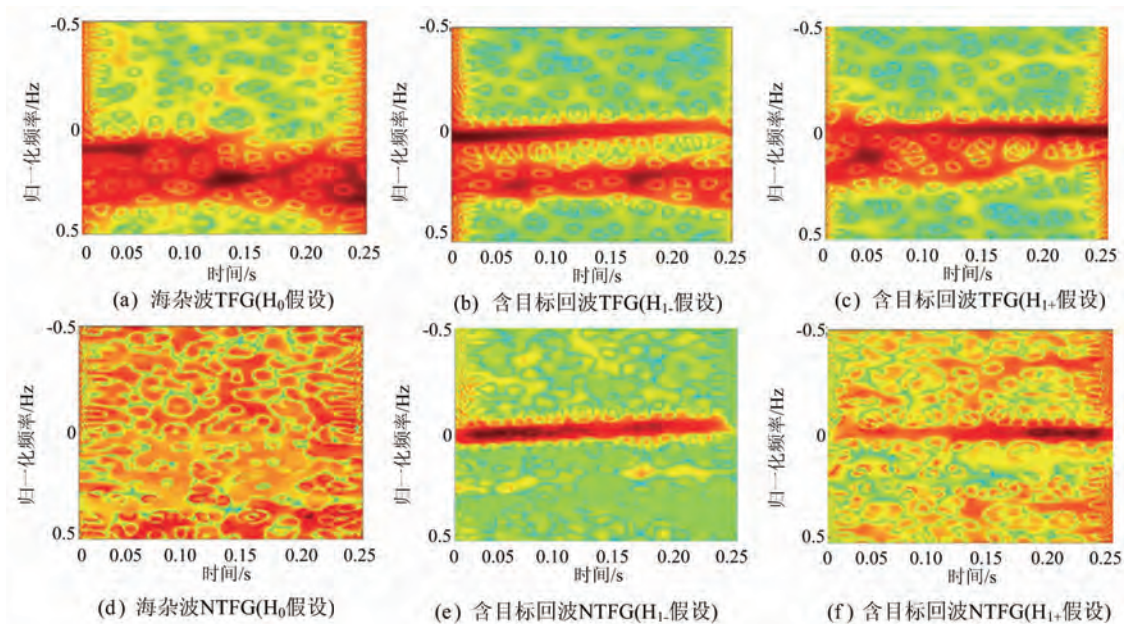


图 1 时频域归一化处理演示

1.2 三分类检测问题

实际雷达探测时,由于海洋动态环境的复杂性和无法预判目标存在性,无法获得目标是否落在主杂波带内的先验知识。因此,本文将整个频域取值划分为正多普勒值和负多普勒值两大类,分别对应目标靠近雷达运动和远离雷达运动的情况。按照上述规则,海杂波和含目标的频域分布情况如表 1 所示。在无需先验知识的情况下,能够完全分开考虑目标是否落在主杂波带内的情况,为进一步精细化时频域特性提供了潜在的可能。

表 1 时频域目标和主杂波带关系

目标	海杂波	
	$f_d \geq 0$	$f_d < 0$
$f_d \geq 0$	大概率主杂波带内	完全主杂波带外
$f_d < 0$	完全主杂波带外	大概率主杂波带内

在时频域中,式(1)中检测问题可转换为更加精细化的三分类问题,即

$$\begin{cases} H_0: \text{NTFG}(n, l | \mathbf{z} = \mathbf{c}) \\ H_{1+}: \text{NTFG}(n, l | \mathbf{z} = \mathbf{s}(f_d \geq 0) + \mathbf{c}) \\ H_{1-}: \text{NTFG}(n, l | \mathbf{z} = \mathbf{s}(f_d < 0) + \mathbf{c}) \end{cases} \quad (5)$$

式中, H_0 假设表示只有海杂波, H_{1+} 假设和 H_{1-} 假

设分别表示目标多普勒偏移为正和负。相对于原始的归一化时频图^[16],三分类问题进一步精细化了目标频谱与海杂波主杂波带的关系,能够更加深入地去挖掘三类的隐含差异性。

2 基于深度网络的特征检测器

目前,CNN 已广泛运用于计算机视觉、模式识别、图像处理等领域,比如 AlexNet、GoogLeNet、ResNet 等^[14,17-18]。GoogLeNet 中的 Inception 结构,可在同一层上获得稀疏或非稀疏的特征,具有良好的性能。ResNet 结构^[18]能够加速训练且提升性能。因此,本文引入 Inception-ResNet V2(简记为 IRV2)网络^[17]作为特征提取器,结合了 Inception 结构和 ResNet 的优势,具有较好的分类特性。

2.1 特征检测器结构

图 2 给出了基于 IRV2 的特征检测器(Feature Detector,简称 IRV2-FD)的流程图。在检测分支中,CUT 向量转换到时频域中,并通过归一化预处理作为深度网络三分类器的输入,实现对 NTFG 的特征提取,浓缩为一个 2D 特征向量。最

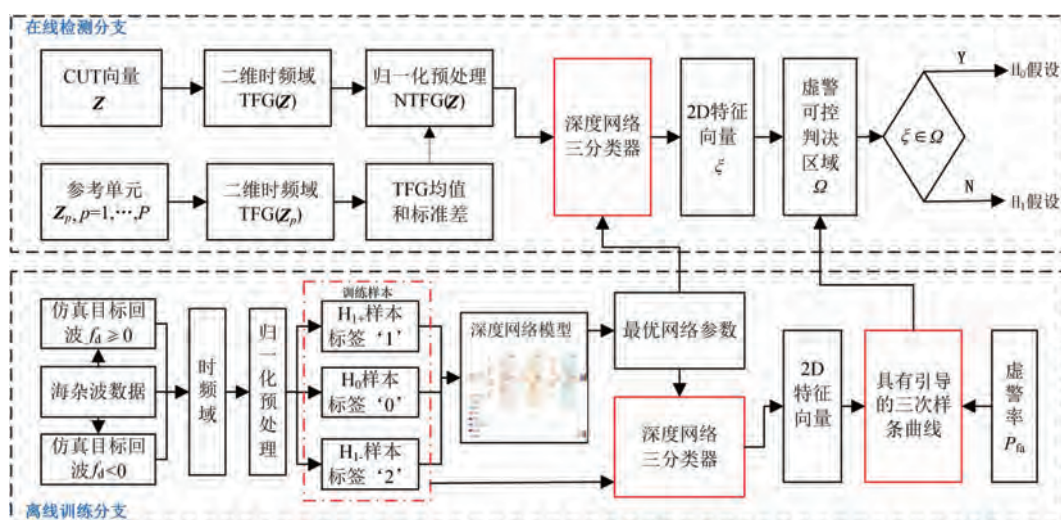


图2 基于IRV2-FD检测器流程图

终,落在判决区域外为含目标回波,反之为海杂波。

在训练分支中,主要任务是产生三类训练样本,搭建深度网络模型,训练学习获取最优的网络参数。不同于海杂波数据可大量获得,空间稀疏的目标回波一般很难大量获得。因此,根据长时下真实小目标瞬时频率曲线特性,采用半仿真模型^[16]获得大量 H_{1+} 假设和 H_{1-} 假设下的含目标回波数据,即

$$\tilde{z}(n) = c(n) + 10^{\text{SCR}/10} \times \exp\left(j\left(\frac{4\pi}{\lambda}\left(v_0 + (v_1 - v_0) \frac{n}{N}\right)nT_r + \varphi_0\right)\right) \quad (6)$$

式中, λ 为雷达波长, T_r 为脉冲重复周期, φ_0 为初始相位, v_0 和 v_1 分别为 N 个脉冲观测时间内的初始速度和末速度,与多普勒偏移成正比。在时频域,仿真目标的几何特性基本和真实目标一致,并且表现出主杂波内外的精细化差异性。此外,训练分支为检测分支提供了给定虚警率下的判决区域。整个算法的创新在于深度网络三分类器和具有引导的三次样条曲线算法。

2.2 深度网络特征提取

根据雷达目标检测中的 NP 准则,在给定虚警率下,获得最大的检测概率。若直接引入深度网络进行分类识别,将无法控制虚警率。因此,本文将深度网络作为特征提取器,用于提取图像浓缩后的特征向量,从而将检测问题转换为 2D 特征空

间的异常检测问题。

图3给出了IRV2深度网络模型的结构,主要包括 Stem 模块、Reduction-A 以及 Reduction-B 两个网络缩减模块,5个 Inception-resnet 模块 A、10个 Inception-resnet 模块 B、5个 Inception-resnet 模块 C、平均池化模块、Dropout 模块以及 Softmax 模块。为了提高网络分类性能,Inception-resnet 模块内部引入了残差连接方式,明显加快神经网络训练速度,而且一定程度上缓解了由

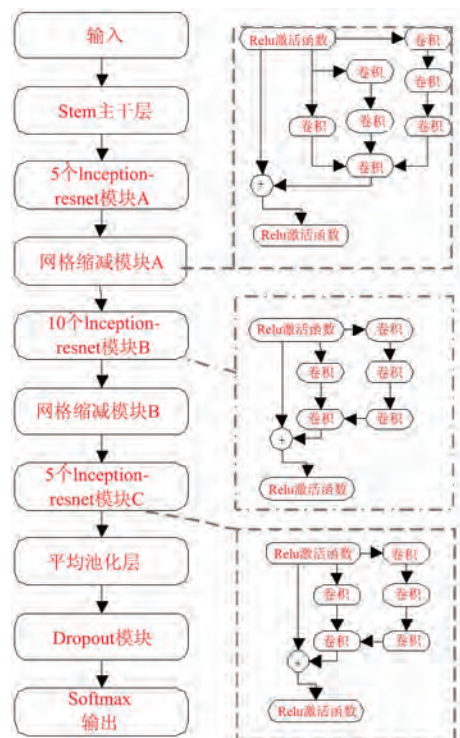


图3 IRV2网络模型结构

于网络过深造成的梯度消失问题。因此,IRV2 深度网络集成了 Inception 结构和残差网络的优势,具有较好的分类性能。

此外,根据输入训练数据的类别不同,IRV2 网络可以实现多分类问题。一旦输入不同类别的图和标签,该网络就可以开始自动学习不同类别中的差异性。通过多次迭代学习和更新,最终获得最优的网络参数。

当深度网络获得最优网络参数后,该网络可用作多分类器用于提取特征。在时频域公式(5)问题下,本文中的 IRV2 深度网络为三分类器。那么,对于 CUT 的 NTFG 输入,深度网络将输出属于 H_0, H_{1+}, H_{1-} 三个类别的概率值,记为 p_1, p_2, p_3 ,且满足 $p_0 + p_1 + p_2 = 1$ 。因此,构建一个 2D 特征向量

$$\xi = [p_1, p_2]^T, p_1, p_2 \in [0, 1] \quad (7)$$

作为统计量。

2.3 具有引导的三次样条曲线判决区域

在 2D 特征空间中,很难从概率密度上获得理论判决区域。因此,借助蒙特卡洛试验方法,获得三类训练样本的特征向量。由于 H_{1+} 假设和 H_{1-} 假设的训练样本由仿真获得,本文将 H_0 假设样本作为正常样本,获得具有目标引导的三次样条曲线判决区域。

假设获得 H_{1+} 假设和 H_{1-} 假设下样本各 Q 个,两类的类别中心为

$$\bar{\xi}_{H_{1+}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \xi_{q|H_{1+}}, \bar{\xi}_{H_{1-}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \xi_{q|H_{1-}} \quad (8)$$

在 H_0 假设下,第 q 个样本距离两类目标假设的类别中心的最短距离为

$$\rho(\xi_{q|H_0}) = \min\{Dis(\xi_{q|H_0}, \bar{\xi}_{H_{1+}}), Dis(\xi_{q|H_0}, \bar{\xi}_{H_{1-}})\}, q = 1, 2, \dots, Q \quad (9)$$

式中, $Dis(x, y) = \|x - y\|_2$ 计算两个向量的欧氏距离。最短距离值越小,样本属于含目标回波的概率越大。

在给定虚警率 P_{fa} 下,计算 H_0 假设下所有样本的最短距离,并从小到大排序,虚警样本集合为

$$\Omega_{p_{fa}} = \{\xi_{i|H_0}, i = 1, 2, \dots, [Q \times P_{fa}]\} \quad (10)$$

式中, $[\cdot]$ 表示取整。这就意味着虚警可控的判决区域 Ω 只包含以下样本集

$$\Omega_0 = \{\xi_{i|H_0}, i = [Q \times P_{fa}] + 1, \dots, Q\}, \quad \Omega_0 \cap \Omega_{p_{fa}} = \emptyset \quad (11)$$

并且,虚警样本集全部在判决区域 Ω 外。

在 2D 特征空间中,采用三次样条曲线获取判决区域 Ω 。该算法的核心在于分段拟合样条曲线,保证样条边界形状变化自由。具体算法步骤如下:

步骤 1 寻找样条控制点

根据 p_2 值,将样本集 Ω_0 划分到 M 个等宽区间中,其中,第 i 个区间记为

$$x_i = \left[\frac{i-1}{M}, \frac{i}{M} \right), i = 1, 2, \dots, M, \quad M = [10 \lg Q] \quad (12)$$

将各个区间最值点作为样条控制点。若区间无样本时,则不设置控制点。

步骤 2 分段拟合样条函数

对所有区间的样条控制点按 p_2 值升序排列,从最小值开始进行滑窗分组,窗长为 4。每组中,4 个点的 p_2 和 p_1 分别对应 x 和 y 值,采用三次多项式拟合

$$y = a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \quad (13)$$

式中, a_3, a_2, a_1, a_0 为拟合参数。选择每组最大值点作为分段函数起始点,对所有组数据进行拟合后,得到完整的样条曲线。

步骤 3 检查样条边界

将 H_0 假设下全部样本数据代入边界验证正确性,保证只有虚警点在判决区域外面。若存在某个样本向量错误,微调所在分段的样条控制点,迭代更新边界。

步骤 4 优化样条边界

在保证样条边界划分正确前提下,通过减小全部样条控制点拟合时 y 维度数值,实现样条边界内部收缩,不断迭代优化边界。直到边界发生错误时停止收缩,最终获得最优判决区域。

图 4 给出了 2D 特征空间中判决区域示意图。海杂波训练样本共 10 230 个,虚警率 $P_{fa} = 10^{-3}$ 。根据 H_{1+} 假设和 H_{1-} 假设的训练样本中心引导,获得 10 个虚警样本,标注为红色圆圈。按照远离目标区域进行优化迭代,最终获得基于三次样条曲线的判决区域边界。为了清楚显示,右下角图为判决区域边界红色框图放大部分。该样条边界由 22 段三次曲线联合构成,实现判决区域形状的

