

文章编号:1004-9037(2014)04-0620-05

# 基于实测数据的稀布阵雷达干扰方向估计

郑 禹<sup>1</sup> 陆鹏程<sup>2</sup>

(1. 安徽建筑大学机械与电气工程学院,合肥,230601;2. 华东电子工程研究所,合肥,230039)

**摘要:**首先对稀布阵雷达系统特点和副瓣性能进行分析,指出雷达在远场和近场均可能存在各种干扰,而稀布阵雷达副瓣水平相对较差,故干扰方位指示功能有其特殊性。然后结合稀布阵雷达工作特点,对其常规方向指示算法对多干扰定位的局限性进行分析。最后提出采用聚焦波束结合特征值分解的方法对干扰方向进行估计的方案。本文结合了实际近场静态数据及远场干扰源飞行数据对方案效果进行验证,取得良好的效果。

**关键词:**稀布阵综合脉冲孔径雷达;副瓣水平;干扰方向估计;聚焦波束扫描

中图分类号:TN958

文献标志码:A

## Interference Location Estimation for Synthetic Impulse and Aperture Sparse Radar Based on Real Data

Zheng Yu<sup>1</sup>, Lu Pengcheng<sup>2</sup>

(1. School of Mechanical & Electrical Engineering College, Anhui Jianzhu University, Hefei, 230601, China;

2. East China Research Institute of Electronic Engineering, Hefei, 230031, China)

**Abstract:** The sidelobe performance of synthetic impulse and aperture radar (SIAR) is discussed, and particularity of such system is pointed out. The analysis of the conventional process shows that the direction of arrival (DOA) of multi-interference is a difficult problem for SIAR system. Therefore, a novel method combining focused beam-forming and eigenvalue decomposition is presented, and the DOA performance is researched based on the experimental data. Result shows that the direction of the interference can be measured accurately by using this method. The work is important to design and application of the SIAR system.

**Key words:** synthetic impulse and aperture radar; sidelobe level; DOA; focused beam-forming

## 引 言

稀布阵综合脉冲孔径雷达(Synthetic impulse and aperture radar, SIAR)是一种新型米波分布体制雷达<sup>[1]</sup>,采用大型稀布天线阵,收发天线可稀疏分布在一个或多个圆上,其克服了米波雷达角分辨率低的固有缺点,具有良好的反隐身性能<sup>[2]</sup>。现代雷达在作战和使用过程中可能受到远场敌机释放的干扰源的干扰或近场民用设备,如变压器等因素的影响。由于稀疏布阵的特点,雷达空域副瓣性能相对常规雷达较差(接收副瓣低于 $-10$  dB<sup>[3]</sup>)。当该系统采用常规波束扫描的方法进行干扰位置测定时,小功率干扰可能被较大功率干扰源的副瓣

掩盖,即传统处理方法无法解决多目标干扰方向指示问题。

## 1 稀布阵雷达的干扰方向估计

### 1.1 常规估计方法

新一代的雷达的副瓣一般可达 $-30 \sim -40$  dB水平,其常见的干扰方向估计的方法,在天线旋转过程中结合常规的(Digital beam forming, DBF)扫描。系统通过数字波束形成 DBF 方法在全空域形成近 2 000 个波束,通过各波束的输出进行比较获取空间的干扰信息,具体处理流程如图 1 所示。

由于稀疏布阵的特点,系统空域副瓣性能相对常规雷达较差,应用常规波束扫描方法时,小功率

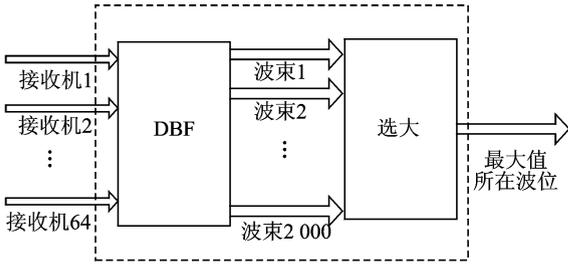


图1 常规雷达方向估计流程

Fig. 1 DOA processing for the conventional radar

干扰可能被较大功率干扰源的副瓣掩盖,例如外界同时有两个干扰源 A 和 B,系统接收到 A 的功率为  $-40$  dbm, B 的干扰源功率为  $-20$  dbm,而系统副瓣电平为  $-10$  dB,这样, B 干扰的副瓣功率比 A 干扰的主瓣功率强 10 dB,故 A 干扰被 B 干扰的副瓣掩盖,无法被准确估计。所以对稀布阵雷达来说,必须找到新方法进行干扰方向估计<sup>[4-9]</sup>。

