

DOI: 10.3969/j.issn.1672-2337.2019.03.015

基于斜投影的波束域主瓣抗干扰研究

郭晓乐, 李向阳, 邱 炜

(中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088)

摘要: 针对雷达主瓣干扰和计算量大的问题进行深入系统的研究, 给出了基于空间谱估计斜投影滤波的主瓣抗干扰方法。首先, 将阵元域数据变换到波束域进行处理能够在保证感兴趣区域内性能不变的情况下大大降低计算量。其次, 对波束域数据进行斜投影滤波处理, 抑制主瓣干扰, 具有较高的工程应用价值。最后, 通过计算机仿真表明: 只有保证接收数据的快拍数大于2倍阵元数目, 信号与主瓣干扰方位间隔大于 $1/4$ 波束宽度, 并且信噪比和主瓣干噪比的差异在20 dB以内时, 处理后的波束域数据在信号估计时不会出现估计误差, 能正确地检测出目标信号。

关键词: 主瓣干扰; 斜投影滤波; 波束域; 检测

中图分类号: TN958 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2019)03-0329-06

A Mainlobe Jamming Suppression Method Based on Spatial Spectrum Estimation Oblique Projection Filtering in Beam Space

GUO Xiaole, LI Xiangyang, QIU Wei

(The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China)

Abstract: The problem of radar mainlobe jamming and large computational cost is studied in this paper. A mainlobe jamming suppression method based on spatial spectrum estimation oblique projection filtering is proposed. The obtained beam domain data can reduce the computational cost greatly under the premise of eliminating the mainlobe jamming. Simulation results show that this method can detect the target signal correctly when the snapshot number is twice the element number, the interval of signal and mainlobe jamming is greater than $1/4$ beam width, and the interval of signal-noise-ratio (SNR) and mainlobe jamming-noise-ratio (JNR) is less than 20 dB.

Key words: mainlobe jamming; oblique projection filtering; beam space; detection

0 引言

随着信息技术的迅速发展, 现代战争中雷达所处的电磁环境变得越来越复杂, 有效地对抗高强度、多样式的电磁干扰已经成为提高雷达作战水平和生存能力的重要体现。针对旁瓣干扰问题, 传统的自适应旁瓣相消技术、干扰零陷技术等^[1-3]都可以有效地进行抑制。但是干扰可能从主瓣方向进入, 当存在主瓣干扰时, 常规的自适应波束形成便暴露出两个严重的问题^[4-5]: 一是旁瓣水平明显升高, 这将导致虚警概率的急剧上升; 二

是主瓣严重变形且峰值偏移, 从而影响了测角的精度。不仅如此, 由于雷达阵列的阵元数目较多, 在不影响目标所在区域有效检测的前提下, 如何对接收数据进行预处理, 以达到为后续信号处理减少计算量的目的, 也是现代雷达需要考虑的一个问题。近些年来, 国内关于主瓣抗干扰的研究也非常多^[6-8], 但是由于实际雷达系统阵元数量巨大, 阵元域的抗干扰方法有一定的局限性, 如何减小阵元域数据的计算量非常重要。研究表明通过在信号所在的区域形成一组覆盖这个空间的波束, 这样可以在不影响感兴趣区域信号性能的前提下大大降低信号的维度, 从而大大减小信号的