非凸性。

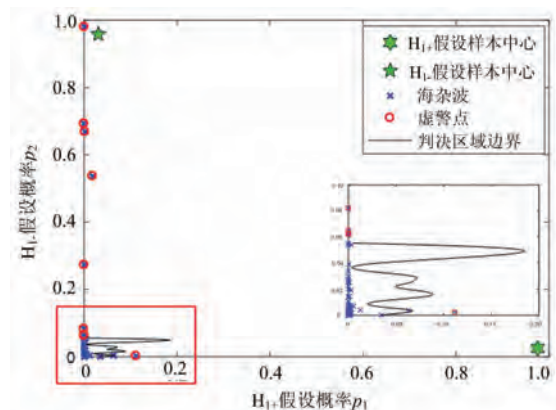


图4 2D特征空间判决区域示意图

3 实验结果和分析

3.1 实测数据时频域特性

1993年,加拿大McMaster大学将IPIX雷达架设在大西洋海岸上进行采集数据,该数据库已是国内外公认的海面小目标测试集。X波段雷达工作在驻留模式下,脉冲重复频率1000 Hz,距离分辨率30 m。测试目标为被金属丝包裹的直径1 m的小球,随海浪漂浮。

图5给出了2组实测数据HH极化下的时域和时频域特性。对于#17数据,风速为9 km/h,有效浪高1.1 m。在时域,目标位于第9个距离单元,SCR约为17 dB,但一半以上时间目标被海浪

遮挡。在时频域,海杂波主杂波带位于(-100 Hz, 0 Hz)内,目标瞬时频率曲线在零频点附近波动。因此,目标很大概率落在主杂波带内。对于#310数据,风速为33 km/h,有效浪高0.9 m。在时域,目标位于第7个距离单元,SCR约为2.3 dB。在时频域,海杂波主杂波带在(-250 Hz, 20 Hz)内,目标瞬时频率曲线全部落在主杂波带外。

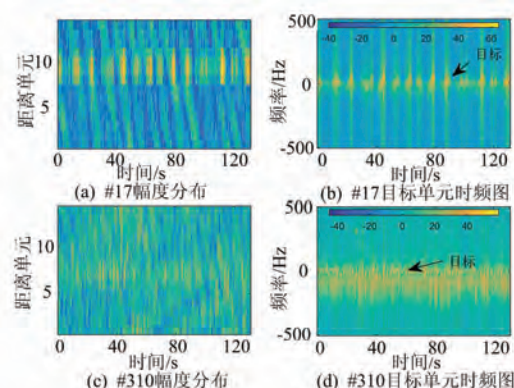


图5 实测数据时域和时频域特性

3.2 检测结果和分析

实验中,设置 $N=256$,虚警率 $P_{fa}=10^{-3}$,参考单元 $P=9$ 。为了获得三类数据的训练样本, H_{1+} 假设下仿真目标多普勒偏移 f_d 在(0 Hz, 500 Hz)内随机产生,而 H_{1-} 假设下在(-500 Hz, 0 Hz)内随机产生。

图6和图7分别是6种检测器在2组实测数

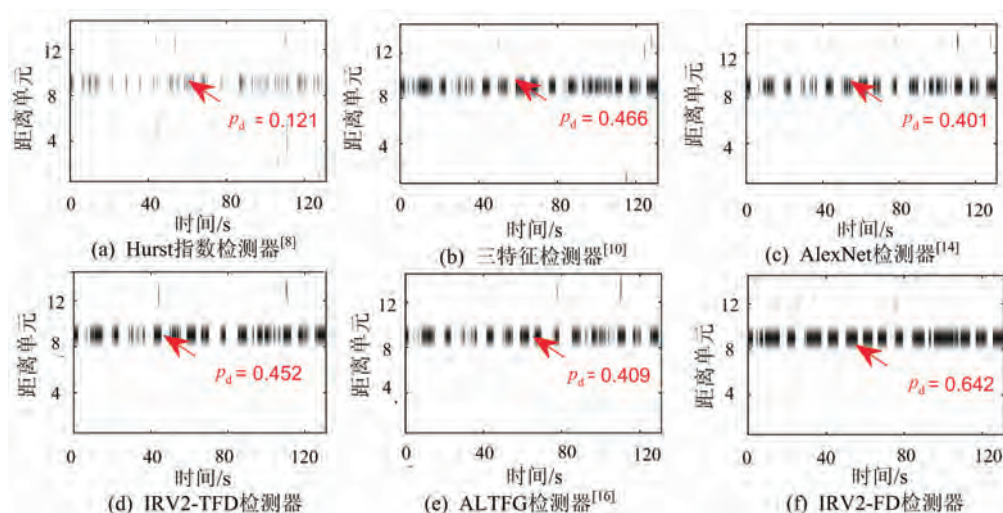


图6 #17数据下的检测结果($N=256$, $P_{fa}=10^{-3}$)

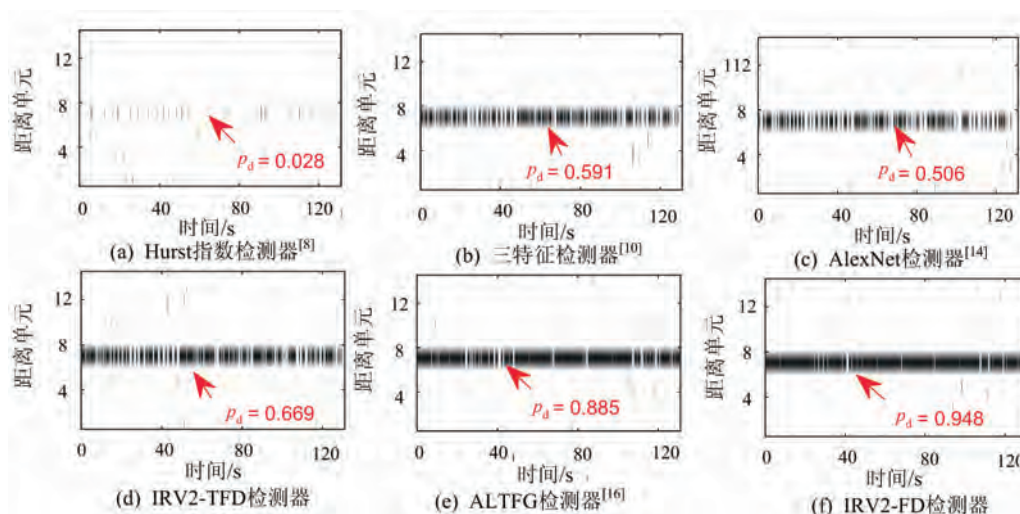


图7 #310数据下的检测结果($N=256$, $P_{fa}=10^{-3}$)

据下的检测结果。在图6(a)和图7(a)中,基于Hurst指数检测器^[8]几乎无法工作,这主要源于单个特征局限以及累积时间未达几秒以上。在图6(b)和图7(b)中,基于三特征检测器^[10]在联合了时域和频域特征后,明显性能有了较大的性能提升,这就说明了多特征联合检测的有效性。需要指出的是特征类检测器高度依赖于人为特征提取,具有经验性和不完备性。因此,采用深度学习自主特征提取将是特征类检测器一种潜在的性能提升途径。

在图6(c)和图7(c)中,基于AlexNet检测器^[14]对时频图进行学习和分类,并采用一类概率进行虚警控制。相对于三特征检测器^[10],该检测器在2组数据下性能分别从0.466降低到0.401以及从0.519到0.506。前者是因为#17数据中目标很大概率落在主杂波带内,后者因为#310数据的目标落在主杂波带外但 g 功率很低。在图6(d)和图7(d)中,本文添加了基于IRV2-TFD检测器,与AlexNet检测器^[14]只有CNN网络不同。结果表明,IRV2比AlexNet更能学习到不同类别的特性,这来源于其深度网络的优势。因此,当引入CNN网络对时频图进行智能类检测时,可从两个方面进行提升性能。一方面,对时频图进行预处理,以增大不同类别的差异性,更适合学习。另一方面,从网络层面考虑,提升CNN网络的分类识别性能。

在图6(e)和图7(e)中,ALTFG检测器^[16]对时频图进行归一化预处理且采用了深度网络 In-

ception V3 模型。对于#17数据,ALTFG检测器^[16]检测概率为0.409,相对于IRV2-TFD检测器下降了9.5%。对于#310数据,ALTFG检测器检测概率为0.885,相对于IRV2-TFD检测器性能提升了32%。这两组数据检测概率的差异性,根本原因在于这两组数据中时频域目标频谱与海杂波主杂波带的位置不同。因此,当目标落在主杂波带外时,归一化预处理能大幅度提升SCR。因此,区别对待目标是否落在海杂波主杂波带的两种情况是非常有意义的。

在图6(f)和图7(f),相对于ALTFG检测器^[16],提出的IRV2-FD检测器性能分别从0.409提升到0.642,从0.885到0.948,具有50%和7%性能提升。性能提升主要来源于三个方面。第一,在继承了归一化预处理优势的基础上,建立三分类分类器提取特征,进一步精细化学习了目标落在主杂波带内外的差异性特性。第二,将深度网络作为自主特征提取器,能够自主学习二维图的隐层特性,相对于传统人为特征提取的方式优势更大。第三,在2D特征空间中,提出了具有目标引导的三次样条曲线方法,能够获得非凸性的判决区域。同时,融合了深度网络和多维特征技术,改变了传统学习网络检测的思路。

最后,讨论提出检测器的运算复杂度,其主要运算消耗在于离线训练过程中深度网络模型的参数优化过程。因此,本文测试了两类学习网络的训练时间和单个样本平均测试时间。在Window10系统下NVIDIA GeForce RTX 2080 Ti显

卡, Python 3.6, CUDA 10.0, CUDNN 7.6, Tensorflow-GPU 1.14 环境架构。Alexnet 网络的训练时间为 1 084 s, IRV2 的训练时间为全部数据进行一次完成训练的平均时间为 1 254 s。IRV2 网络和 AlexNet 的训练时间处于一个量级, 但是前者比后者的网络深度要深很多, 这主要源于 Inception 模块和残差网络加快了训练过程。在检测分支中, AlexNet 网络和 IRV2 网络的单个样本平均测试时间是 0.64 s 和 0.18 s, 这是 IRV2 网络采用了批处理的优势。

4 结束语

本文提出了一种基于 IRV2 深度网络的海面目标检测方法。将深度网络作为特征提取器, 精细化学习了目标落在主杂波带内外的不同特性。并且, 提出具有引导的三次样条曲线判决区域划分, 实现异常检测。该检测器融合了深度网络和特征检测优势, 将是后续进一步海面小目标性能提升的潜在途径。

参考文献:

- [1] GU Tianchang. Detection of Small Floating Targets on the Sea Surface Based on Multi-Features and Principal Component Analysis[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2020, 17(5):809-813.
- [2] 咎航, 宋万杰, 陈伯孝. 基于多普勒频率相关性的海杂波目标检测[J]. 雷达科学与技术, 2017, 15(3): 306-311.
- [3] SHI Sainan, LIANG Xiang, SHUI Penglang, et al. Low-Velocity Small Target Detection with Doppler-Guided Retrospective Filter in High-Resolution Radar at Fast Scan Mode[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2019, 57(11):8937-8953.
- [4] 谢洪森, 邹鲲, 周鹏. 低掠射角海杂波的统计特性分析[J]. 雷达科学与技术, 2011, 9(2):172-179.
XIE Hongsen, ZOU Kun, ZHOU Peng. Statistical Analysis of Sea Clutter at Low Grazing Angle[J]. Radar Science and Technology, 2011, 9(2):172-179. (in Chinese)
- [5] WARD K D, TOUG R J A, WATTS S. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance [M]. London, UK: The Institution of Engineering and Technology, 2013:17-55.
- [6] 丁昊, 李建忠, 安昕, 等. 实测海杂波数据的多普勒谱特性[J]. 雷达科学与技术, 2012, 10(4):400-408.
- [7] 陈小龙, 关键, 于晓涵, 等. 基于短时稀疏时频分布的雷达目标微动特征提取及检测方法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(5):1017-1023.
- [8] HU Jing, TUNG Wenwen, GAO Jianbo. Detection of Low Observable Targets with Sea Clutter by Structure Function Based Multifractal Analysis[J]. IEEE Trans on Antennas Propagation, 2006, 54(1):136-143.
- [9] 李宝, 关键, 刘宁波. 海杂波 FRFT 域的分形特性及目标检测[J]. 雷达科学与技术, 2009, 7(3):210-213.
LI Bao, GUAN Jian, LIU Ningbo. Target Detection Based on Fractal Dimension of Sea Clutter in Fractional Fourier Transform Domain [J]. Radar Science and Technology, 2009, 7(3):210-213. (in Chinese)
- [10] SHUI Penglang, LI Dongchen, XU Shuwen. Tri-Feature-Based Detection of Floating Targets in Sea Clutter[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2):1416-1430.
- [11] SHI Sainan, SHUI Penglang. Sea-Surface Floating Small Target Detection by One-Class Classifier in Time-Frequency Feature Space[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2018, 56(11):6395-6411.
- [12] LI Yuzhou, XIE Pengcheng, TANG Zeshen, et al. SVM-Based Sea-Surface Small Target Detection: A False-Alarm-Rate-Controllable Approach[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2019, 16(8):1225-1229.
- [13] ZHOU Hongkuan, JIANG Tao. Decision Tree Based Sea-Surface Weak Target Detection with False Alarm Rate Controllable[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(6):793-797.
- [14] 苏宁远, 陈小龙, 关键, 等. 基于卷积神经网络的海上微动目标检测与分类方法[J]. 雷达学报, 2018, 7(5):565-574.
- [15] 牟效乾, 陈小龙, 关键, 等. 基于 INet 的雷达图像杂波抑制和目标检测方法[J]. 雷达学报, 2020, 9(4):640-653.
- [16] 施赛楠, 董泽远, 杨静, 等. 基于时频图自主学习的海面小目标检测[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(1):33-41.
- [17] SZEGEDY C, IOFFE S, VANHOUCHE V. Inception-v4, Inception-Resnet and the Impact of Residual Connections on Learning [C]// Proceedings of the Thirty-First AAAI Conference on Artificial Intelligence, [S. l.]:[s. n.], 2016:1-7.
- [18] HE Kaiming, ZHANG Xiangyu, REN Shaoqing, et al. Deep Residual Learning for Image Recognition [C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Las Vegas, NV, USA:IEEE, 2016:770-778.

面向雷达通信一体化的 MFSK-FMCW 信号处理技术

张逸格, 郑霖, 杨超

(桂林电子科技大学信息与通信学院, 广西桂林 541004)

摘要: 随着各种智能化系统的飞速发展, 车载雷达通信一体化应用也在智能交通领域占据重要地位。本文设计了一种 MFSK 与 FMCW 相结合的雷达通信共用波形, 能兼容目前市场主流的 FMCW 雷达, 并将 FMCW 信号作为 MFSK 信号的载波, 在不影响雷达基本功能的前提下实现通信。在一个雷达 CPI 内, 用 MFSK 调制通信信号会改变共用信号的相位, 不同符号之间将出现相位跳变的情况, 使雷达的相干积累不能保持在同一频点处, 从而导致测速不准确。本文采用多普勒尺度变换与相位补偿相结合的方式, 对一体化回波信号进行处理, 保证了多普勒能在同一频点处积累, 并给出了仿真结果与相关问题的分析。

关键词: 多进制频移键控; 调频连续波; 车载传感通信; 共用波形设计

中图分类号: TN911.7 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0217-07

MFSK-FMCW Signal Processing Technology for Joint Radar Communication

ZHANG Yige, ZHENG Lin, YANG Chao

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: With the rapid development of various intelligent systems, the integrated application of vehicle-mounted radar communication plays an important role in the field of intelligent transportation. In this paper, a common radar communication waveform combining MFSK and FMCW is designed, which is compatible with the current mainstream FMCW radar in the market. FMCW signal is used as the carrier of MFSK signal, so as to realize communication without affecting the basic functions of radar. In a radar CPI, MFSK modulation communication signal will change the phase of the common signal, and phase jump will occur between different symbols, so that the coherent accumulation of radar can not be kept at the same frequency point, resulting in inaccurate velocity measurement. In this paper, the integrated echo signal is processed by the combination of Doppler scaling transform and phase compensation, which ensures that Doppler can be accumulated at the same frequency point. The simulation results and the analysis of related problems are given.

