

交替极化阵列滤波性能研究*

徐振海, 张亮, 吴迪军, 熊子源, 肖顺平
(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:针对极化敏感阵列在工程应用中所受到的诸多限制条件,本文提出了一种新型交替极化阵列结构,分析了其在滤波抗干扰中的理论极限性能,并与极化敏感阵列滤波性能进行对比研究。研究表明:相对而言,交替极化阵列在设备量减半、信号处理自由度减半的条件下,滤波抗干扰性能逼近极化敏感阵列,克服了极化敏感阵列系统复杂性带来的一系列问题,因此在阵列雷达领域具有广泛的应用前景。

关键词:阵列雷达;极化敏感阵列;交替极化阵列;滤波;抗干扰;完全极化

中图分类号:TN820 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2012)05-0049-06

Filtering performance of alternate polarization array

XU Zhenhai, ZHANG Liang, WU Dijun, XIONG Ziyuan, XIAO Shunping

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Considering the conditionality of the Polarization Sensitive Array (PSA) in realization, an original Alternate Polarization Array (APA) is proposed. The ultimate filtering performance is presented theoretically and numerically, which is contrasted with that of PSA comprehensively. Compared with the PSA, the filtering performance of APS approaches that of PSA, but the equipments and the degree of freedom is cut by half. The APA overcomes the disadvantages in implementation of PSA. Therefore, APA has great potential to be used in arrayed radar and other fields.

Key words: array radar; polarization sensitive array; alternate polarization array; filtering; anti-jamming; completely polarized

极化敏感阵列 (PSA, Polarization Sensitive Array) 是一种能够敏感电磁波极化信息的特殊阵列,完备的电磁信息为阵列性能的提高奠定了物理基础,和普通阵列(单/同极化阵列)相比,极化敏感阵列具有优越的系统性能:较强的抗干扰能力、稳健的检测能力、较高的分辨能力以及极化多址能力。图1给出了一种由正交偶极子对构成的极化敏感阵列结构。20世纪90年代, Nehorai, Wong, Li 等围绕“电磁信号 DOA 和极化状态联合估计”分别作了别具特色的研究^[1-6],取得了大量学术成果,2000年以后极化敏感阵列的研究转向系统工程实现^[7-11],其应用背景领域主要是电子侦察、移动通信。国内学者徐振海^[12-20]等深入研究了其信号滤波、检测及参量估计等一系列信号处理问题,从理论上定量地证明了极化敏感阵列的优势和潜能。

然而,极化敏感阵列优越的性能是以系统设备量的成倍(2-6倍)增加而换来的。对于目前的大型相控阵雷达^[21]而言,阵列天线的单元数已经很多了,在孔径不变的条件下,如果通道数再翻

倍,则天线成本将翻倍,信号处理自由度将翻倍。此外还会带来雷达工艺方面的问题:第一,在一个单元的位置要同时放置水平和垂直极化单元非常困难;第二,散热量也会急剧增加,对雷达热设计提出了更为苛刻的要求;第三,还要特别考虑极化隔离问题。这些问题都会限制极化敏感阵列在实际雷达系统中的应用,雷达工程师通常认为极化敏感阵列的性价比较低,采用该方案将得不偿失。

因此,有必要探讨一种折衷的实现方案,即具有极化敏感阵列的性能优势,实现时又具有更高的可行性,当然也允许部分性能损失。本文从“减少系统通道数”出发,提出了一种交替极化阵列 (APA, Alternate Polarization Array) 设计方案,即在极化敏感阵列的基础上,相邻的阵元分别抽掉水平和垂直极化的单元,其阵列结构如图2所示,显然交替极化阵列的通道数是极化敏感阵列通道数的一半。和单/同极化阵列相比,通道数相等,只是相邻阵元极化方式正交。本文将重点分析交替极化阵列的滤波抗干扰性能,并与极化敏感阵列性能进行对比研究。

* 收稿日期:2011-12-22

基金项目:国家自然科学基金重点项目(60736006);国家自然科学基金项目(60901072)