计算量,使多阵元阵列的后续信号处理成为可能。

本文给出了一种基于谱估计预处理的波束域^[7]主瓣抗干扰方法。主要针对上述两个问题:一是在不影响目标所在区域有效检测的前提下,对数据进行适当预处理,有效地减少后续信号处理的工作量;二是在保证正确估计目标位置的前提下,有效地抑制主瓣和旁瓣干扰。具体的做法是:首先将原始接收信号从阵元域转化到波束域,得到维数大大降低的波束域信号,能够为后续的信号处理工作减少计算量;其次通过空间谱估计的方法对波束域数据进行分析,准确地估计出信号、主瓣干扰和旁瓣干扰的方向,由此可以准确地得出干扰子空间(包含主瓣干扰和旁瓣干扰)和信号子空间,然后将包含主瓣干扰和旁瓣干扰的干扰子空间斜投影到信号子空间上,从而抑制掉所有的干扰信号。在文献[7]中虽然也运用了斜投影滤波的方法去除主瓣干扰。但是文献分析的都是阵元域数据,并且假设期望信号方向已知,然后对只包含干扰和噪声的协方差矩阵进行特征分解,通过分析干扰方向向量和期望方向向量的相关性,从而准确地估计出主瓣干扰和旁瓣干扰,这种做法虽然有效,但是实际情况下期望方向向量是未知的,而且很难得到只包含干扰和噪声的协方差矩阵,所以对信号进行斜投影滤波之前,需要准确地分析出信号子空间和干扰子空间。本文在分析时,首先通过空间谱估计的方法对波束域数据进行处理,从而准确地估计出信号、主瓣干扰和旁瓣干扰的方向,由此可以准确地得出干扰子空间(包含主瓣干扰和旁瓣干扰)和信号子空间,之后再利用斜投影滤波的方法进行处理,比较符合实际情况。

1 理论模型

1.1 阵元域空间谱估计

对于一个由 M 个阵元组成的均匀线阵,阵元间距为 d 。假设空间中存在 1 个目标、 P 个主瓣干扰和 Q 个旁瓣干扰, $P+Q+1 < M$ 。其中目标信号为 $s_0(t)$, 入射角度为 θ_0 ; 第 p 个主瓣干扰的信号为 $s_p(t)$, 入射角度为 θ_p ; 第 q 个旁瓣干扰的信号为 $s_q(t)$, 入射角度为 θ_q , 假设接收数据的快拍数为 N 。并且假设所有的干扰之间都是独立不相关的,

则阵列接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t) = \\ & \mathbf{a}(\theta_0)s_0(t) + \sum_{p=1}^P \mathbf{a}(\theta_p)s_p(t) + \\ & \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\theta_q)s_q(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_{P+Q})]$ 为信号的阵列的导向矢量, $\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j2\pi d \sin(\theta)/\lambda), \dots, \exp(j2\pi(M-1)d \sin(\theta)/\lambda)]^T$ 为阵列的流形向量; $\mathbf{S}(t) = [s(\theta_0), s(\theta_1), \dots, s(\theta_{P+Q})]$ 为信号矢量; $\mathbf{n}(t)$ 为噪声,并且假设各通道的噪声为相互独立的高斯白噪声,方差为 σ_n^2 ,且与信号和干扰不相关。则阵列输出信号的协方差矩阵为 $\mathbf{R} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)$, T 为接收信号的快拍数。对于主瓣干扰,干扰机和目标虽然同处于主波束内,但是在空间上仍会相差一定的角度,本文中干扰角度与信号角度之间的间隔小于半功率波束宽度时的干扰定义为主瓣干扰。其中,半功率波束宽度定义为

$$\begin{cases} 2 \sin^{-1}(0.446 \frac{\lambda}{Md}), & \text{任意 } d \\ 2 \sin^{-1}(0.891 \frac{1}{M}), & d = \frac{\lambda}{2} \end{cases} \quad (2)$$

阵元域中,对包含 1 个信号、 P 个主瓣干扰、 Q 个旁瓣干扰和噪声的波束域接收信号 $\mathbf{x}(t)$ 进行特征分解:

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H = \mathbf{E} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{E}^H \quad (3)$$