Key words: multiple frequency-shift keying(MFSK); frequency modulated continuous wave(FMCW); vehicle sensor communication; joint waveform design

0 引言

随着通信、互联网技术以及各种智能化系统的飞速发展, 车联网成为智能交通系统的重要组成部分, 自动驾驶也成为全球研究的热点, 更在“中国制造 2025”中上升为国家战略之一^[1]。而通信和雷达探测作为无线电技术最典型的两个应用场景, 从硬件结构到软件算法处理的差距都在逐渐减小, 使得频谱资源日益紧缺, 雷达通信一体化因为其在硬件资源利用率、共享频谱等方面的优

势成为缓解频谱资源紧缺的解决方案。

早期的一体化系统理念主要停留在设备层面上的集成, 不同系统仍占据不同的频段资源。基于维度复用的一体化比如时分、频分、码分方式, 并没有提高资源的利用率^[2-4]。为了通信与雷达能更好地同时工作且减小彼此间的干扰, 一体化的研究重心逐渐放在波形共用上, 共用波形一体化的设计思路是采用同一种波形能够同时完成雷达和通信功能, 所以并不存在资源竞争的问题。现有的一体化研究主要基于两个方向:

一是, 在通信 OFDM 的基础上加上雷达功能。

如文献[5]将多个 OFDM 符号作为一个一体化信号,通过调节多个符号的相位来优化 OFDM 的模糊函数,但通信信息只能通过对 OFDM 符号整体加载相位调制。文献[6]采用直接序列扩频调制优化整体信号的模糊函数,这类方法虽然能够获得较好的模糊函数性能,但并没有考虑峰均比的问题,且对数字接收端的要求太高,不适合实际运用。

二是,在现有的雷达波型上加载通信信息。常见的 LFM、FMCW 等波形因具有恒包络特性,所以不必担心峰均比的问题。文献[7-8]介绍的 PCFM 波形采用 CPM 调制通信以保证不影响频谱效率以及恒包络特性,但这种调制方式会对距离旁瓣产生调制作用,导致主旁瓣比下降。且由于距离旁瓣调制与调制信息有关,所以调制波形具有随机性,进而会对多普勒维的脉冲主旁瓣造成影响^[9]。文献[10]提出在一个 LFM 信号内部选择一小段时间进行 MSK+LFM 调制,这样的设计对主旁瓣比影响较小,但调制效率很低。文献[11-12]提出了频带重叠的 OFDM-FMCW,采用 FRFT-OFDM 信号结构通过不同初始频率子 LFM 信号加载通信信息,并利用最大似然求解目标参数或通过调节幅度,虽有较高的调制效率,但是也存在很严重的峰均比问题。文献[13]提出了多斜率键控调制的 FMCW 一体化系统,该系统采用差拍处理后的频率值来估计目标信息,通信信息加载在不同的斜率上,接收端通过不同斜率的相关处理来解调数据。该类方法的问题在于斜率的改变会造成信号带宽改变,损失系统频带利用率。文献[14]采用不同初始频率的跳频 Chirp (FHC)MIMO 雷达波形,通过在每个跳频码上嵌入 PSK 通信实现一体化,这种方案将产生距离旁瓣(RSM)的问题,且采用匹配滤波的方式处理大时带宽积信号,接收端需要的滤波器较长,资源损耗大。

为了避免 FMCW 一体化波形存在的 RSM 问题,本文设计了一种新颖的 MFSK-FMCW 一体化波形,以雷达常用的 FMCW 波作为通信信息的载波,通过对每一个一体化符号的单独处理,避免了 RSM 的出现。同时其通信接收机可等效为 LoRa 接收机,具有恒定包络特性以及低功耗和抗衰落等优点。并且针对所设计的一体化波形,因通信

数据调制而导致的频率相干积累困难的问题,本文给出了多普勒尺度变换的方法,通过改变信号相干积累的核函数,使得不同符号间的多普勒频率能在同一频点处完成积累。

1 MFSK-FMCW 一体化信号设计

1.1 信号模型

图 1 为本文设想的应用场景图,车 A、B、C 上都载有一体化信号收发机,车 B 与车 C 主要使用其通信接收功能,行驶过程中,车 A 发送经过调制的一体化信号,车 B 与车 C 都能接收并解调得到其中包含的通信信息,同时车 A 能接收来自车 B 的回波信号,经处理后可得出车 B 的距离及速度信息。

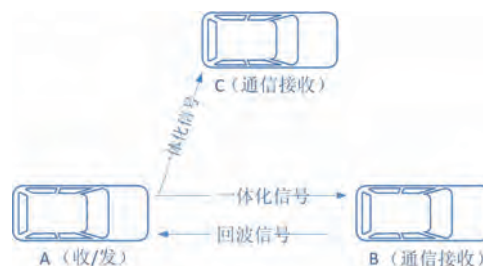


图 1 应用场景图

以 FMCW 信号作为 MFSK 信号的载波,每一个斜率上调制一个 MFSK 符号,如图 2 所示, B 为带宽, T 为符号时长, f_0 为射频载波频率, Δf 为频移间隔, m 为随机调制的 K 进制通信符号, $m \in [0, 1, \dots, K-1]$ 。如图 3 为一体化发射信号的调制流程图。

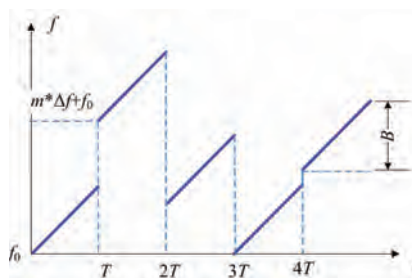


图 2 MFSK-FMCW 时频结构图



图 3 发射信号调制流程图

作为载波的 FMCW 信号可以表示为

$$S_{\text{LFM}} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[j2\pi f_0 \cdot (t - iT) + j\pi\mu(t - iT)^2] \cdot \text{rect}(t - iT) \quad (1)$$

式中,

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

μ 为调频斜率, N 为符号数。调制后的发送信号可由下式表示:

$$Tx = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (t - iT) + j\pi\mu(t - iT)^2] \cdot \text{rect}(t - iT) \quad (2)$$

假设信号经过目标反射后的回波时延为 τ , 则其幅度归一化的回波信号可表示为

$$Rx = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (t - iT - \tau) + j\pi\mu(t - iT - \tau)^2] \cdot \text{rect}(t - iT - \tau) + n(t) \quad (3)$$

式中, m_i 为第 i 个符号上随机调制的通信信息, $n(t)$ 为杂波干扰。

1.2 信号处理

图 4 为 LoRa 信号处理流程图, 本文通信接收端的处理方式与 LoRa 相同, 采用 FMCW 作为通信载波不会影响通信性能^[15]。图 5 为常规 FMCW 雷达回波信号处理流程图。



图 4 LoRa 信号处理流程图



图 5 FMCW 信号处理流程图

将发送信号与接收的一体化回波信号进行差拍处理(也称 dechirp 处理), 再经过 FFT 处理后可得目标的距离信息, 下面给出第 i 个符号差拍处理的结果:

$$s_{\text{dechirp}}(t) = Tx \cdot Rx^* = \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot \tau + j\pi\mu[2(t - iT)\tau - \tau^2]] \cdot \text{rect}\left[\frac{T}{T - \tau}(t - iT - \tau)\right] \quad (4)$$

记 t' 为信号的快时间, 则 $t = t' + iT + \frac{R}{c}$ 可表

示为从发送第一个符号开始至第 i 个符号到达目标所用的时间。因此回波时延 τ 可以表示为

$$\tau = \frac{2(R - vt)}{c} = \frac{2(R - v(t' + iT + \frac{R}{c}))}{c} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)并化简可得

$$s_{\text{dechirp}}(t') = Rx^* \cdot Tx = \text{rect}\left[\frac{T}{T - \tau}(t' - \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot iT - \frac{2v}{c} \cdot \frac{R}{c} - \frac{2v}{c}t' - iT)\right] \cdot \exp[j2\pi(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0)) \cdot t'] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot iT)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}] \cdot \varphi(t') \quad (6)$$

$\varphi(t')$ 中的值与载波无关且 $2R/c \ll 1$, $2v/c \ll 1$, 故可忽略不计。为了便于 FFT 处理, 对信号进行离散化, 时间 t 对应的采样点数为 nT_s , $0 \leq n \leq N - 1$, N 为信号的采样点数, M 为一个符号的采样点数, T_s 为采样间隔。则 dechirp 后的回波信号的离散形式为

$$s_{\text{dechirp}}(n') = Rx^* \cdot Tx = \text{rect}\left[\frac{MT_s}{MT_s - \tau}(n'T_s - \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot iMT_s - \frac{2v}{c} \cdot \frac{R}{c} - \frac{2v}{c}n'T_s - iMT_s)\right] \cdot \exp[j2\pi(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0)) \cdot n'T_s] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot iMT_s)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot \frac{2R}{c}] \cdot \varphi(n'T_s) \quad (7)$$

经过 dechirp 处理后的回波信号是一个单频信号, 可以通过对其进行 FFT 处理得到目标的距离信息, 与脉冲压缩相比, dechirp 与 FFT 组合的方式对信号采样的要求更低, 即对系统模数转换器的要求更低, 更方便处理信号。经 FFT 处理后的信号表示如下:

$$S_{\text{dechirp}}(k_1) = \sum_{n'=0}^{M-1} s_{\text{dechirp}}(n') \exp(-\frac{j2\pi}{M}k_1n') =$$

$$\begin{aligned} & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot iMT_s)] \cdot \\ & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}] \cdot \exp[j\pi(M-1)(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot \\ & (\Delta f \cdot m_i + f_0)) \cdot T_s - \frac{k_1}{M}] \cdot \\ & \frac{\sin(M\pi T_s(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0)) - \pi k_1)}{\sin(\pi T_s(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0)) - \frac{\pi k_1}{M})} \end{aligned} \quad (8)$$

由公式(8)可知, $S_{\text{dechirp}}(k_1)$ 的包络为一个 sinc 函数, 当 $k_1 = MT_s(\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0))$ 时, 可取得包络的峰值点, 此时的 k_1 所对应的距离即为所求目标的距离信息。对每一个符号作 FFT 处理后采样所得的峰值难以保持在同一频点, 这是因为 k_1 的值不是定值, 受载波增量影响会出现频谱扩展现象。

2 多普勒尺度变换及相位补偿的影响

2.1 问题说明

目标的速度信息以多普勒的形式加载在每一个回波符号上, 可以通过对信号作 MTD 获得目标的速度。由公式(8)所示, 相位项 $\exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}]$ 中不包含速度信息, 可视作含有目标距离信息的干扰项, 又于公式(8)中已经测得目标的距离信息, 故可对每个符号的峰值点相位作对应的相位补偿处理, 消除干扰项, 此时的相位项可表示为

$$\begin{aligned} P(i) = & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot \\ & iMT_s)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}] \cdot \\ & \exp[-j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}] = \\ & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot \\ & iMT_s)] \end{aligned} \quad (9)$$

对相位 $P(i)$ 作 MTD 可得下式:

$$S_{\text{MTD}} = \sum_{i=0}^{N-1} P(i) \exp(-j \frac{2\pi}{N} k_2 i) = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[j2\pi(\Delta f \cdot$$

$$\begin{aligned} & m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot iMT_s)] \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{N} k_2 i) = \\ & \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j \frac{2\pi}{N} \cdot i \cdot (\frac{2v}{c} MT_s N(\Delta f \cdot m_i + \\ & f_0) + k_2)] \end{aligned} \quad (10)$$

式中的采样点 k_2 对应的速度即为所求目标速度。

此时所求得的速度受两个方面的影响: 1) 相位补偿问题, 已测得的目标距离信息受距离分辨率的限制, 不一定为目标的真实距离, 这将使得式(9)中的相位补偿不能完全消除干扰项, 会有残留; 2) 多普勒相干积累问题, 调制的通信信息会使一体化信号上各符号间的相位发生跳变, 做多普勒相干积累时的频率难以保持在同一频点处, 导致测速受到干扰。

针对这两个问题, 本文提出了多普勒尺度变换来解决多普勒相干积累问题, 并对相位补偿后的影响进行分析。图 6 为本文所用方法的一体化信号回波处理流程图。



图 6 一体化信号回波处理流程图

2.2 多普勒尺度变换处理

因通信信号的随机调制导致 MTD 的结果不能在同一频点积累的问题, 具体表现在公式(10)中 k_2 的值将随着载波增量项 $\Delta f \cdot m_i$ 改变, 这将导致有不同程度的旁瓣产生, 削弱甚至淹没主瓣, 最大值幅度值对应的采样点位置可能并非为目标速度所对应的位置, 影响测速。

基于尺度变换思想, 本文提出一种消除符号间多普勒扩展的方法, 通过在傅里叶变换核函数中引入尺度变换因子达到不同符号间多普勒对齐的效果, 将核函数 $\exp(-j \frac{2\pi}{N} k_2 i)$ 变换为 $\exp(-j \cdot \frac{2\pi}{N} k_2 i \frac{\Delta f \cdot m_i + f_0}{-f_0})$, 此时的式(10)重写为

$$S_{\text{MTD}} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot iMT_s)] \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{N} k_2 i \frac{\Delta f \cdot m_i + f_0}{-f_0}) =$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j \frac{2\pi}{N} \cdot i \cdot \frac{\Delta f \cdot m_i + f_0}{f_0} \cdot (\frac{2v}{c} MT_s f_0 N - k_2)] \quad (11)$$

修正的傅里叶变换核与载波增量相关,由式(11)可知,第 i 个符号的峰值位于 $k_2 = \frac{2v}{c} MT_s f_0 N$ 处,这意味着经过尺度变换处理后的结果与载波增量 $\Delta f \cdot m_i$ 无关。也就是说,不同符号上的目标多普勒可以在固定频点 k_2 的位置获得积累。