## 1.2 基于特征值分解的聚焦波束估计方法<sup>[3-5]</sup>

信号模型为:有  $M$  个阵元,  $D$  个具有相同中心频率, 波长为  $\lambda$  的相互独立的空间窄带平面波 ( $M > D$ ), 分别以来向角  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$  入射到该阵列, 其中  $\theta_i = (\theta_i, \varphi_i), i = 1, 2, \dots, D, \theta_i, \varphi_i$  分别为第  $i$  个信号的方向角和仰角。窄带远场信号的阵列输出数学模型为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\Theta) \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

当  $g_{ki}$  为第  $k$  个阵元对第  $i$  个信号的复增益,  $\tau_{ki}$  为第  $i$  个信号投射到第  $k$  个阵元时, 相对于参考点的时延。  $\mathbf{A}(\Theta)$  为阵列流型矩阵, 表达式为

$$\mathbf{A}(\Theta_i) = [e^{-j\omega_0 \tau_{1i}}, e^{-j\omega_0 \tau_{2i}}, \dots, e^{-j\omega_0 \tau_{Mi}}]^T \quad (2)$$

式中在空间中任意两阵元之间的波程差  $\tau$  取决于阵型和信号来向。两阵元之间的波程差为  $\tau_i =$

$$r\sqrt{1 + (x_i^2 + y_i^2 + z_i^2)/r^2 - 2(xx_i + yy_i + zz_i)/r^2}/c \quad (3)$$

式中:  $x_i = r\sin(\theta)\cos(\varphi); y_i = r\sin(\theta)\sin(\varphi); z_i = r\cos(\theta); c$  为光速。在不同的阵型之下, 式(3)的具体表达式不同。雷达近场远场的分界点可用式(4)来估计

$$R_{\text{近}} = 2D^2/\lambda \quad (4)$$

式中  $D$  为目标距离雷达中心距离,  $\lambda$  为波长。

对近距离  $r$ , 方位  $\varphi$  (对于仰角  $\theta$ , 稀布阵雷达的仰角较宽, 直接将其角度置于零度即可) 可分别进行离散搜索 (距离搜索范围到  $R_{\text{近}}$  即可), 这样可

同时对近场干扰的方位和距离进行二维估计。  $\mathbf{A}(\Theta)$  为阵列流型矩阵, 阵列的输出协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_X = \mathbf{A}(\Theta) \mathbf{R}_S \mathbf{A}^H(\Theta) + \sigma_N^2 \mathbf{I}$$

对  $\mathbf{R}_X$  做特征分解

$$\mathbf{R}_X = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}^H = \sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H$$

将  $\mathbf{R}_X$  的特征值按大小顺序排列, 则可得到

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_D \geq \lambda_{D+1} = \dots = \lambda_M = \sigma_N^2$$

即阵列的输出协方差矩阵的前  $D$  个特征值与信号有关, 其数值一般远大于  $\sigma_N^2$ , 这  $D$  个较大的  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_D$  特征值所对应的特征向量构成信号子空间  $\mathbf{U}_S = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_D]$ , 而  $\lambda_{D+1} = \dots = \lambda_M = \sigma_N^2$  这些特征值完全取决于噪声, 构成噪声子空间  $\mathbf{U}_N = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$ 。

在实际的 DOA 估计中, 信号个数  $D$  一般是未知的, 需要先行做出正确的判断, 常用的准则是 AIC 准则和 MDL 准则<sup>[6]</sup>, 但实现复杂。工程实际中可在终端显示特征值分布画面进行人工判断, 如图 2 所示。