式中: $\mathbf{E} = [\mathbf{E}_{\text{SI}}, \mathbf{E}_{\text{N}}]$, $\mathbf{E}_{\text{SI}} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{P+Q+1}]$ 为信号和干扰子空间, $\mathbf{E}_{\text{N}} = [\mathbf{e}_{P+Q+2}, \mathbf{e}_{P+Q+3}, \dots, \mathbf{e}_M]$ 为噪声子空间; $\boldsymbol{\Lambda} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_{\text{SI}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Lambda}_{\text{N}} \end{bmatrix}$, $\mathbf{\Lambda}_{\text{SI}} = \text{diag}\{\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_{P+Q+1}\}$, $\mathbf{\Lambda}_{\text{N}} = \text{diag}\{\lambda_{P+Q+2} \ \lambda_{P+Q+3} \ \dots \ \lambda_M\}$ 。

由于信号和干扰之间都是不相干的,所以矩阵 \mathbf{R} 是满秩矩阵。由矩阵理论可知: \mathbf{E}_{SI} 的列张成了一个由 $\mathbf{A}(\theta)$ 的列张成的空间,并且和噪声子空间正交即

$$\begin{aligned} \text{Span}\{\mathbf{E}_{\text{SI}}\} &= \text{Span}\{\mathbf{A}(\theta)\} \\ \text{Span}\{\mathbf{E}_{\text{N}}\} &\perp \text{Span}\{\mathbf{A}(\theta)\} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $\text{Span}\{\cdot\}$ 表示张成的空间, 符号 \perp 表示正交。由于阵列流型向量与噪声子空间的所有向量正交,所以扫描向量 $\mathbf{a}(\theta)$ 扫描到信号方向时,到噪

声子空间的欧几里德距离的平方为零,即

$$\|\mathbf{I}\|^2 = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta) = 0 \quad (5)$$

由上分析,定义式(6)的方位谱估计,扫描得到的峰值位置即为信号和干扰的方位。

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (6)$$

1.2 波束域信号分析

由相关文献^[7]表明,波束空间预处理相当于阵元空间到波束空间的变换,假设对某一确定区域 $[\theta_{left}, \theta_{right}]$ 处理时需要平均形成的波束有 K 个,一般情况下, $K \ll M$,则间隔 $\Delta\theta = (\theta_{right} - \theta_{left}) / (K-1)$,则定义如下一个矩阵:

$$\mathbf{C} = [\mathbf{a}(\theta_{left}), \mathbf{a}(\theta_{left+\Delta\theta}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{right})] \quad (7)$$

由于波束形成矩阵需要满足正交矩阵,而矩阵 \mathbf{C} 不是正交矩阵,需要对矩阵进行正交化处理得

$$\mathbf{T} = \mathbf{C}(\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1/2} \quad (8)$$

当然波束形成矩阵的方法有很多种,使用时可以通过不同的需求使用不同的波束形成矩阵。在得到需要的波束形成矩阵后,可以得到波束空间的数据为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{T}^H \mathbf{x}(t) \quad (9)$$

式中, $\mathbf{x}(t)$ 的维数为 $M \times N$, \mathbf{T} 的维数为 $M \times K$,则 $\mathbf{y}(t)$ 的维数为 $K \times N$ 。由于 $K \ll M$,所以波束域数据 $\mathbf{y}(t)$ 的维数大大降低,为后续的处理带来极大的方便。对于阵元域数据而言,基于空间谱估计算法的计算复杂度为 $O(M^3)$,而对于变换后的波束域数据而言,基于空间谱估计算法的计算复杂度为 $O(K^3)$ 。一般来说,对于雷达数据经常会是大阵列、小信号源数目的情况,波束域处理就能够有效地减少算法的计算量,并且通过减少数据的接收通道数,能够大大降低系统的复杂性。

1.3 斜投影滤波(OPF)