2.3 相位补偿与误差分析

式(9)中所述消除目标相位中带有距离信息的干扰项时,所用的目标距离信息为已测得的目标距离,此距离受到系统的距离分辨率 ΔR 的限制,并不一定为目标的实际位置,若要保证测距的准确性,应使测得的目标距离与真实距离 R 之间的差距在半个距离分辨率内:

$$|k_1 \cdot \Delta R - n \cdot \Delta R| \leq \frac{\Delta R}{2} \quad (12)$$

从公式 $k_1 = MT_s (\mu \frac{2R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot (\Delta f \cdot m_i + f_0))$

可以看出, k_1 为速度距离耦合项,包括目标实际距离 R 以及由载波增量和速度共同影响的距离走动, n 为真实距离对应的采样位置。将 $\frac{2MT_s \mu R}{c}$ ·

$\frac{c}{2B} = R$ 与 k_1 的表达式代入式(12)并化简可得

$$\left| e_R - \frac{v}{\mu} (\Delta f \cdot m_i + f_0) \right| \leq \frac{\Delta R}{2} \quad (13)$$

其中 $|e_R| = |R - n\Delta R| \leq \frac{\Delta R}{2}$, 由于距离走动项与载波增量为正相关,故 m_i 取为 $m_{\max}$, 继续代入并化简可得速度 v 的取值范围:

$$|v| \leq \frac{\Delta R \cdot \mu}{\Delta f \cdot m_{\max} + f_0} = \frac{c}{2T(\Delta f \cdot m_{\max} + f_0)} \quad (14)$$

系统受距离分辨率的限制,对所测量的目标速度有此上限值。

假设在一次雷达测速(一个 CPI 持续时间内)过程中,目标的位移很小,则可认为在此次测量中目标的距离走动 e_R 为固定值。公式(9)的相位补偿处理可重新表示为

$$\begin{aligned} P(i) = & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot \\ & iMT_s)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2R}{c}] \cdot \\ & \exp[-j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2n \cdot \Delta R}{c}] = \\ & \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \cdot (-\frac{2v}{c} \cdot \\ & iMT_s)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2e_R}{c}] \end{aligned} \quad (15)$$

对补偿后的相位作 MTD, 可得

$$\begin{aligned} S_{\text{MTD}} = & \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j \frac{2\pi}{N} \cdot i \cdot \frac{\Delta f \cdot m_i + f_0}{f_0} \cdot \\ & (\frac{2v}{c} MT_s f_0 N - k_2)] \cdot \exp[j2\pi(\Delta f \cdot \\ & m_i + f_0) \frac{2e_R}{c}] \end{aligned} \quad (16)$$

式中, $\exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{2e_R}{c}]$ 为补偿残留项, 因为

m_i 为随机调制的通信信息, 故 m_i 服从离散均匀分布, 则补偿残留项可视为信号的乘性噪声, 取值离散且等概率。当 e_R 取值 $\frac{\Delta R}{2}$ 时噪声对信号的影响

最大, 此时噪声均值为 $E = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{\Delta R}{c}]$, 噪声方差为 $D = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m [\exp[j2\pi(\Delta f \cdot m_i + f_0) \frac{\Delta R}{c}] - E]^2$ 。

3 仿真实验

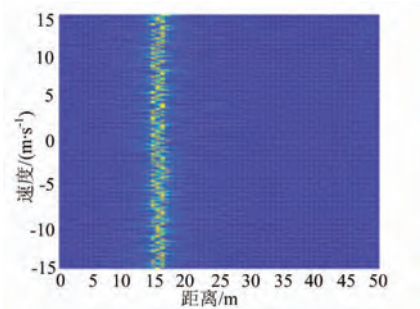
本文按照表 1 所给的参数进行了仿真实验, 添加信噪比为 -10 dB 的高斯白噪声, 预先在场景中设置了一个径向速度为 7 m/s, 距离为 15 m 的运动目标。仿真中采用的频移间隔为最小频移间隔 $1/T$ 的整数倍。

如图 7(a) 所示, 为对已去除通信信息的回波信号作 FFT 处理的等高线图, 未经过尺度变换处理, 可以看到受载波增量影响, 峰值频率不在一条直线上, 存在频率扩展现象, 若对此时的信号作 MTD 处理将会有幅值较高的旁瓣出现, 图 7(b) 为尺度变换处理之后的等高线图, 此时的频率保持

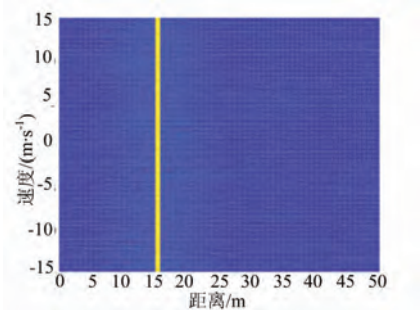
在一条直线上,即目标多普勒能在同一频点积累。

表 1 一体化系统仿真参数表

参数	参数值
射频频率	24 GHz
信号带宽	200 MHz
MFSK 最小频移间隔	0.6 MHz
单个符号采样点数	200
采样频率	120 MHz
进制数 K	≥ 4
相干处理间隔 CPI	0.6 s
散射系数	0.06



(a) 未经处理的多普勒扩展图



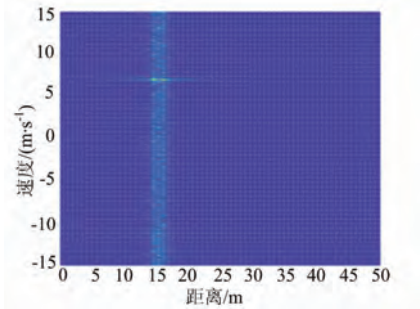
(b) 尺度变换后的多普勒扩展图

图 7 尺度变换前后对比图

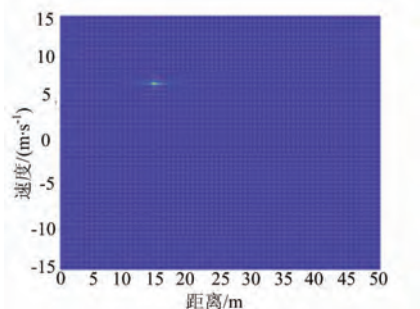
图 8(a)、(b)分别给出了经 4FSK 调制的信号,在 1 倍最小频移间隔的条件下,采用本文方法前后所得到的距离多普勒图,图 8(b)中的能量更为集中。图 8(c)、(d)分别给出了 8 倍最小频移间隔条件下的距离多普勒图。可以看到随着频移间隔的增大,乘性噪声对目标测速的影响也在变大,采用传统 MTD 检测方法,MTD 后的能量较为分散,不能集中在同一个频点处,故如图 8(c)所示会有很多旁瓣。且在频移间隔为 8 倍最小频移间隔的情况下,传统方法已经不能正常测量目标速度,而采用本文提出的多普勒尺度变换与相位补偿处理过

后,与未经处理相比,对旁瓣的抑制效果显著,MTD 后的能量更加集中,目标速度更为明确。图 8(b)与图 8(d)同样也会有较小干扰出现,这是由于系统距离分辨率的限制,干扰项不能完全消除而导致的乘性噪声影响,文中公式(15)已有说明。

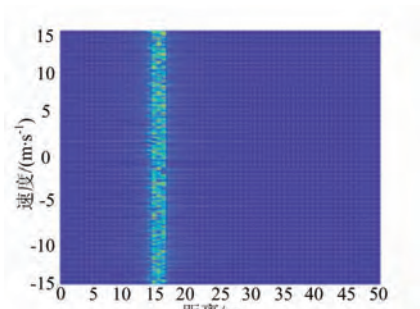
由式(16)可知,频移间隔一定时,乘性噪声的大



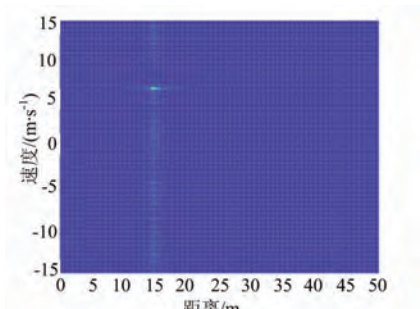
(a) 传统 MTD 方法的距离多普勒图



(b) 尺度变换后的距离多普勒图



(c) 传统 MTD 方法的距离多普勒图



(d) 尺度变换后的距离多普勒图

图 8 传统 MTD 方法与本文方法对比

小只与通信调制进制数相关,进制数越高对相位项的影响也就越大。为更好地了解乘性噪声对测速的影响,图9为采用本文方法后,进制数与多普勒主旁瓣比趋势图。此处的主旁瓣比可以理解为图8(c)中MTD后测得速度的峰值幅度最大值与旁瓣值的比值,随着进制数的增加,多普勒主旁瓣比在减小,即测速受到的干扰变大,难分辨出真实的速度信息,当比值趋于1时,已经不能正常测速。

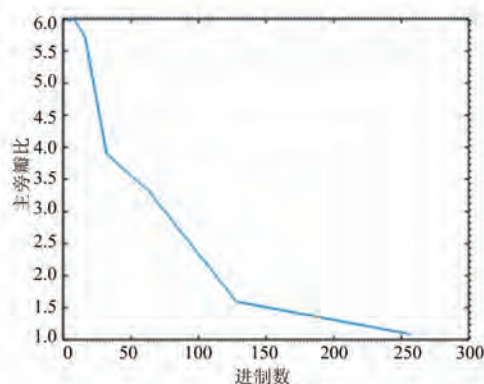


图9 进制数与主旁瓣比趋势图

4 结束语

本文设计了一种基于 MFSK-FMCW 的雷达通信一体化波形,在车载 FMCW 波形的基础上引入了频移键控,从而加载通信信息,将 FMCW 作为 MFSK 调制的载波,对 FMCW 体制的改动不大,保留了原有 FMCW 雷达的优势,具有良好的通信与雷达性能。相比于现有的 MSK, 2FSK 通信, MFSK-FMCW 有更好的频带利用率以及较高的扩频增益。具有良好的恒包络特性及较高的距离分辨率。本文通过多普勒尺度变换处理,很好地解决了因加载通信信息而导致的相干积累不能在单一频点的问题,但因系统距离分辨率的限制,测速会受到一个与通信载波增量相关的乘性类噪声项影响,此影响与通信进制数成正相关,因此需要在通信调制效率与雷达测速性能之间做出权衡。

参考文献:

[1] 朱伏生. 车载雷达通信系统综述[J]. 中兴通讯技术, 2018, 24(3):32-38.
[2] MOGHADDASI J, WU K. Unified Radar-Communication (RadCom) Multi-Port Interferometer Transceiver[C]// 2013 European Radar Conference, Nurem-

berg, Germany; IEEE, 2013:1791-1794.
[3] TAKASE H, SHINRIKI M. A Dual-Use System for Radar and Communication with Complete Complementary Codes [C] // International Radar Symposium, Gdansk, Poland; IEEE, 2010:1-4.
[4] 杨慧婷,周宇,谷亚彬,等. 参数调制多载波雷达通信共享信号设计[J]. 雷达学报, 2019, 8(1):54-63.
[5] LEVANON N. Multifrequency Complementary Phase-Coded Radar Signal[J]. IEE Proceedings- Radar, Sonar and Navigation, 2002, 147(6):276-284.
[6] HU L, DU D C, XUE G R. Radar-Communication Integration Based on OFDM Signal[C]// IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Guilin, China; IEEE, 2014:442-445.
[7] BLUNT S D, COOK M, JAKABOSKY J, et al. Polypulse-Coded FM (PCFM) Radar Waveforms, Part I: Implementation[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(3):2218-2229.
[8] BLUNT S D, JAKABOSKY J, COOK M, et al. Polypulse-Coded FM (PCFM) Radar Waveforms, Part II: Optimization[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(3):2230-2241.
[9] MCCORMICK P M, SAHIN C, BLUNT S D, et al. FMCW Implementation of Phase-Attached Radar-Communications (PARC)[C]// IEEE Radar Conference, Boston, MA, USA; IEEE, 2019:1-6.
[10] ALABD M B, NUSS B, WINKLER C, et al. Partial Chirp Modulation Technique for Chirp Sequence Based Radar Communications[C]//16th European Radar Conference, Paris, France; IEEE, 2019:173-176.
[11] 谷亚彬, 张林让, 周宇. 采用 FRFT-OFDM 的雷达通信功能共享方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2017, 44(6):48-52.
[12] CHEN R, YANG B, WANG W, et al. Range and Velocity Estimation for DFRFT-OFDM-Based Joint Communication and Sensing Systems [C] // 2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference, Honolulu, HI, USA; IEEE, 2019:1-5.
[13] FAN Y W, BAO J C, ALJUMAILY M S, et al. Communications via Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar in Millimeter Wave Band[C]// IEEE Global Communications Conference, Waikoloa, HI, USA; IEEE, 2019:1-7.
[14] NUSENU S Y, WANG W Q, CHEN H. Dual-

一种空管雷达风电场干扰抑制方法

张衡¹, 唐瑾², 林强¹, 焦艳²

(1. 空军预警学院, 湖北武汉 430019; 2. 四创电子股份有限公司, 安徽合肥 230088)

摘要: 风电场作为一种特殊的大型障碍物, 具有复杂的电磁散射特性, 会对空管雷达产生严重影响。针对空管雷达受风电场干扰的现实问题, 本文提出了一种双波束并行处理抑制方法。首先依据风电场杂波和目标在高度和回波特征上的差异, 结合空管雷达特点, 构建了抑制系统的框架和流程; 其次利用双波束的幅度和相位信息, 设计了高度估计的方法; 最后提出了杂波估计和抑制方法。实验仿真结果表明, 该方法能够有效识别风电场干扰, 提升空管雷达的抗风电场干扰能力。

关键词: 空管雷达; 风电场; 抗干扰; 双波束

中图分类号: TN958.2 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0224-07

A Method for Wind Farm Jamming Suppression in Air Traffic Control Radar

ZHANG Heng¹, TANG Jin², LIN Qiang¹, JIAO Yan²

(1. Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China; 2. Sun-Create Electronics Corporation Ltd., Hefei 230088, China)

Abstract: As a special kind of large obstacles, wind farm has complex electromagnetic scattering characteristics and can produce serious interference to air traffic control radar. Aiming at the realistic problem of air traffic control radar being interfered by wind farm, a dual-beam parallel processing suppression method is proposed in this paper. Firstly, according to the difference of clutter and target in height and echo characteristics and combining with ATC radar features, the framework and flow of suppression system are constructed. Secondly, using the amplitude and phase information of the double beams, the method of height estimation is designed. Finally, the clutter estimation and suppression are proposed. The experimental results show that the method can effectively identify wind interference and improve the anti-jamming ability of air traffic control radar.