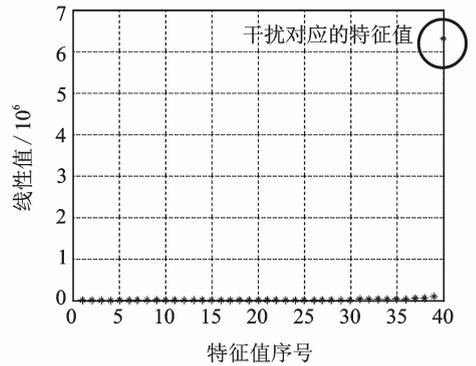


图2 特征值分布示意图

Fig. 2 Sketch of the distribution of eigenvalue

由矩阵理论可知有  $\mathbf{A}(\Theta)$  张成的子空间与噪声子空间  $\mathbf{U}_N = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$  是正交的,  $\mathbf{A}(\Theta)$  为阵列流型矩阵, 它的每一列都是线性独立的, 因此它与信号子空间  $\mathbf{U}_S = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_D]$  张成同一空间<sup>[7]</sup>, 所以, 在运用 MUSIC 算法做 DOA 估计, 就是最终归结为在所有的  $\Theta$  取值中, 寻找在  $\mathbf{U}_S = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_D]$  中最大投影的  $D$  个  $\mathbf{a}(\Theta)$ , 或者是在  $\mathbf{U}_N = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$  中寻找投影最小的  $D$  个  $\mathbf{a}(\Theta)$ 。即

$$\Theta_{\text{MUSIC}} = \arg \min_{\Theta} \frac{1}{P_N} = \arg \min_{\Theta} \frac{1}{\mathbf{a}^H(\Theta) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\Theta)} \quad (5)$$

实际上由于阵列数据具有一定校正误差, 而此

方法对阵列校正相位很敏感,故作些改动。利用信号子空间的向量进行相关取最大值,见式(6)。此方法形成的波束宽度较宽,对校正相位的精度要求相对宽松。

$$\Theta_{\text{Signal-space}} = \underset{\Theta}{\operatorname{argmax}} P_s = \underset{\Theta}{\operatorname{argmin}} \mathbf{a}^H(\Theta) \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \mathbf{a}(\Theta) \quad (6)$$

图 3 为两个等幅模拟目标方位( $20^\circ, 40^\circ$ )干扰测向对比图(接收阵元选 40 个,快拍数 64、目标仰角均为零)。图 4 为峰值波瓣放大示意图。

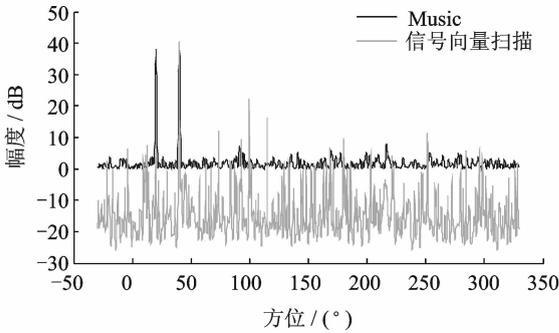


图 3 两种方法扫描仿真对比

Fig. 3 Simulation comparison with two scanning method

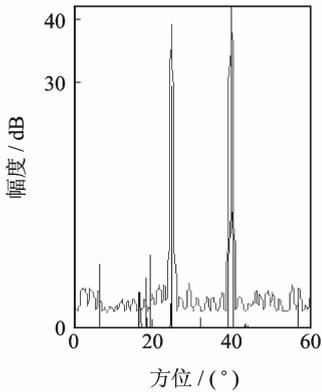


图 4 峰值波瓣放大示意图

Fig. 4 Sketch of the zoom window for the peak

根据以上的分析和结论,将算法的步骤归纳为:

(1) 计算阵列的输出协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_X = \mathbf{A}(\Theta) \mathbf{R}_S \mathbf{A}^H(\Theta) + \sigma_N^2 \mathbf{I}$$

(2) 对  $\mathbf{R}_X$  做特征分解,已用特征值在画面上人工判断不相关信号个数  $D$ ,并求出信号子空间  $\mathbf{U}_S = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_D]$ ,噪声子空间  $\mathbf{U}_N = [\mathbf{e}_{D+1}, \mathbf{e}_{D+2}, \dots, \mathbf{e}_M]$ 。

(3) 计算空间谱  $\Theta_{\text{信号空间}}$ ,搜索出其最大值对应的信号来向。

## 2 实测数据分析

本文采集数据的试验条件如下:在雷达远场放置 5 个连续波随机非相干的宽带噪声干扰源,如图 5 所示,其中干扰源 1,2,3 干扰源位于近场,干扰源 4,5 距离雷达阵列 500 m,近似满足远场要求,系统能够通过方向图形成波瓣。图 6(a)为 5 个干扰源在近场方向图作方位、距离二维扫描的结果, $X$  坐标为方位,扫描方位为全方位, $Y$  坐标为距离, $Z$  坐标为估计结果的相对值,单位为 dB。图 6(b)为图 6(a)对应的俯视图。可见文中方法能近似测出干扰方位分别为  $154^\circ, 164^\circ, 323^\circ, 72^\circ, 90^\circ$ 。由图 6(a)可以看出,由于利用聚焦波束扫描方法,对近场干扰源 1,2,3,试验系统可测出 3 个峰值,近似测出的距离为 200 m,和实际近场干扰源距离基本吻合(在本文描述的试验系统,实际处理并不对远区、近区目标进行划分,只是从雷达盲距到  $R_{\text{近}}$  进行距离离散划分,划分刻度的大小和量化误差要求和系统计算量有关,试验系统的量化距离间隔为  $R_{\text{近}}/30$ ,即距离离散搜索值为 30 个点,量化距离单元约为 30 m)。