式(3)~式(6)给出了阵元域空间谱估计信号和干扰方位的具体过程,由于本文处理的数据是波束域数据 $\mathbf{y}(t)$,则波束空间数据的协方差矩阵可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yy} &= \mathbf{T}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{T} = \mathbf{T}^H (\mathbf{A} \mathbf{R}_S \mathbf{A}^H + \boldsymbol{\sigma}^2 \mathbf{I}) \mathbf{T} = \\ &= \mathbf{T}^H \mathbf{A} \mathbf{R}_S \mathbf{A}^H \mathbf{T} + \boldsymbol{\sigma}^2 \mathbf{I} = \\ &= \mathbf{D} \mathbf{R}_S \mathbf{D}^H + \boldsymbol{\sigma}^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\mathbf{D} = \mathbf{T}^H \mathbf{A} = [\mathbf{T}^H \mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{T}^H \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{T}^H$

$\mathbf{a}(\theta_{P+Q+1})] = [\mathbf{d}(\theta_1), \mathbf{d}(\theta_2), \dots, \mathbf{d}(\theta_{P+Q+1})]$ 为波束空间的阵列流型,则波束空间的谱估计公式可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(\theta) &= \frac{1}{\mathbf{d}^H(\theta) \mathbf{E}_{dn} \mathbf{E}_{dn}^H \mathbf{d}(\theta)} = \\ &= \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{T} \mathbf{T}^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{T} \mathbf{T}^H \mathbf{a}(\theta)} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, \mathbf{E}_{dn} 为波束域数据协方差矩阵 \mathbf{R}_{yy} 的噪声子空间。通过空间谱估计的方法可以准确地得到信号方位 θ_0 、主瓣干扰方位 $\theta_{p1}, \theta_{p2}, \dots, \theta_{pp}$ 和旁瓣干扰方位 $\theta_{q1}, \theta_{q2}, \dots, \theta_{qq}$,判断时可以通过信号和干扰的能量大小排序判断。然后可以直接写出只包含信号的子空间为 $\mathbf{E}_S = \mathbf{a}(\theta_0)$,包含主瓣干扰和旁瓣干扰的子空间 $\mathbf{E}_J = [\mathbf{E}_P, \mathbf{E}_Q]$, $\mathbf{E}_P = [\mathbf{a}(\theta_{p1}), \mathbf{a}(\theta_{p2}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{pp})]$, $\mathbf{E}_Q = [\mathbf{a}(\theta_{q1}), \mathbf{a}(\theta_{q2}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{qq})]$ 。

紧接着,通过将包含主瓣干扰和旁瓣干扰的子空间 \mathbf{E}_J 投影到只包含信号的子空间 \mathbf{E}_S 上,然后计算出斜投影矩阵为

$$\mathbf{B} = \mathbf{E}_S (\mathbf{E}_S^H \mathbf{E}_J^\perp \mathbf{E}_S)^{-1} \mathbf{E}_S^H \mathbf{E}_J^\perp \quad (12)$$

式中, $\mathbf{E}_J^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{E}_J)^{-1} \mathbf{E}_J$ 为干扰子空间 \mathbf{E}_J 的正交补空间。由于斜投影矩阵具有如式(13)所示的性质,所以波束域数据斜投影后对信号子空间没有影响,但是可以完全滤除掉干扰子空间。

$$\mathbf{B} \mathbf{E}_S = \mathbf{E}_S$$

$$\mathbf{B} \mathbf{E}_J = \mathbf{B} [\mathbf{E}_P \mathbf{E}_Q] = \mathbf{0} \quad (13)$$

得到斜投影矩阵后,对波束域接收信号通过斜投影矩阵进行滤波处理,得到波束域斜投影滤波输出信号为

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{B} \mathbf{y}(t) = \mathbf{B} \mathbf{T}^H \mathbf{x}(t) \quad (14)$$

滤波输出的信号即为将主瓣干扰和旁瓣干扰都消除掉后的只包含信号和噪声的信号,可以用于后续相关的信号处理工作。图1给出了本文方法的具体流程图。并通过仿真分析了本文方法的影响因素。