Key words: air traffic control radar; wind farm; jamming suppression; dual beams

0 引言

近年来,随着资源供给的日趋紧张,以及环境问题的日益突出,可再生环保资源逐渐引起了人们的重视。风能作为一种清洁无污染的可再生资源得到了广泛的认可,风力发电是运用风能的一种重要方式,其对于调整能源结构,节约资源利用,保护生态环境,促进经济的高效可持续发展具有重要的意义。

由于风力涡轮发电机(简称风轮机)庞大的尺寸、强散射特性以及风轮机叶片的微动(Micro-motion)特征,风电场会对雷达产生严重的影响^[1-3]。主要包括三个方面:1)风电场回波可能在信号中占主导地位而遮挡来自飞机的回波信号,

导致“雷达盲区”;2)飞机航迹可能由于与来自风电场的回波的错误关联而偏离其正确的路径;3)风电场的回波可能导致在风电场附近产生高的虚警。

空管雷达是两坐标雷达,由于没有多个波束,风电场产生的回波和目标产生的回波具有同样的特性,而且在幅度上更强一些,因此受风电场干扰更加严重。目前,大部分空管雷达抑制风电场干扰的方法是在风电场区域中进行距离方位门限调整或者航迹起始准则的调整。这些方法在抑制干扰的同时会显著降低雷达性能,并有可能使得空管系统失效^[4]。因此,本文根据传统空管雷达结构特点和技术发展现状,提出采用高低波束并行处理方法,构建空管雷达抗风电场干扰系统总体框架,并设计了关键模块的流程和处理方法。仿

真结果表明,该方案有效可行。

1 空管雷达及风轮机回波模型

1.1 空管雷达

在实际空管雷达站的建设中,一般将一次雷达和二次雷达合装架设,充分发挥两种雷达探测目标的不同机理,这样能够进行优势互补。合装的空管雷达除了天线座及旋转机构外,两种雷达都是按照双机热备份设计,确保能够全天候不间断进行值班,其结构如图1所示。其中,空管一次雷达的高低波束回波信号在接收机中进行合成,没有进行独立处理。

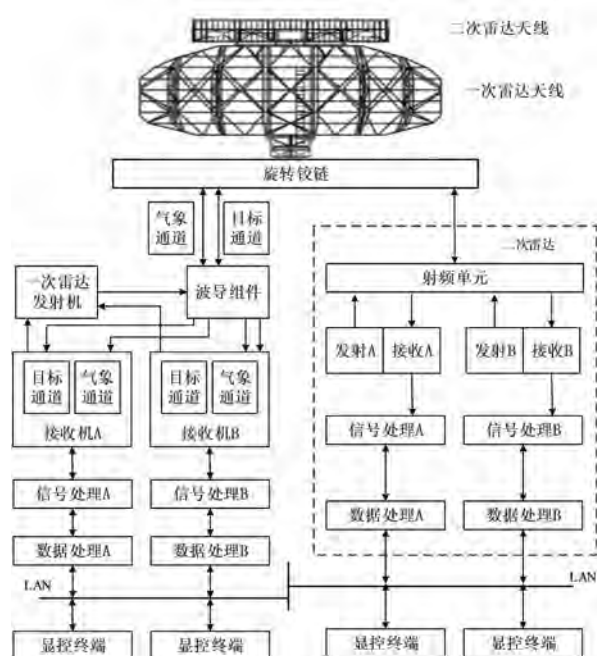
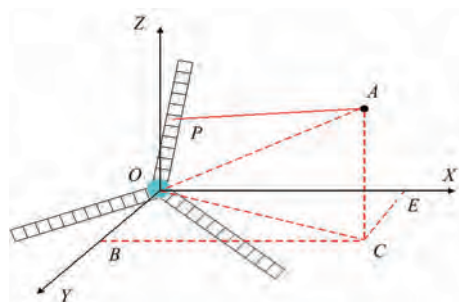


图1 空管雷达系统组成框图

1.2 风轮机回波模型

一个完整的风轮机主要包括叶片、桅杆和引擎舱三个部分,而且每个部分的电磁波散射特征不同。桅杆和引擎舱相对雷达来说是静止的,对电磁波有较强散射,表现为具有一定雷达截面积的静止目标,与地物杂波一样,可当作地物杂波使用动目标显示滤波器进行处理;叶片则处于转动的状态,表现出运动目标的特征,且叶片不同部分的转动线速度不同,故其雷达回波信号具有很宽的多普勒谱^[5-7]。

雷达与风轮机叶片位置关系如图2所示。点O为风轮机叶片的旋转中心,点P为旋转叶片上的任一散射点,点A为雷达所在位置,直线AO方向为雷达波束方向(Line of Sight, LOS),雷达与叶片旋转中心的距离为D。



以散射点P为例进行分析。雷达波束相对于风轮机的方位角为 $\angle BOC$,记为 α ;雷达波束相对于风轮机的俯仰角为 $\angle AOZ$,记为 β ;雷达波束与叶片散射点的夹角为 $\angle AOP$,记为 $\delta(t)$;叶片散射点旋转角为 $\angle POX$,记为 $\varphi(t)$ 。根据空间直线夹角公式可得四者之间的关系为

$$\cos \delta(t) = \sin \alpha \sin \beta \cos \varphi(t) + \cos \beta \sin \varphi(t) \quad (1)$$

点P到叶片旋转中心的距离记为 r_n ,在远场条件下 $(r_n/D)^2 \rightarrow 0$,因此可得点P到雷达的距离为

$$d_p(t) = \sqrt{D^2 + r_n^2 - 2Dr_n \cos \delta(t)} \approx D - r_n \cos \delta(t) \quad (2)$$

若发射信号为单载频信号,其频率和波长分别为 f_c 和 λ ,光速为 c ,则散射点P在雷达处的回波信号为

$$S_p(t) = \exp \left\{ j \left[2\pi f_c \left(t - \frac{2d_p(t)}{c} \right) \right] \right\} = \exp(j2\pi f_c t) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi D}{\lambda} \right) \cdot \exp \left[j \frac{4\pi r_n \cos \delta(t)}{\lambda} \right] \quad (3)$$

对上式进行去载频和去恒定相位项处理,可得散射点P回波的基带信号为

$$S_p(t) = \exp \left[j \frac{4\pi r_n \cos \delta(t)}{\lambda} \right] \quad (4)$$

设叶片长度为R,对上式进行积分可得整个叶片回波的基带信号为

$$S_{\text{sum}}(t) = \int_0^R \exp\left[j \frac{4\pi r_n \cos\delta(t)}{\lambda}\right] dr_n = R \cdot \exp\left[j \frac{2\pi R \cos\delta(t)}{\lambda}\right] \cdot \text{sinc}\left[j \frac{2R \cos\delta(t)}{\lambda}\right] \quad (5)$$

若一个风轮机包含 K 个叶片,且第 K 个叶片与雷达波束的夹角为 $\delta_k(t)$,可得所有叶片总回波的基带信号为

$$S_{\text{bla}}(t) = \sum_{k=1}^K S_{\text{sum}}(t) = \sum_{k=1}^K R \cdot \exp\left[j \frac{2\pi R \cos\delta_k(t)}{\lambda}\right] \cdot \text{sinc}\left[j \frac{2R \cos\delta_k(t)}{\lambda}\right] \quad (6)$$

由风轮机回波模型可以看出,影响风轮机杂波特征的参数主要有相对距离、叶片长度、叶片转速、旋转初相、俯仰角和方位角等,其中叶片转速和旋转初相的时变性较大,是影响风轮机杂波模型的主要参数。

通常风轮机成片存在,风电场的回波模型可以在上述模型的基础上进行改进,需要在考虑多径和遮蔽影响的前提下进行研究^[8]。

2 空管雷达风电场干扰抑制方法

风轮机的高度一般只有 100 m 左右,并且其回波特征相对固定,而空中目标的高度更高并且其回波特征与风电场的回波特征存在较大的差异。因此,本文在现有空管雷达结构基础上,提出了一种风电场干扰抑制方法。该方法在一次雷达中使用两个独立的并行处理的低波束和高波束接收通道,并加入了高度估计和分类识别模块,如图 3 所示。

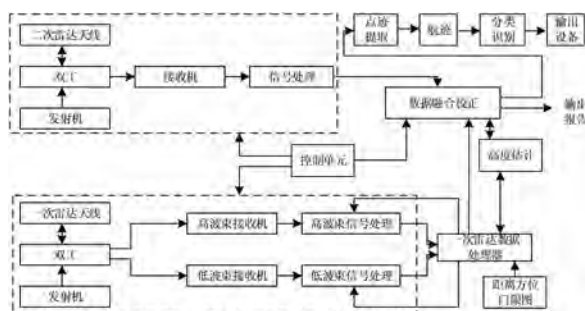


图 3 空管雷达抗风电场干扰设计结构框图

2.1 风电场干扰抑制流程

一次雷达收发模块向空间发射雷达波束,并接收目标反射的高波束回波信号和低波束回波信号;二次雷达收发模块向空中目标发送询问信号,并接收目标发出的应答信号;低波束回波信号处理模块对低波束回波信号进行检测,确定目标的低波束检测幅度和相位;高波束回波信号处理模块对高波束回波信号进行检测,确定目标高波束的振幅和相位;一次雷达数据处理模块利用高低波束检测到的振幅和相位计算目标的仰角,并利用目标的仰角计算目标的估计高度。

当确定被检测到的目标是由于风电场引起的杂波时,一次雷达数据处理模块向低波束和高波束信号处理提供杂波检测反馈信号,表示检测错误。低波束和高波束信号处理将进行第二次处理,把风电场杂波从回波信号中去除,并确定当前雷达回波信号中是否存在其他目标。

一次雷达数据处理模块可以通过三种条件来判断检测是否是风电场杂波:①高低波束检测到的目标的幅度是否高于到风电场杂波的幅度检测门限;②估计的高度是否低于风电场杂波高度门限;③检测目标的方位和距离与距离方位门限图(存储雷达周边风电场位置)所示的风电场位置是否对应。

一次雷达数据处理模块生成一次雷达探测信息(距离、方位、振幅、多普勒值和估计高度),与二次雷达的探测信息(距离、方位、振幅、多普勒值、高度和身份)进行融合,并进行点航迹处理。考虑到杂波剩余会引起错误的检测,分类识别模块根据多个扫描的检测信息,通过综合分析各阶段处理数据和改进的数据关联处理,还可以进一步提高飞机和风电场杂波的识别能力。

2.2 高度估计

对于不同目标,由于雷达反射截面(RCS)、距离、仰角等差异,回波信号幅度不同,不能直接根据信号幅度大小确定目标仰角或高度。但高低波束通道接收到的同一目标回波信号的幅度差则只与图 4 中的高低波束增益差有关。

对图 4 中的两个增益曲线作差,可以得到回波幅度差,也就是比幅值和目标仰角的对应关系,如

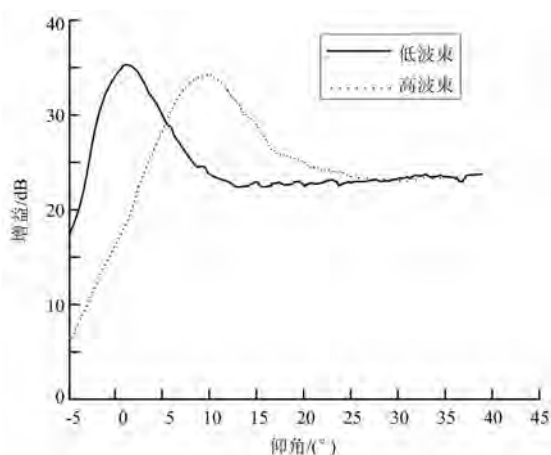


图4 高低波束俯仰面增益仿真图

图5所示。图5通常称之为比幅角敏函数曲线。对于空管一次雷达,得到高低波束回波比幅曲线后,再根据比幅角敏函数,就可以得到目标的仰角^[9-10]。

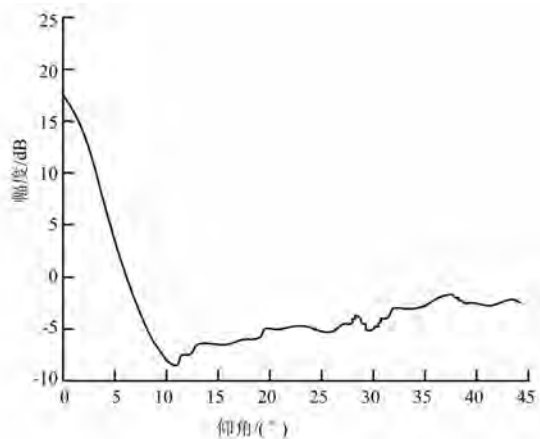


图5 比幅角敏函数曲线仿真图

类似比幅角敏函数,利用高低波束回波之间的相位差,也就是比相值和目标仰角之间的对应关系,还可以得到比相角敏函数曲线,如图6所示。

比幅法和比相法测仰角均存在多值,即测仰角模糊问题。可以综合利用比幅、比相角敏函数信息解模糊的方法得到目标的仰角^[11]。

测得目标仰角后,结合雷达获得的目标距离信息,根据下式可以得到目标的高度。

$$H = h + \frac{R^2}{2a} + R \sin \theta \quad (7)$$

式中, h 为雷达天线架高, a 为等效地球半径,取 8 493 km, R 为目标距离, θ 为目标仰角。

由于天线平台水平误差和天线波束指向误差、非标准大气折射误差、阵地周边环境等外界因

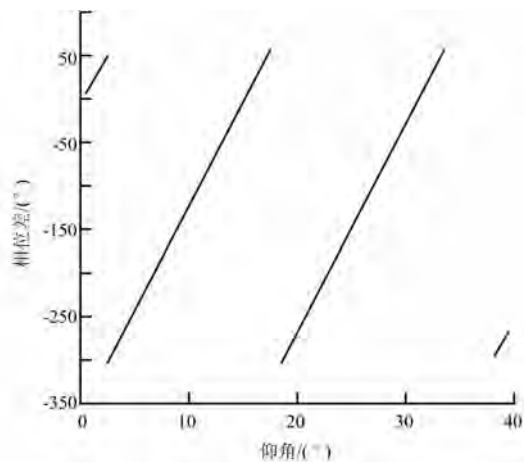


图6 比相角敏函数曲线仿真图

素引起的误差,以及机内噪声接收通道幅相等雷达自身因素引起的误差等因素会对测高精度产生影响,因此高度估计需要进行校准。高度估计校准以二次雷达的高度信息为基准,对一次雷达高度估计进行周期性地修正。

2.3 杂波的估计与抑制

2.3.1 杂波的估计

利用风电场回波的时频特征,根据风轮机“时频闪烁”与风轮机微动参数间的对应关系,借鉴图像处理的相关知识,对风轮机的转速和初相进行估计。

1) 转速估计

目前主流的风轮机叶片数量均为 3,每两片叶片之间的夹角为 120° 。在风轮机叶片旋转过程中,当雷达视线垂直照射叶片时的风轮机回波达到最强,出现一个峰值,如图7所示。随着叶片的转动,峰值周期性地出现,且任意两个相邻的峰值对应的时间间隔相同,在该时间间隔内风轮机旋转了 60° ,也即转过了 $1/6$ 转。因此可根据峰值出现的时间间隔 Δt ,求得风轮机的转速估计值(单位: r/s)为

$$\hat{f}_{\text{rot}} = 1/6\Delta t \quad (8)$$

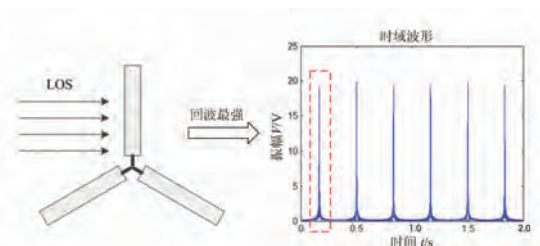


图7 叶片转动与峰值时刻对应关系示意图

通过寻峰函数找到峰值出现对应的时刻,便可以对风轮机的转速进行估计。

2) 风轮机初始相位估计

基于时域波形图的风轮机微动参数提取方法不仅可以提取叶片的旋转频率,同时还可以根据峰值出现的位置估计风轮机叶片的初始相位。假设初始时刻 t_0 的叶片初始相位为 θ_0 ,当回波出现第一个波峰时刻 t_1 时,叶片转过的角度为 θ_1 ,如图8所示。要判断叶片的初始相位估计值,还需借助时频域波形图的闪烁时刻,若第一个波峰出现时的时频闪烁值为正,此时的初始相位估计值为^[12]

$$\hat{\theta}_0 = \theta_1 + \pi/2 = 2\pi\hat{f}_{\text{rot}}t_1 + \pi/2 \quad (9)$$