作者简介:徐振海(1977—),男,河南卫辉人,副教授,博士,博士后,硕士生导师,E-mail: xzh930@yahoo.com.cn

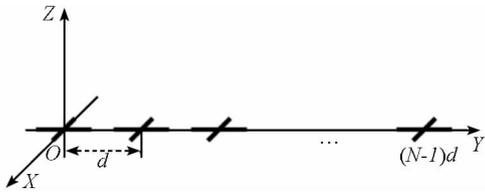


图 1 极化敏感阵列结构示意图

Fig. 1 The structure of polarization sensitive array

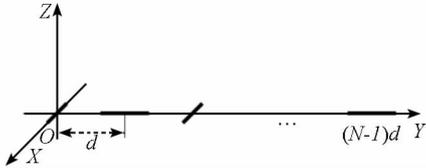


图 2 交替极化阵列结构示意图

Fig. 2 The structure of alternate polarization array

1 交替极化阵列与信号接收模型

1.1 阵列结构与模型假设

极化敏感阵是由 N 个正交偶极子对构成的均匀线阵,阵元的两个正交偶极子分别沿 X 轴和 Y 轴方向排列。各个阵元沿 Y 轴均匀排列,间距 d 为半波长。本文提出的交替极化阵列相当于极化敏感阵元交替抽取 Y 方向和 X 方向偶极子。不失一般性,假定阵元数 N 为偶数,即交替极化阵列水平偶极子与垂直极化偶极子数目相同,均为 $N/2$ 。

在研究中为了排除非理想因素,需要一系列前提假设条件,如远场假设、传播介质假设、理想阵元假设、短阵子假设、噪声和信号独立假设等,即在研究滤波理论极限性能时不考虑任何非理想因素。此外,为了说明原理,选取一维线阵,暂且不考虑方位角对阵列性能的影响,不失一般性,本文限定所有入射波都位于 YOZ 平面,即: $\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 。

1.2 阵列导向矢量

极化敏感阵列信号的导向矢量 \mathbf{s}_{PSA} 为接收极化矢量 $\mathbf{s}_{\text{P,PSA}}$ 与空间导向矢量 $\mathbf{s}_{\text{S,PSA}}$ 的 Kronecher 积。即

$$\mathbf{s}_{\text{PSA}} = \mathbf{s}_{\text{P,PSA}} \otimes \mathbf{s}_{\text{S,PSA}} \quad (1)$$

其中:“ \otimes ”表示 Kronecker 积, $\mathbf{s}_{\text{P,PSA}} = \begin{bmatrix} E_X \\ E_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma e^{j\eta} \end{bmatrix}$,式中: E_X, E_Y 表示坐标原点位置的归一化电场分量,参数 (γ, η) 为完全极化电磁波的相位描述子^[13]。说明:本文中极化定义在 (X, Y) 正交基上,而非入射波等相位面上,它们之间有一个

线性变化关系。这里极化的定义与文献[12 - 13]略有不同,但是不影响基本原理的分析,更不影响极化敏感阵列与交替极化阵列的对比研究。空间导向矢量 $\mathbf{s}_{\text{S,PSA}} = (1 \ q \ q^2 \ \dots \ q^{N-1})^T$,式中: $q = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta} = e^{j\pi\sin\theta}$ 为空间相移因子。显然 $\|\mathbf{s}_{\text{P,PSA}}\| = 1, \|\mathbf{s}_{\text{S,PSA}}\| = \sqrt{N}$,在本文中暂且不归一化,式中 $\|\cdot\|$ 表示欧氏范数。

交替极化阵列可以看作是由极化敏感阵列进行抽取而来,因此,其导向矢量 \mathbf{s}_{APA} 也可表示为接收极化矢量 $\mathbf{s}_{\text{P,APA}}$ 与空间导向矢量 $\mathbf{s}_{\text{S,APA}}$ 的 Kronecher 积。即

$$\mathbf{s}_{\text{APA}} = \mathbf{s}_{\text{P,APA}} \otimes \mathbf{s}_{\text{S,APA}} \quad (2)$$