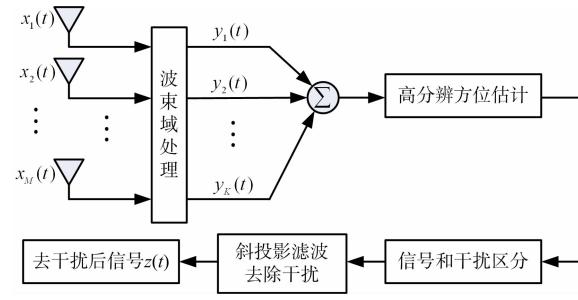


图1 本文方法流程图

1.4 性能评估

对于提出的新算法,需要论证算法的有效性和适用性。在后文的仿真中通过将提出的斜投影滤波抗干扰算法与常用的自适应旁瓣对消抗干扰算法进行对比,来说明算法的有效性。而在分析算法的适用性时,则需要准确分析出算法的影响因素,在算法研究过程中,分析发现数据的快拍数、信号和主瓣干扰的方位间隔、信噪比和主瓣干噪比的间隔这 3 个因素对本文的方法影响较大。所以在后文的仿真实验中,分别分析了这 3 个影响因素变化时斜投影滤波抗干扰算法在检测目标信号时的检测概率曲线,根据检测概率曲线可以准确地给出 3 个影响因素的设置范围,只有在正确的设置范围内,斜投影滤波抗干扰算法在检测目标时检测概率会很大,满足实际需求。

2 仿真实验

仿真时,假设接收阵列为 20 元均匀线阵,阵元间距为半波长,期望信号方位为 10° ,信噪比为 25 dB。半功率波束宽度为 5.1067° ,空间中存在一个主瓣干扰和一个旁瓣干扰: 主瓣干扰角度为 11.2767° ,与信号间隔为 $1/4$ 波束宽度,干扰比为 35 dB; 旁瓣干扰角度为 17° ,干扰比为 20 dB。噪声为零均值的高斯白噪声。

数据处理时,首先将原始阵元域接收信号变换到波束域,需要确定扫描所需要的波束扇。由于目标方位为 10° ,波束域处理时,感兴趣的区域限定为 $[8^\circ, 18^\circ]$ (实际情况下,会有一定的先验知识,感兴趣的区域一般不会太大),每隔 2° 形成一个波束,共形成 6 个波束,图 2 给出了扫描所需要的波束方向图。通过波束扇对阵元域接收信号进行扫描,得到波束域数据 $\mathbf{y}(t)$ 。

在得到波束域数据后,通过式(11)画出波束域数据的归一化方位谱图,图 3 给出了波束域数据的归一化方位谱图。由于算法研究的是主瓣抗干扰算法,所以主瓣干扰和信号之间间距较小,并且一般假设干扰强度大于目标强度,在以上假设下根据图 3 可以准确地判断出角度 1 对应目标信号,角度 2 对应主瓣干扰信号,角度 3 对应旁瓣干扰信号。然后可以直接写出信号子空间 $\mathbf{E}_s = \mathbf{a}(\theta_0)$ 和

干扰子空间 $\mathbf{E}_J = [\mathbf{E}_P, \mathbf{E}_Q]$,之后可以通过式(12)计算出斜投影变换矩阵,最后通过式(14)得到斜投影滤波后的波束域数据 $\mathbf{z}(t)$ 。