若第一个波峰出现时的时频闪烁值为负,此时的初始相位估计值为

$$\hat{\theta}_0 = \theta_1 - \pi/2 = 2\pi\hat{f}_{\text{rot}}t_1 - \pi/2 \quad (10)$$

因此对初始相位 $\hat{\theta}_0$ 的求解实际上可以转化为对 $\hat{f}_{\text{rot}}$ 和 t_1 的求解,式(8)已给出 $\hat{f}_{\text{rot}}$ 的求解方式,而对 t_1 的求解只需根据时域波形图提取第一个峰值时刻值 t_1 ,即可求得其中一个叶片的初始相位。

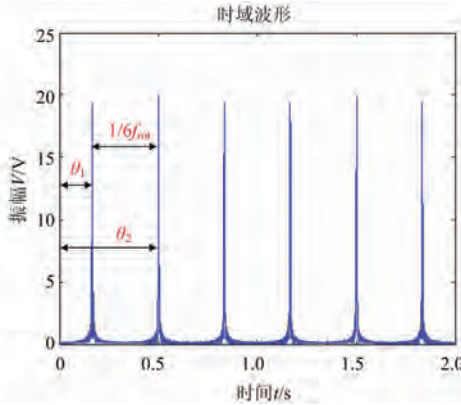


图8 峰值时刻与相位对应关系示意图

但是单独以第一个峰值时刻 t_1 作为风轮机叶片初始相位的求解依据往往会因为测量误差等造成估计值精度下降,存在很大的不确定性。可通过所有波峰时刻求得第一个峰值时刻的平均值 $\bar{t}_1$,降低测量意外的发生,其求解过程如式(11)所示。

$$\bar{t}_1 = \frac{t_1 + (t_2 - 1/6f_{\text{rot}}) + (t_3 - 2/6f_{\text{rot}}) + \dots + (t_n - (n-1)/6f_{\text{rot}})}{n} \quad (11)$$

由于相邻两个叶片间的初始相位相差 $2\pi/3$,因此其他叶片的初始相位可在这个叶片的初始相

位估计值 $\hat{\theta}_0$ 基础上加上相应的叶片角度间隔,便可得出所有三个叶片的初始相位。

2.3.2 杂波抑制

高低波束处理方法一致,下面以低波束处理过程为例进行说明,处理流程如图9所示。

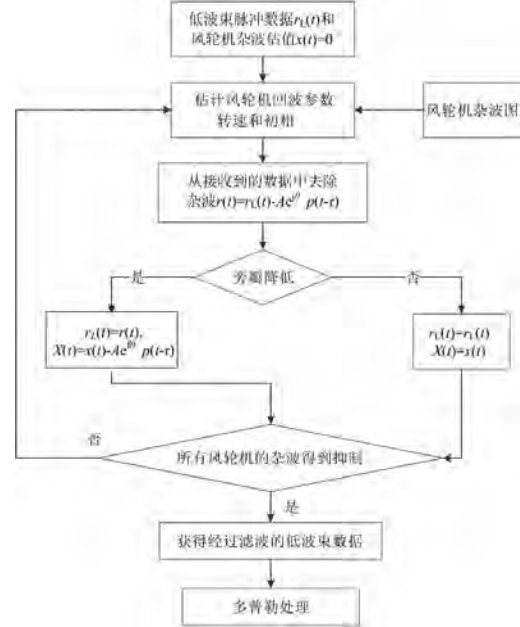


图9 风电场杂波滤波流程图

假设接收到的低波束信号为 $r_L(t)$,脉冲压缩波的自相关函数为 $p(t)$,接收机噪声为 $n(t)$,有 n 个风轮机回波信号和 M 个飞机目标。则接收到的信号可以表示为

$$r_L(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{j\theta_{Li}} p_i(t - \tau_i) + \sum_{k=1}^M A_k e^{j\theta_{Lk}} p_k(t - \tau_k) + n_L(t) \quad (12)$$

式中: A_i , τ_i , θ_{Li} 分别为第 i 个风轮机的回波信号的幅度、相位和时延; A_k , τ_k , θ_{Lk} 分别为第 k 个目标的回波信号的幅度、相位和时延。

根据雷达回波信号的时频分析估计出风轮机的转速和初相,得到风轮机杂波的幅值 A 、相位 θ 和时延 τ 。则从接收数据中滤除杂波后的信号为

$$r(t) = r_L(t) - A e^{j\theta} p(t - \tau) \quad (13)$$

通过脉压后旁瓣的变化判断是否达到抑制目的。

$$\int_{\tau-0.5 \times c_p}^{\tau+0.5 \times c_p} |r(t)| dt + \int_{\tau+0.5 \times c_p}^{\tau+0.5 \times c_p} |r(t)| dt < \left[\int_{\tau-0.5 \times c_p}^{\tau+0.5 \times c_p} |r_L(t)| dt + \int_{\tau+0.5 \times c_p}^{\tau+0.5 \times c_p} |r_L(t)| dt \right] \times \delta \quad (14)$$

如果式(14)成立,则令 $r_L(t) = r(t)$, $x(t) = x(t) + Ae^{j\varphi} p(t - \tau)$ 。其中, p 是没有进行脉冲压缩的宽度, c_p 是脉冲压缩后宽度, δ 是用来控制期望的副瓣压缩量。如果式(14)不成立,则令 $r_L(t) = r_L(t)$, $x(t) = x(t)$, 再进行下一次迭代,找出下一个峰值。

如果所有风轮机杂波信号得到合理估计,系统从原始低波束回波数据中去除所有风轮机回波估计信号,再进行多普勒处理。

3 实验及结果分析

实验参数设置: 1) 雷达参数 载频为 2.8 GHz, 脉冲宽度为 100 μ s, 脉冲重复频率为 1000 Hz, 多普勒滤波器组个数为 8; 2) 风轮机参数 距离雷达 50 km, 包含 3 个叶片, 长度均为 40 m, 叶片旋转速度为 15 r/min。叶片旋转面与雷达视线的夹角为 23°。目标距离雷达 50 km, 信噪比 SNR=15 dB。风轮机反射回波幅度服从瑞利分布, 且与目标回波位于同一距离单元, 杂噪比 CNR=35 dB。

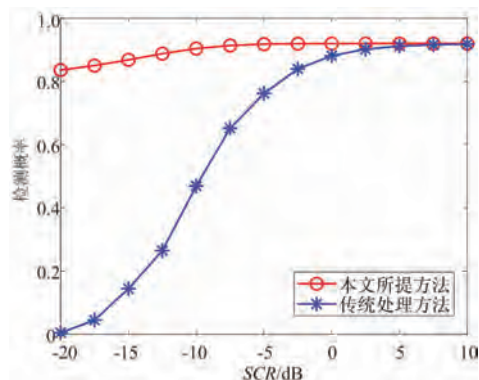


图 11 检测概率随平均 SCR 的变化曲线

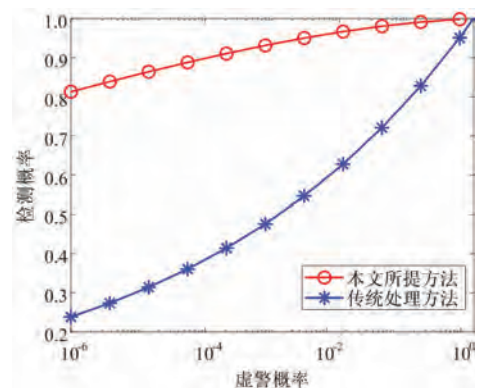


图 10 检测性能曲线

图 10 和图 11 给出了采用本文所提风电场杂波滤除方法后的目标检测性能曲线。为了便于比较,图中也同时给出了采用传统的多普勒滤波器组进行目标检测的性能曲线。需要说明的是,图中的结果是 500 次蒙特卡洛仿真结果的平均值,传统处理方法是指传统空管雷达不进行专门的风电场杂波滤除,由所有多普勒通道的检测结果进行数据融合后得到的结果。从图 10 可以看出,采用本文提出的风电场杂波估计与滤波方法后,雷达在风电场杂波背景中的目标检测性能得到了显著提升,尤其是在低虚警概率情况下,检测性能提升可达 50% 以上。从图 11 可以看出,当被检测单元的 SCR (信杂比) 逐渐降低时,仅采用传统的多普勒滤波器进行检测时,雷达的检测性能下降严重,甚至导致无法检测到目标。而本文所提方法几乎不受信杂比的影响,始终保持了 80% 以上的检测概率,表明了该方法的有效性和稳健性。

4 结束语

本文分析了空管雷达受风电场干扰的原因,在建立风轮机回波模型的基础上,根据现有空管雷达结构,充分利用风电场杂波与目标回波特征差异,建立了一种空管雷达抗风电场干扰方法,并从系统结构和流程、高度估计和杂波估计以及抑制的流程和方法等方面进行设计,提高了雷达抗风电场干扰的能力。实验仿真结果验证了方法的有效性,该研究对常规情报雷达设计也具有十分重要的参考价值。

参考文献:

- [1] LOK Y F, WANG J, PALEVSKY A. Simulation of Radar Signal on Wind Turbine[C]//Proceedings of the IEEE International Radar Conference, Arlington, VA, USA; IEEE, 2010;538-543.
- [2] 何伟琨, 吴仁彪, 王晓亮, 等. 风电场对雷达设备的影响评估与干扰抑制技术研究现状与展望[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(7): 1748-1758.
- [3] BEAUCHAMP R M, CHANDRASEKAR V. Characterization and Modeling of the Wind Turbine Radar Signature Using Turbine State Telemetry[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2017, 55(9): 5134-5147.
- [4] 吴仁彪, 刘娟, 王晓亮, 等. 风电场对气象雷达的影响评估系统设计与实现[J]. 计算机工程与设计, 2019, 40(3):

- 879-885.
- [5] 唐波,陈昊,黄力,等.基于电磁散射中心的风电机叶片雷达回波仿真与分析[J].中国电机工程学报,2019,39(24):7375-7384.
- [6] DE LA VEGA D, MATTHEWS J C G, NORIN L, et al. Mitigation Techniques to Reduce the Impact of Wind Turbines on Radar Services [J]. Energies, 2013, 6(6):2859-2873.
- [7] 唐波,郝斌,张建功,等.风电叶片回波模拟及其多普勒特性分析[J].高电压技术,2019,45(11):3674-3684.
- [8] 张衡,张从胜,林强,等.地形影响下的风轮机雷达回波仿真与分析[J].空军预警学院学报,2020,34(3):178-182.
- [9] 矫志宁,陶晶.两坐标雷达测高方法研究[J].现代雷达,2011,33(12):18-21.
- [10] 陈磊,方青.一种基于波束增益差的两坐标雷达估高方法[J].舰船电子对抗,2015,38(4):33-35.
- [11] 刘宜恒,曲智国,王红,等.基于幅相加权的双通道空

管一次雷达测高方法研究[J].空军预警学院学报,2020,34(3):173-177.

- [12] 胡旭超,谭贤四,曲智国,等.风电场雷达杂波动态重构抑制方法[J].航空学报,2020,41(1):691-697.

作者简介:



张衡 男,1979年生,河南邓州,博士,讲师,主要研究方向为雷达装备发展与运用。

唐瑾 女,1977年生,安徽砀山人,硕士,高级工程师,主要研究方向为雷达信号处理。

林强 男,博士,教授,主要研究方向为雷达装备发展与运用。

焦艳 女,1986年生,安徽合肥人,硕士,主要研究方向为雷达总体技术。

(上接第216页)

作者简介:



李骁 男,2000年生,江苏盐城人,主要研究方向为人工智能算法。



施赛楠 女,1990年生,江苏南通人,博士,讲师、硕士生导师,主要研究方向为雷达信号处理、微弱目标检测。

董泽远 男,1999年生,江苏扬州人,主要研究方向为机器学习算法。

杨静 男,1996年生,江苏泰州人,硕士研究生,主要研究方向为海杂波仿真和目标检测。

(上接第223页)

- Function MIMO Radar-Communications Employing Frequency-Hopping Chirp Waveforms[J]. Progress In Electromagnetics Research M, 2018, 64:135-146.
- [15] VANGELISTA L. Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(12):1818-1821.

作者简介:



张逸格 男,1995年生,浙江温州人,现为桂林电子科技大学电子与通信工程专业硕士研究生,主要研究方向为通信雷达一体化。



郑霖 男,1973年生,安徽祁门人,博士,现任桂林电子科技大学广西无线宽带通信与信号处理重点实验室教授,主要研究方向为无线超宽带通信与定位、自适应信号处理、无线传感器网络。



杨超 男,1988年生,陕西西安人,2020年于桂林电子科技大学获得博士学位,现于桂林电子科技大学担任讲师,主要研究方向为无线通信、传感通信一体化、低小慢目标检测。

一种低剖面可重构全向圆极化天线的设计

黄杰, 孙虎成

(南京信息工程大学应用电磁学研究中心, 江苏南京 210044)

摘要: 本文提出了一种低剖面极化可重构全向圆极化天线。该天线由一个 1×4 偶极子阵列天线和一个单极子天线组成,通过设计可重构馈电网络来激励这两部分子天线,可产生左右旋可切换的全向圆极化波。设计的馈电网络主要由一单刀双掷开关电路和一紧凑二阶3 dB耦合器组成,从而可输出幅度相等、相位差可在 $\pm 90^\circ$ 间切换的两路信号。将馈电网络的两输出端口分别与水平极化的偶极子阵列天线和垂直极化的单极子天线相连,便可使天线在左旋圆极化(LHCP)和右旋圆极化(RHCP)两种辐射状态之间切换。设计的天线总体截面积为 $59.9 \times 59.9 \times \pi \text{ mm}^2$,天线厚度为 $0.058\lambda_0$ 。测试结果表明,该天线在左右旋圆极化状态下的阻抗带宽($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$)分别为21.5%(2.24~2.78 GHz)和19.4%(2.32~2.81 GHz)。全向左右旋圆极化状态的重叠轴比带宽($AR < 3 \text{ dB}$)约为7%(2.44~2.62 GHz)。天线的最高增益为 -0.9 dB ,水平面增益波动小于1.3 dB。

关键词: 极化可重构天线; 圆极化; 馈电网络; 耦合器

中图分类号: TN82 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2022)02-0231-06

Design of a Low-Profile Reconfigurable Omnidirectional Circularly-Polarized Antenna

HUANG Jie, SUN Hucheng

(Research Center of Applied Electromagnetics, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: In this paper, a low-profile polarization-reconfigurable omnidirectional circularly-polarized antenna is proposed. The antenna consists of a 1×4 dipole array antenna and a monopole antenna. By designing a reconfigurable feeding network to excite the two antennas, switchable dual circularly-polarized waves can be generated. The designed feeding network is mainly composed of a single-pole-double-throw switching circuit and a compact second-order 3-dB coupler, so that the two outputs of equal amplitudes and switchable phase differences between $\pm 90^\circ$ can be achieved. By connecting the two output ports of the feeding network with the horizontally-polarized dipole antenna array and the vertically-polarized monopole antenna, the whole antenna can be switched between the left-handed circular polarization (LHCP) and the right-handed circular polarization (RHCP) radiation states. The overall cross-sectional area of the designed antenna is $59.9 \times 59.9 \times \pi \text{ mm}^2$, while the thickness of the antenna is $0.058\lambda_0$. The measured results show that the impedance bandwidth ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$) of the antenna is 21.5% (2.24~2.78 GHz) and 19.4% (2.32~2.81 GHz) for LHCP and RHCP, respectively. The overlapped axial-ratio (AR) bandwidth ($AR < 3 \text{ dB}$) of omnidirectional dual-circular-polarization state is about 7% (2.44~2.62 GHz). The maximum gain of the antenna is -0.9 dB , while the gain variation in the horizontal plane is less than 1.3 dB.