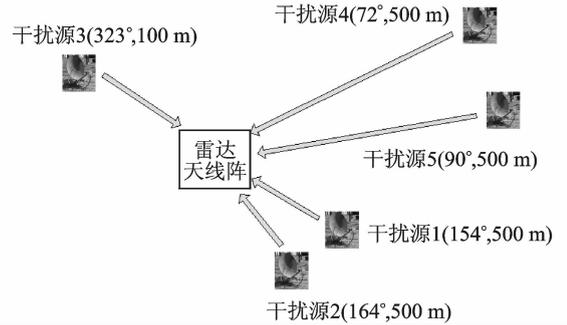
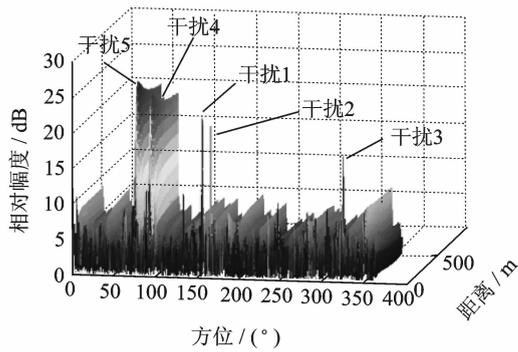


图 5 5 个远近场干扰试验示意图

Fig. 5 Sketch of of the five interference position from the near and far zone

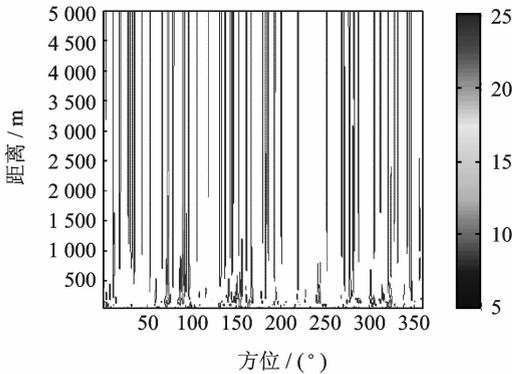
图 7 为对单个悬挂干扰吊舱干扰机的实测数据进行干扰指向分析的结果(因试验条件所限制,没有多个运动干扰机的数据,在此仅对单个运动实际干扰源的方位进行验证,在近场方向图作方位、距离 2 维扫描的结果), $X$  坐标为方位, $Y$  坐标为距离, $Z$  坐标为估计的相对值,单位为 dB。该算法估计的目标干扰机位于方位  $195.1^\circ$ ,和实际数据所在方位( $195.2^\circ$ )基本吻合,其干扰机角度估计精度优于十分之一波束宽度。

处理计算量主要集中于特征值分解处,因为系统对干扰源分析并无需实时处理,可延迟几帧算出结果,并不影响实际工程处理。在具体工程实现



(a) 方位、距离、幅度三维图

(a) 3D map for the azimuth and range dimension



(b) 方位、距离、幅度俯视图

(b) Vertical view of the 3D map for the range and azimuth dimension

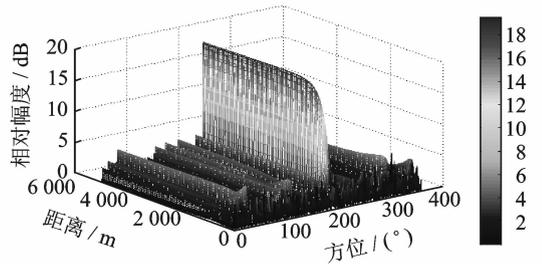
图 6 5 个静态宽带噪声干扰源试验

Fig. 6 Experiment on the five static wide band interference source

时<sup>[8]</sup>,通过 FPGA 芯片完成多通道原始数据预处理,形成相关矩阵,经过内部存储器存储后,通过 CPCI 总线发至 VXWorks 操作系统的 CPCI 计算机插件,通过高级软件编程可完成特征值分解、聚焦波束扫描等操作,其可行性已在试验中得到验证,在后续改进中试验团队将对特征值分解的算法和资源、速度优化的工程实现进行进一步研究。