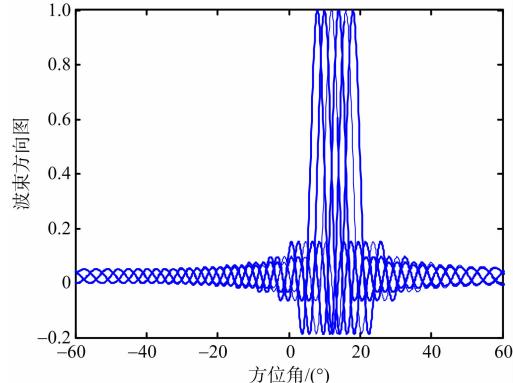


图 2 扫描区域波束方向图

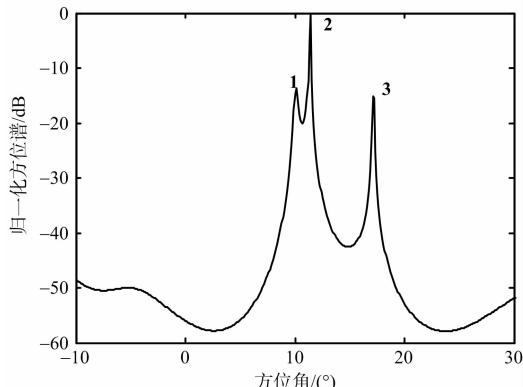


图 3 波束域数据的归一化方位谱图

图 4 给出了利用斜投影滤波后波束域数据 $\mathbf{z}(t)$ 进行波束形成,图中同时给出了雷达普遍应用的自适应旁瓣对消(Adaptive Sidelobe Cancellation, ASLC)抗干扰的波束图。由图可知: 斜投影滤波后数据的波束图不但完全抑制掉了主瓣干扰和旁瓣干扰,并且波束图不畸变地指向了信号的正确方位 10° ; 而基于自适应旁瓣对消的波束方向图虽然

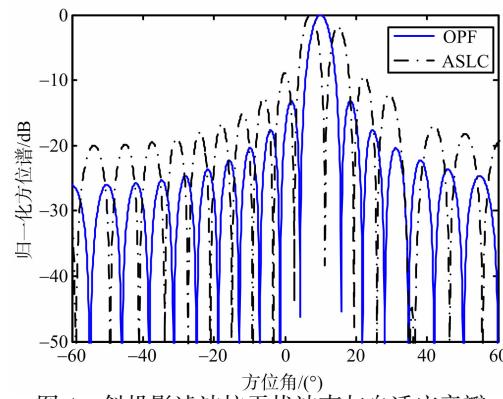


图 4 斜投影滤波抗干扰波束与自适应旁瓣对消抗干扰波束的对比

在主瓣和旁瓣干扰位置对消掉了干扰,抑制掉了主瓣和旁瓣干扰,但是在抑制干扰的同时引起了主波束的变形,波束指向为 7.5° ,引起了主瓣大幅度的偏移,并且旁瓣电平明显高于斜投影滤波的方法。所以将斜投影滤波后的波束域数据用于后续相关的信号处理工作比较可行。

在仿真过程中,分析发现数据的快拍数、信号和主瓣干扰的方位间隔、信噪比和主瓣干噪比的间隔这3个因素对本文的方法影响较大。在分析方法的影响因素时,本文通过变换各个影响因素得到的波束域数据在检测目标的检测概率曲线来说明。图5给出了检测概率与快拍数之间的关系曲线。由图5可知:当接收数据的快拍数大于2倍阵元数目M时,通过本文给出的方法得到的波束域数据,估计目标方位不会出现误差,目标的检测概率很大;当接收数据的快拍数小于2倍阵元数目时,目标方位估计会出现误差,目标的检测概率随快拍数的减少而减小。图6给出了检测概率与信号和主瓣干扰方位间隔之间的关系曲线,图中, θ_0 表示信号方位, θ_m 表示主瓣干扰方位,|·|表示取绝对值因子,BW表示由式(2)求出的半功率波束宽度。