Key words: polarization reconfigurable antenna; circle polarization; feeding network; coupler

0 引言

在现代无线通信系统中,极化可重构天线已经引起了大量的关注^[1-4],形成了广泛的应用。在

工作频带受限的情况下,通信天线极化的多样性可以大大提升无线通信系统的性能^[5-6]。极化可重构天线在增强系统通信能力同时可降低多径干扰^[7-8]。另外一方面,水平面上辐射范围达 360° 的全向天线因其较大的覆盖范围优势,也被广泛应

用在各类无线移动通信系统、雷达系统、传感器网络等技术领域^[9-14]。

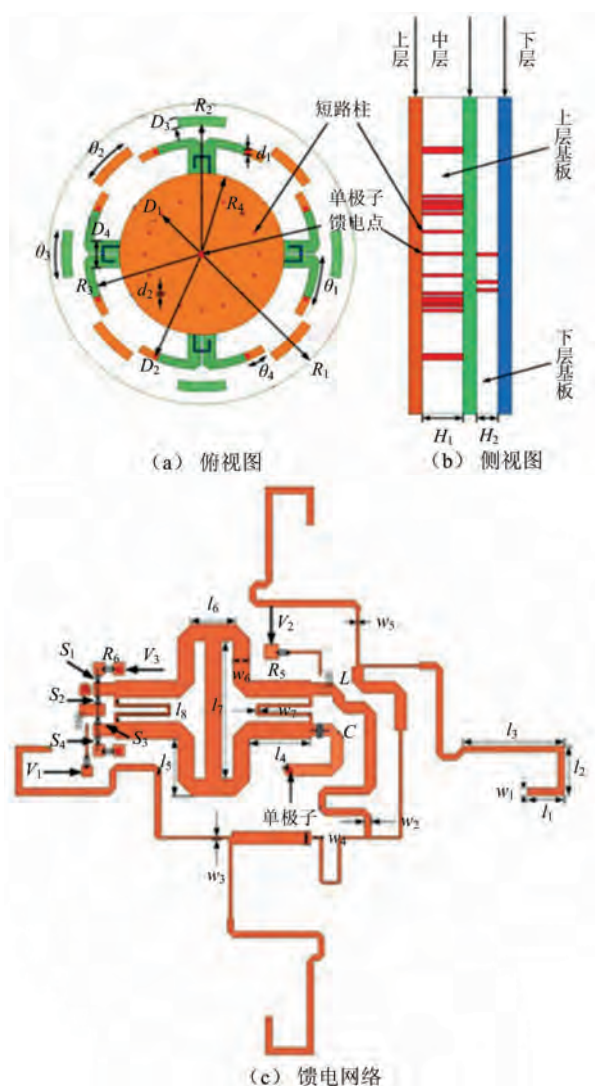
近几年,顺应现代无线通信技术的迅速发展,人们提出了多种可重构全向圆极化天线^[15-18]。如文献[15]报道了一个具有 6 个偶极子的可重构圆极化全向天线,通过控制偶极子天线单元上的 48 个 PIN 二极管实现圆极化状态的切换。文献[16]提出了一个具有 9 根短路柱的可重构全向圆极化天线,通过调控 PIN 二极管状态改变天线单元的电流路径从而实现圆极化方式的切换。文献[17]提出的设计是通过馈电网络控制 1×4 交叉偶极子天线实现状态的切换。文献[18]提出了一个包含有环形偶极子和锥形天线的可重构圆极化天线,利用馈电网络的设计拓宽了天线的轴比带宽,通过调节馈电网络中的 12 个 PIN 二极管可以实现水平、垂直和左右旋圆极化四种辐射状态。上述研究工作主要采用两种方式调控天线的极化,即在天线单元或馈电路径上添加 PIN 二极管。在天线单元数目较多和馈电网络较复杂时,需要采用较多数量的 PIN 二极管才能实现极化的可重构。而使用过多 PIN 二极管会增加设计复杂程度,同时也给天线带来更多的损耗,降低天线性能。

本文提出了一种低剖面可重构全向圆极化天线。天线的主体结构设计在一个双层圆形基板上,通过 PIN 二极管控制馈电网络中的紧凑二阶 3 dB 耦合器来切换天线左右旋圆极化状态。本文将对天线的结构、仿真设计和测试作详细的介绍,并对仿真与测试结果进行对比分析。

1 可重构全向圆极化天线设计

1.1 天线结构

图 1 展示了设计的可重构全向圆极化天线结构。设计天线的横截面积为 $59.9 \times 59.9 \times \pi \text{ mm}^2$,上下层基板分别是 FR4 ($\epsilon_r = 4.4, H_1 = 6.4 \text{ mm}$) 和 Rogers-4350 ($\epsilon_r = 3.66, H_2 = 30 \text{ mil}$)。天线由垂直极化的偶极子阵列和水平极化的单极子天线组成。垂直极化的单极子天线处于设计天线的上层和中层。单极子天线的馈电点位于上层橙色圆形的中心。添加 16 根短路柱的单极子天线能以较低的物理尺寸在预设频段内工作。 1×4 弧形偶极子阵列辐射全向的水平极化波。偶极子天



续表				
参数	值/mm	参数	值/mm	集总元件
l_1	5.2	l_5	5.87	参数 值
l_2	6.8	l_6	6.2	R_5 100 Ω
l_3	12.3	l_7	19.1	R_6 73 Ω
l_4	8.8	l_8	18.4	L 60 nH
				C 10 pF

1.2 馈电网络设计

图2是天线馈电网络的原理框图。设计的馈电网络主要包含一个紧凑二阶3 dB耦合器和一单刀双掷开关电路。天线通过馈电网络以不同的相位差同时激励偶极子阵列和单极子天线从而辐射出左右旋圆极化波。

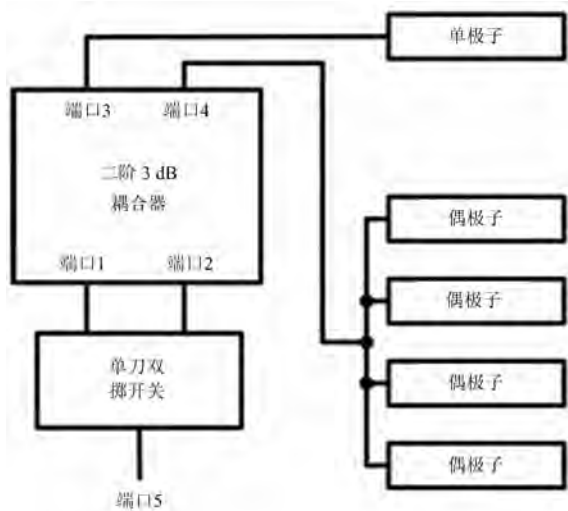


图2 馈电网络框图

图3是馈电网络中3 dB耦合器的等效电路图,为一个二阶的3 dB耦合器。相比于传统的3 dB耦合器,本设计通过微带线优化布局有效地实现了二阶3 dB耦合器尺寸小型化,并且在一个较宽的频段内,该耦合器可以同时实现能量均分和稳定相移。耦合器的输出端口 P_3 、 P_4 分别与偶极子阵列天线和单极子天线相连。图4给出了单刀双掷开关电路的原理图,其中PIN二极管承担着开关的作用,可通过改变二极管的通断状态选择耦合器的信号输入端口。二极管 S_1 、 S_2 与3 dB耦合器输入端口 P_1 相连,二极管 S_3 、 S_4 控制着端口 P_2 。当二极管 S_1 、 S_4 导通时,端口 P_1 、 P_2 均短路接地,馈电网络处于非工作状态。当二极管 S_1 、 S_3 断开, S_2 导通时,信号从端口 P_1 输入;当二极

管 S_2 、 S_4 断开, S_3 导通时,信号从端口 P_2 输入。可以看出当通过调控二极管打开二阶耦合器 P_1 、 P_2 其中一个端口,对应的直通端口与耦合端口可获得幅值相等、相位差为 $\pm 90^\circ$ 的射频能量。根据这一特性可以用来调整垂直与水平极化波之间的相位差,从而产生左右旋圆极化。

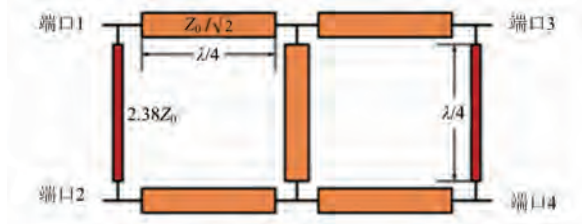


图3 3 dB耦合器的等效电路图

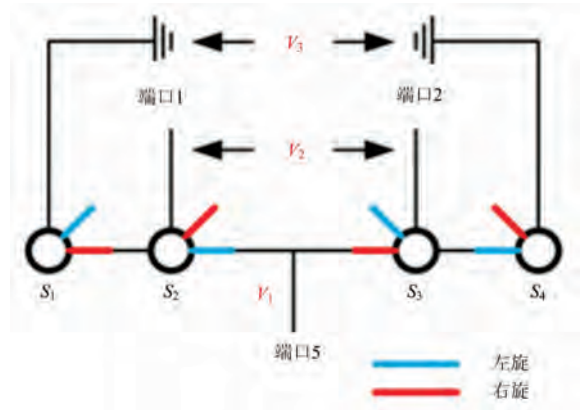


图4 单刀双掷开关原理图

图5给出了可调馈电网络的仿真结果。该可调网络的回波损耗在2.0~3.6 GHz频段内保持在-10 dB以下。在频段2.4~3.0 GHz可调馈电网络可实现端口 P_3 与 P_4 在等幅能量输出的情况下,保持两端口间($\pm 90^\circ \pm 5^\circ$)相位差的切换。仿真结果验证了网络设计的合理性。

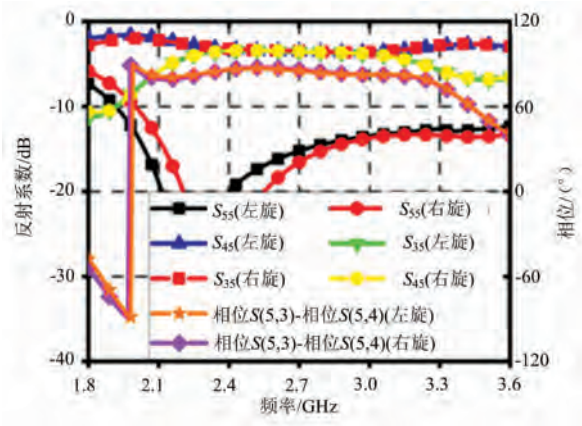


图5 可调馈电网络的仿真结果

2 重构机理

水平极化的偶极子阵列天线和垂直极化的单极子天线在水平面上的远场分量可写为 E_ϕ 与 E_θ 。 E_ϕ 与 E_θ 之间的相位差可由连接单极子和偶极子阵列的馈电网络控制。在远场上天线辐射的总场可表示为

$$\vec{E} = |E_\phi| e^{-j\phi} \hat{\phi} + |E_\theta| \hat{\theta} \quad (1)$$

式中 t 为 E_θ 与 E_ϕ 之间的相位差。当 $t = \pi/2$ 时,天线的总场为左旋圆极化;当 $t = -\pi/2$ 时,天线辐射右旋圆极化波。通过控制馈电网络中 PIN 二极管改变天线的辐射模式,馈电网络中各状态下的偏置电压如表 2 所示。

表 2 左右旋圆极化下的偏置电压

极化	V_1	V_2	V_3
LHCP	+6 V	+3 V	0 V
RHCP	0 V	+3 V	+6 V

2.1 左旋圆极化

天线通过馈电网络同时激励单极子天线和偶极子阵列辐射水平极化波和垂直极化波产生左旋圆极化。如图 6 当偏置电路中 V_1 端输入为 6 V、 V_2 端输入为 +3 V、 V_3 端置零时,二极管 S_2 、 S_4 导通, S_1 、 S_3 截止。此时,端口 P_1 处于工作状态,端口 P_2 接地。直通端口 P_3 与耦合端口 P_4 获得的能量幅值相等,相位上 P_3 超前 P_4 90° ,即 $t = \pi/2$ 。因此在远场上天线辐射的总场可表示为