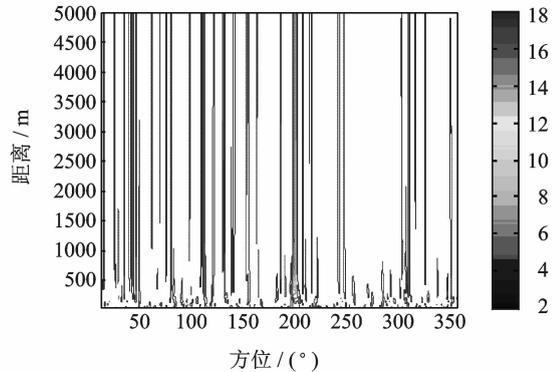
### 3 结束语

雷达采用常规波束扫描方法进行干扰方向的方法,无法解决稀布阵高副瓣雷达同时存在多个不同功率非相干干扰源的方向估计问题。本文提出利用特征值分解结合距离方位聚焦波束二维扫描的方法进行干扰源位置估计,并给出工程实现方法。该方法对远场干扰方向可近似估计,同时对近场的干扰可近似定出其距离,并通过试验进行验证。这些工作将对稀布阵雷达的设计和应用具有指导意义。



(a) 方位、距离、幅度三维图

(a) 3D map for the azimuth and range dimension



(b) 方位、距离、幅度俯视图

(b) Vertical view of the 3D map for the range and azimuth dimension

图 7 对运动飞机释放的干扰方向估计试验

Fig. 7 Experiment on the moving airborne interference source

### 参考文献:

[1] Wu Jianqi, He Ruliong, Jiang Kai. Researches of a new kind of advanced metric wave radar[J]. IEEE, 1999,194-197.

[2] 陆鹏程,徐海洲,徐晋. 稀布阵综合脉冲孔径雷达阵列优化设计[J]. 雷达科学与技术,2008,6(4):243-246. Lu Pengcheng, Xu Haizhou, Xu Jin. Optimization design of array distribution of SIAR[J]. Radar Science and Technology,2008,6(4):243-246.

[3] 陆鹏程,徐晋,关堂新,等. 稀布阵雷达长相干积累下的干扰抑制设计[J]. 雷达科学与技术,2012,10(4):388-391. Lu Pengcheng, Xu Jin, Guan Tangxin, et al. Interference suppression of SIAR based on measured data [J]. Radar Science and Technology, 2012, 10(4): 388-391.

[4] 柴立功,罗景青. 一种强干扰条件下微弱信号 DOA 估计的新方法[J]. 电子与信息学报,2005,27(10):1517-1520. Chai Ligong, Luo Jingqing. A novel algorithm for weak signals' DOA estimation under intensive interference[J]. Journal of Electronics and Information

- Technology, 2005, 27(10): 1517-1520.
- [5] 史兢. 智能天线波达角估计方法改进与遗传算法复合波束形成[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007: 65-72.  
Shi Jing. Improvement of DOA estimation method and genetic composite beamforming on smart antennas[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2007: 65-72.
- [6] Harry L. Van Trees. Optimum array processing [M]. New York: Wiley, 2002: 938-944.
- [7] 何振亚. 自适应信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2002: 45-51.  
He Zhengya. Adaptive signal processing [M]. Beijing: Science Press, 2002: 45-51.
- [8] 杜春鹏, 王启智, 孙实泽. 稀布阵雷达信号处理系统的硬件实现[J]. 空军雷达学院学报, 2010(1): 5-8.  
Du Chunpeng, Wang Qizhi, Sun Shize. Hardware implementation of SIAR signal processing system [J]. Journal of Air Force Radar Academy, 2010(1): 5-8.
- [9] 陈志菲, 孙进才, 侯宏. 基于奇异值分解的方向估计改进方法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(5): 500-503.  
Chen Zhifei, Sun Jincai, Hou Hong. Modified method for bearing estimation based on singular value decomposition [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(5): 500-503.

**作者简介:** 郑禹 (1981-), 女, 讲师, 研究方向: 阵列信号处理、PLC 系统设计, E-mail: zhengyu6498@sina.com.cn; 陆鹏程 (1980-), 男, 高级工程师, 研究方向: 雷达信号处理、现代信号处理、新体制雷达系统设计等。