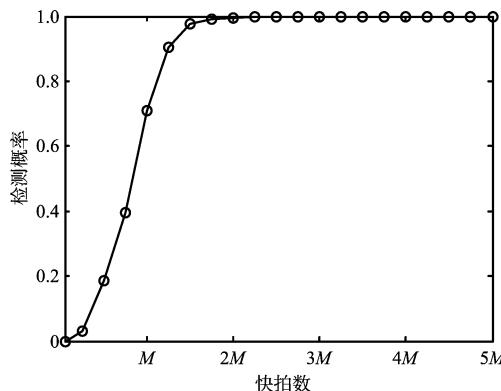


图5 检测概率与快拍数之间的关系曲线

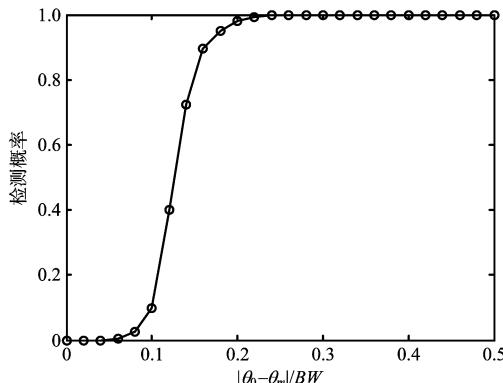


图6 检测概率与信号和主瓣干扰方位间隔之间的关系曲线

由图6可知:在仿真条件下,当信号与主瓣干扰方位间隔大约大于 $1/4$ 波束宽度时,由斜投影滤波后的波束域数据估计信号方位时不会出现估计误差。当信号与主瓣干扰方位间隔小于 $1/4$ 波束宽度时,波束域数据估计信号方位时会出现误差,目标信号的检测概率随信号与主瓣干扰方位间隔的减小而迅速减小。这主要是因为,当信号与主瓣干扰方位间隔太近时,在信号子空间和干扰子空间划分时出现了误差。图7给出了检测概率与信噪比(SNR)和主瓣干噪比(INR)间隔之间的关系曲线。由图7可知,在仿真条件下,需要保证信噪比和主瓣干噪比的差异在20 dB以内,本文的方法得到的波束域数据在信号估计时不会出现误差,但是当信噪比和主瓣干噪比的差异大于20 dB时,波束域数据目标信号的检测概率随信噪比和主瓣干噪比的差异的减小而迅速减小;特别是当信噪比和主瓣干噪比的差异大于30 dB时,目标检测概率几乎为零。

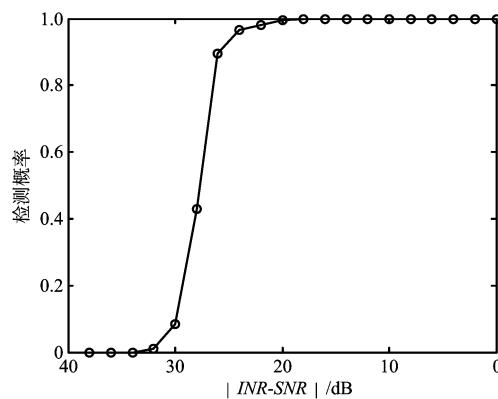


图7 检测概率与信噪比和主瓣干噪比间隔之间的关系曲线

3 结束语

本文提出了一种基于空间谱估计斜投影滤波的波束域主瓣抗干扰方法。首先通过将阵元域接收数据变换到波束域,然后对波束域数据进行斜投影滤波,能够同时消除掉所有的主瓣干扰和旁瓣干扰,得到的波束域数据能够在保证感兴趣区域内性能不变的情况下大大降低计算量,满足现代雷达的发展需求。并且分析表明:只有保证接收数据的快拍数大于2倍的阵元数目,信号与主瓣干扰方位间隔大于 $1/4$ 波束宽度,并且信噪比和主瓣干噪比的差异在20 dB以内时,本文的方法得到的波束域数据在信号估计时才不会出现估计误差,保证能够正确地检测出目标。

参考文献:

- [1] 邱炜,朱德智,范明意. 基于 AA 的多通道雷达自适应抗干扰方法[J]. 火控雷达技术,2016,45(2):21-25.
- [2] VENDIK O G, KOZLOV D S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming [J]. IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, 2012, 11(12):648-650.
- [3] LI J, STOICA P. Robust Adaptive Beamforming [M]. New York, USA: Wiley, 2005: 198.
- [4] THEIL A. On Combining Adaptive Nullsteering with High Resolution Angle Estimation Under Main Lobe Interference Conditions [C]// IEEE International Conference on Radar, Arlington, VA: IEEE, 1990: 295-297.
- [5] 宁立跃,杨小鹏. 多基地极化雷达主瓣干扰抑制算法