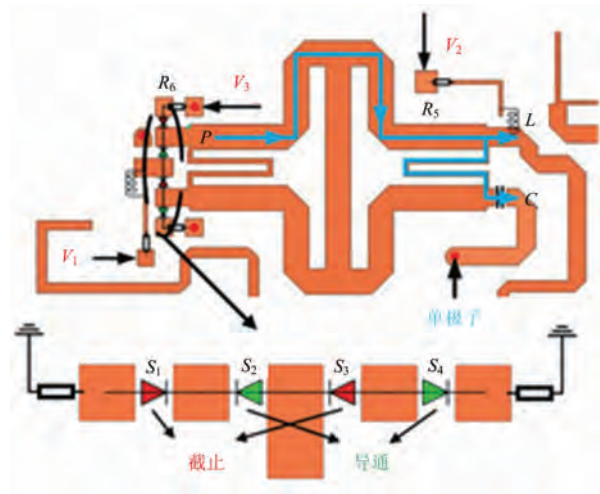


图 6 左旋圆极化网络馈电路径示意图

$$\vec{E} = |E_\phi| \hat{\phi} + |E_\theta| \hat{\theta} \quad (2)$$

天线辐射全向左旋圆极化波。

2.2 右旋圆极化

如图 7 当偏置电路 V_1 为 0 V、 V_2 依然是 +3 V、 V_3 置 +6 V 时,端口 P_2 工作, P_1 接地。二极管 S_1 、 S_3 导通, S_2 、 S_4 截止。相比于左旋圆极化状态,右旋圆极化状态下的工作端口为端口 P_2 。输出能量相等的情况下,相位上 P_3 滞后 P_4 90° ,即 $t = -\pi/2$ 。此时天线处于右旋圆极化工作状态,远场上天线辐射的总场可表示为

$$\vec{E} = |E_\phi| \hat{\phi} + j |E_\theta| \hat{\theta} \quad (3)$$

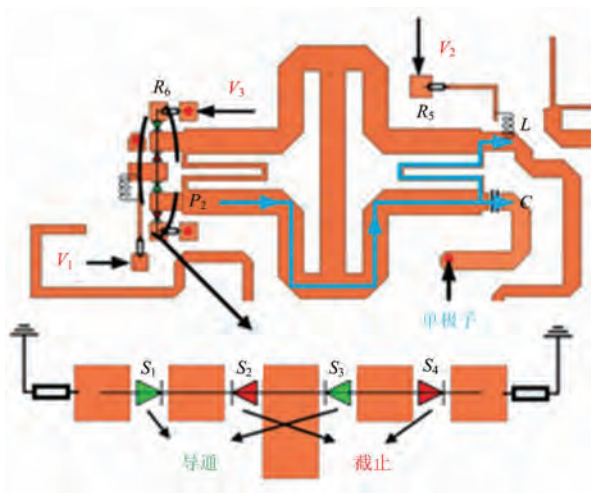


图 7 右旋圆极化网络馈电路径示意图

3 实验与结果

为了验证低剖面可重构全向圆极化的天线设计,加工、装配并测试了天线实物。由于该天线包含较多的层板、通孔和集总元件,在装配时需要将两层基板贴合并校准各通孔的位置,从而引入一定的加工误差。如基板贴合并校准各通孔的位置,从而引入一定的加工误差。如基板贴合并校准各通孔的位置,从而引入一定的加工误差。如基板贴合并校准各通孔的位置,从而引入一定的加工误差。并且与仿真中采用的集总端口相比,实际天线加工测试中使用 SMA 接头对天线进行信号输入的。SMA 的探针与天线地板相连于中层;金属外层与馈电网络焊接在天线下层以保持测试时的 SMA 头的稳定连接。图 8 是天线的实物图片,测试结果与仿真结果基本吻合,实物天线可重构极化方式并辐射全向圆极化波。

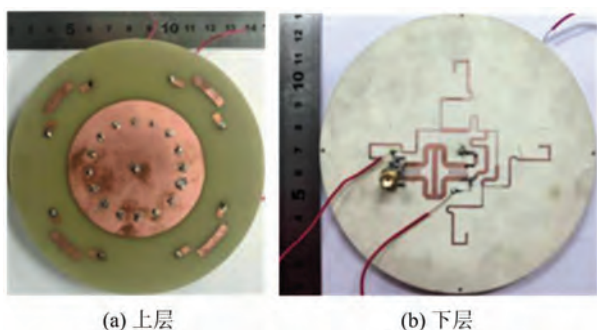
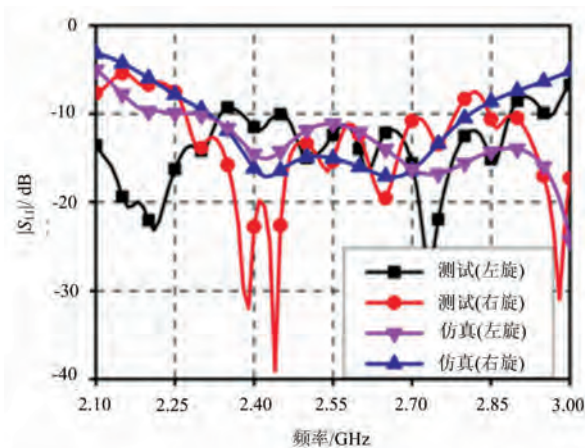


图8 天线实物照片

图9是天线仿真与实测的 $|S_{11}|$ 结果。天线在左右旋圆极化状态下的阻抗带宽($|S_{11}| < -10$ dB)分别为21.5% (2.24~2.78 GHz)和19.4% (2.32~2.81 GHz)。如图10所示,天线在左右旋圆极化状态下轴比带宽($AR < 3$ dB)分别为7% (2.44~2.62 GHz)和10% (2.38~2.63 GHz),两种状态的重叠轴比带宽约为7%。图11给出了2.45 GHz下天线各状态的辐射方向图。天线的最大圆极化增益为-0.9 dB。水平面上左右旋全向辐射的增益波动约为1.3 dB。在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 的范围内天线均可以实现状态切换和左右旋圆极化的辐射效果。馈电网络的功率分配和相位切换功能在仿真与实测中均得到了验证。

图9 可重构全向圆极化天线的 S_{11} 测试与仿真结果

实测中,单极子天线和偶极子天线阵列与耦合器间阻抗匹配较仿真有偏差,主要由基板间的缝隙和集总元件真实值与仿真设定值之间存在差异等原因导致。阻抗匹配影响馈电网络功率分配功能和相移的效果,因而天线在测试实验中与仿真存在差异。除此之外,部分馈电网络同时与SMA连接头金属外层和PIN二极管 S_2 、 S_3 相连。

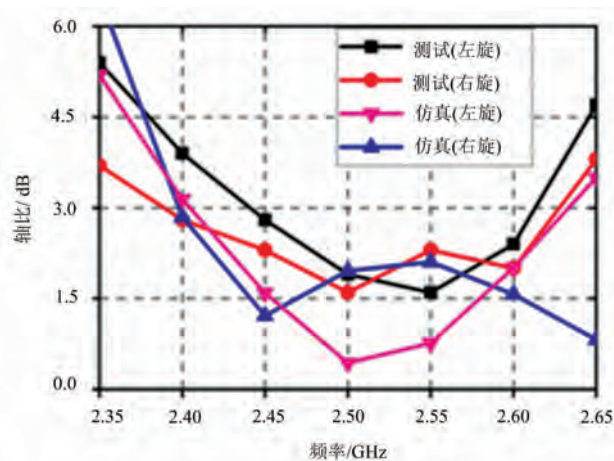
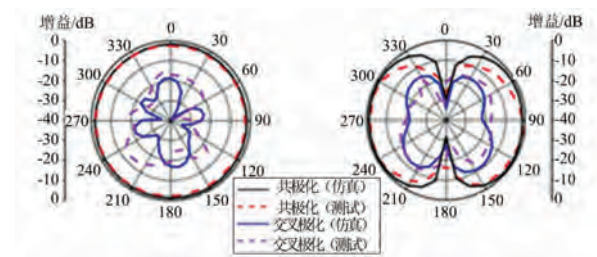
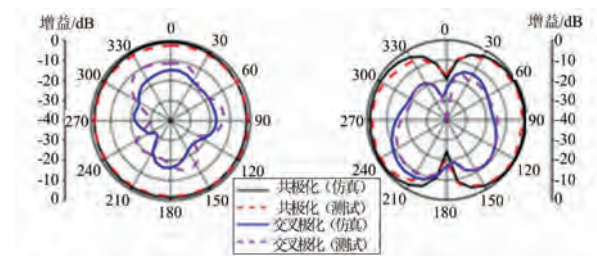


图10 可重构全向圆极化天线左右旋圆极化的轴比



(a) 左旋圆极化



(b) 右旋圆极化

图11 可重构全向圆极化天线的辐射方向图

在实验测试转动天线时,连接头受力会造成相接的馈电网络部分与基板和PIN二极管连接处存在松动。连接处松动产生的空隙会导致PIN二极管接触不良并影响阻抗匹配,同时也削弱了馈电网络的功能,降低了天线的性能。同时因为接头焊接处为高集成区域,SMA连接头的加入给焊接带来难度。测试中连接头因为焊接的原因一定程度上影响了天线的匹配状态,同时连接头自身的辐射作用也不可忽略,从而导致全向天线的性能也与仿真发生了偏差。虽然结果存在偏差,但天线整体仍能辐射全向圆极化波并且可以在左右旋圆极化间灵活地切换。

4 结束语

本文设计了一个低剖面全向圆极化天线,通过馈电网络实现了该天线的工作状态可重构。馈电网络调控偶极子阵列和单极子天线在远场上辐射的水平与垂直极化波间的相位差,从而产生了可切换的左右旋圆极化波。测试结果表明,天线左右旋圆极化的重叠带宽($|S_{11}| < -10$ dB)约为15.9% (2.37~2.78 GHz)。重叠轴比带宽($AR < 3$ dB)约为7% (2.44~2.62 GHz)。在水平面上天线各状态下全向辐射的增益波动均小于1.3 dB。本设计天线有全向圆极化可切换和低剖面特性,适用于空间无线通信系统。

参考文献:

- [1] 张若峤,于志强,周健义. 一种基于电调移相器的可重构天线[J]. 微波学报, 2019, 35(3): 7-10.
- [2] 靳贵平,李龙,孙毅,等. 一种基于共面波导馈电的宽带多极化可重构天线[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2020, 48(12): 34-42.
- [3] BHATTACHARJEE A, DWARI S, MANDAL M K. Polarization Reconfigurable Compact Monopole Antenna with Wide Effective Bandwidth[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(5): 1041-1045.
- [4] 张幸运,阮存军,任武. 频率和极化可重构 U 型槽贴片天线的研究[J]. 真空电子技术, 2019(1): 21-26.
- [5] YANG W C, CHE W Q, JIN H Y, et al. A Polarization-Reconfigurable Dipole Antenna Using Polarization Rotation AMC Structure [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2015, 63(12): 5305-5315.
- [6] ZHU H L, CHEUNG S W, LIU X H, et al. Design of Polarization Reconfigurable Antenna Using Metasurface[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2014, 62(6): 2891-2898.
- [7] SEO D G, KIM J H, TENTZERIS M M, et al. A Quadruple-Polarization Reconfigurable Feeding Network for UAV RF Sensing Antenna[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(3): 183-185.
- [8] TRAN H H, PARK H C. Wideband Reconfigurable Antenna with Simple Biasing Circuit and Tri-Polarization Diversity[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(10): 2001-2005.
- [9] CHEN X, ZHANG W M, HAN L P, et al. Wideband Circularly Polarized Antenna Realizing Omnidirectional Radiation in the Wider Azimuth Planes[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2461-2464.
- [10] NARBUDOWICZ A, BAO X L, AMMANN M J. Omnidirectional Circularly-Polarised Microstrip Patch Antenna [J]. Electronics Letters, 2012, 48(11): 614-615.
- [11] 田洁,郭益敏,李莉,等. 一种低剖面宽带垂直极化全向天线设计[J]. 测试技术学报, 2020, 34(6): 544-548.
- [12] DAI X W, WANG Z Y, LIANG C H, et al. Multiband and Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for 2G/3G/LTE Application[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1492-1495.
- [13] 陈军,万发雨. 一种新型小型化宽带平面全向天线[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2020, 12(5): 603-608.
- [14] YANG X, LIU Y, GONG S. Design of a Wideband Omnidirectional Antenna with Characteristic Mode Analysis[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(6): 993-997.
- [15] LI B, XUE Q. Polarization-Reconfigurable Omnidirectional Antenna Combining Dipole and Loop Radiators[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12(11): 1102-1105.
- [16] CAI Y M, GAO S, YIN Y, et al. Compact-Size Low-Profile Wideband Circularly Polarized Omnidirectional Patch Antenna with Reconfigurable Polarizations[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2016, 64(5): 2016-2021.
- [17] FAN Y, LI R L, CUI Y. Development of Polarization Reconfigurable Omnidirectional Antennas Using Crossed Dipoles[J]. IET Microwaves Antennas and Propagation, 2019, 13(4): 485-491.
- [18] CUI Y H, QI C L, LI R L. A Low-Profile Broadband Quad-Polarization Reconfigurable Omnidirectional Antenna [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2019, 67(6): 4178-4183.

作者简介:



黄杰 男, 1996年8月生于江苏淮安, 南京信息工程大学应用电磁学研究中心硕士研究生, 主要研究方向为微波技术与天线。

孙虎成 男, 1986年生于江苏东台, 南京信息工程大学应用电磁学研究中心教授, 主要研究方向为天线理论及应用、生物医疗用无线数据遥测。



中国科技核心期刊

(中国科技论文统计源期刊)

收录证书

CERTIFICATE OF SOURCE JOURNAL

FOR CHINESE SCIENTIFIC AND TECHNICAL PAPERS AND CITATIONS

雷达科学与技术

经过多项学术指标综合评定及同行专家
评议推荐，贵刊被收录为“中国科技核心期
刊”（中国科技论文统计源期刊）。

特颁发此证书。

中国科学技术信息研究所

Institute of Scientific and Technical Information of China

北京复兴路 15 号 100038

www.istic.ac.cn

2021年12月



- 《中国学术期刊(光盘版)》全文收录期刊
- 《万方数据—数字化期刊群》入编期刊
- 《中文核心期刊要目总览》入编期刊
- 《中国学术期刊综合评价数据库》来源期刊
- 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊
- 《中文科技期刊数据库》收录期刊
- 《日本科学技术振兴机构数据库》收录期刊

本刊已被国内各主要数据库(如 CNKI 等)收录,所发表的论文将同时通过互联网进行网络出版或提供信息服务,以适应信息化发展的需要,扩大本刊以及作者的知识信息交流渠道。作者向本刊所投稿件一经录用,即一次性支付作者著作权使用费(包括印刷版、光盘版和网络版等各种使用方式的费用)。



雷达科学与技术

Leida Kexue yu Jishu

(双月刊·2003年创刊)

2022年 第20卷 第2期

Radar Science and Technology

(Bimonthly · Started in 2003)

Vol.20 No.2 2022

主管单位 中国电子科技集团公司

主办单位 中国电子科技集团公司第三十八研究所
中国电子学会无线电定位技术分会

编辑出版 《雷达科学与技术》编辑部

通信地址 安徽省合肥市 9023 信箱 42 分箱

邮政编码 230088

电 话 (0551) 65391270

电子信箱 radarst@163.com

网 址 <http://radarst.ijournal.cn>

印 刷 安徽新华印刷股份有限公司

发 行 《雷达科学与技术》编辑部

发行范围 国内外公开发行

Competent Authorities China Electronics Technology Group Corporation

Sponsored by The 38th Research Institute of
China Electronics Technology Group Corporation

Edited & Published by Editorial Department of Radar Science
and Technology

Address P.O.Box 9023-42, Hefei, China

Postcode 230088

Telephone (0551)65391270

E-mail radarst@163.com

Website <http://radarst.ijournal.cn>

Printed by Anhui Xinhua Printing Co., Ltd.

Distributed by Editorial Department of Radar Science
and Technology

国际标准连续出版物号 ISSN 1672-2337

国内统一连续出版物号 CN 34-1264/TN

国内定价: 30.00 元 / 期
180.00 元 / 年