(上接第 323 页)

- [6] 卢卿,丁前军,陈晖,等. MUSIC 与干涉仪测向算法性能研究[J]. 信息技术, 2010(8): 9-12.
- [7] 王国林,王玉文,黄永兢,等. 基于 MUSIC 算法的相位干涉仪测向[J]. 通信技术, 2013, 46(11): 29-32.
- [8] 吕新正,杨晶. 一种改进的干涉仪测向方法及工程实现[J]. 雷达与对抗, 2018, 38(1): 13-17.

作者简介:

朱国辉 男, 1987 年生, 河南驻马店人, 工学博士, 中国电子科技集团公司第三十八研究所工程师, 主要研究方向为无源定位与跟踪技术。

E-mail: zhugh@stu.xidian.edu.cn

(上接第 328 页)

- [6] 王磊,于超鹏,刘平. 机载相控阵天气雷辔回波仿真与分析[J]. 系统仿真学报, 2016, 28(8): 1869-1877.
- [7] 王旭,蔡兴雨,朱思桥,等. 基于点迹特征的气象杂波抑制技术[J]. 火控雷达技术, 2017, 46(2): 6-14.
- [8] THOMSON A D, RISEBOROUGH E S. Evaluation of a Weather Clutter Simulation[J]. IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 2001, 148(3): 119-129.
- [9] 黄向清,林新党. 雷达海杂波与气象杂波模拟方法研究[J]. 雷达与对抗, 2017, 37(3): 5-9.
- [10] SKOLNIK M I. 雷达手册[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 1999: 940-941.
- [11] 杨尚军. 雷达模拟器气象杂波的建模与仿真[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2006.
- [12] 刘霞飞. 雷达杂波分类与抑制技术研究[D]. 西安: 西

[J]. 信号处理, 2017, 33(12): 1571-1577.

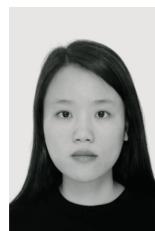
- [6] 戴幻尧,李永祯,刘勇,等. 主瓣干扰极化抑制的新方法[J]. 中国科学: 信息科学, 2012, 42(4): 460-468.
- [7] 陈伯孝,项皓,王睿智,等. 基于斜投影预处理的自适应波束形成方法[J]. 制导与引信, 2017, 38(2): 18-24.
- [8] 陈辉,王永良. 波束空间 DoA 算法性能综合分析[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(10): 1353-1356.

作者简介:

郭晓乐 男, 1988 年生于河南漯河, 2017 年在西北工业大学航海学院获得工学博士学位, 现为中国电子科技集团公司第三十八研究所工程师, 主要研究方向为阵列信号处理、自适应信号处理。E-mail: gxllxy@163.com



汪洋 男, 1979 年生, 安徽六安人, 工学博士, 中国电子科技集团公司第三十八研究所研究员, 主要研究方向为极化干涉 SAR、慢速平台 SAR 系统设计、SAR 数据处理及应用。



米胜男 女, 1990 年生, 河南安阳人, 工学硕士, 中国电子科技集团公司第三十八研究所助理工程师, 主要研究方向为宽带信号检测与识别。

安电子科技大学, 2015.

作者简介:

张小涵 女, 1994 年生, 陕西宝鸡人, 空军预警学院电子与通信工程专业硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理技术及应用。

E-mail: xrkznh@163.com

刘润华 女, 1972 年生, 安徽亳州人, 硕士, 空军预警学院副教授、硕士生导师, 主要研究方向为信号处理与检测。

汪枫 女, 1974 年生, 湖北钟祥人, 硕士, 空军预警学院副教授, 主要研究方向为信号处理与检测。