其中: $\mathbf{s}_{\text{P,APA}} = \begin{bmatrix} E_X \\ qE_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ q\sin\gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma e^{j(\eta + \pi\sin\theta)} \end{bmatrix}$,其极化接收矢量与极化敏感阵列的极化矢量有区别,因为 Y 方向振子的相位中心和 X 方向振子不重合。 $\mathbf{s}_{\text{S,APA}} = [1 \ q^2 \ q^4 \ \dots \ q^{N-2}]^T$,相同极化阵元间距为一个波长。显然 $\|\mathbf{s}_{\text{P,APA}}\| = 1, \|\mathbf{s}_{\text{S,ASA}}\| = \sqrt{N/2}$,空间导向矢量的维数为 $N/2$,交替极化阵列导向矢量的维数为 N ,而极化敏感阵列导向矢量的维数为 $2N$ 。

1.3 阵列接收信号模型

假设空间有 M 个干扰信号,通用的阵列的接收信号为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s} \cdot a(t) + \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m \cdot a_m(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

其中: \mathbf{s} 和 \mathbf{s}_m 分别表示期望信号和干扰信号的导向矢量, $a(t)$ 和 $a_m(t)$ 分别表示期望信号和干扰信号的复包络,其期望信号和干扰信号的功率分别为 $P = E\{|a(t)|^2\}$ 和 $P_m = E\{|a_m(t)|^2\}$, $\mathbf{n}(t)$ 为阵列接收机噪声矢量,噪声协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}$, σ^2 表示热噪声功率。式(3)是一个通用的阵列信号模型,针对极化敏感阵列或交替极化阵列,只要将导向矢量进行替换即可。

2 阵列信号最优滤波

2.1 最优权与最大输出信干噪比

在阵列信号处理中,各个振子天线接收的信号分别独立加权,并线性求和,也即采用线性处理方式。关于最优权的计算有不同的准则,如最大信噪比准则(MSNR),最小均方误差准则(MMSE),最小噪声方差准则(MV)等,而在高斯噪声条件下,线性处理得到最优权的形式相同,不同准则下所得到的权只相差一个常数^[22]。最优加权为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \boldsymbol{\mu} \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{s} \quad (4)$$

其中: $\boldsymbol{\mu}$ 为常数, $\mathbf{R}_{i+n} = \sigma_0^2 \mathbf{I} + \sum_{m=1}^M P_m \mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^H$ 为干扰加噪声的协方差矩阵, \mathbf{s} 为期望信号导向矢量。此时最大输出信号干扰噪声比为

$$SINR_{\text{max}} = P \mathbf{s}^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{s} \quad (5)$$

最大输出 $SINR$ 与期望信号功率以及噪声功率有关,因此不宜直接作为指标参数来衡量阵列抗干扰性能。

2.2 信噪比损失因子

对干扰协方差矩阵进行特征分解,即 $\mathbf{R}_i = \sum_{m=1}^M P_m \mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^H = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H$, 其中: λ_m 和 \mathbf{u}_m 分别表示特征值和特征向量。将 \mathbf{R}_i 的特征分解代入 \mathbf{R}_{i+n} 的求逆过程得到

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{i+n}^{-1} &= \left(\sigma_0^2 \mathbf{I} + \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H \right)^{-1} \\ &= \frac{1}{\sigma_0^2} \left(\mathbf{I} - \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\lambda_m + \sigma_0^2} \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H \right) \end{aligned} \quad (6)$$

将式(6)代入到式(5)可得

$$SINR_{\text{max}} = SNR \|\mathbf{s}\|^2 \cdot \left(1 - \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\lambda_m + \sigma_0^2} |\mathbf{u}_m^H \bar{\mathbf{s}}|^2 \right) \quad (7)$$

其中: $\bar{\mathbf{s}} = \frac{\mathbf{s}}{\|\mathbf{s}\|}$ 为归一化的导向矢量, $SNR = \frac{P}{\sigma_0^2}$ 为期望信号信噪比。

当无干扰时,阵列匹配接收,阵列输出信噪比为 $SNR_{\text{CBF}} = SNR \|\mathbf{s}\|^2$ 。为了突出阵列抗干扰性能,将有干扰时最优波束形成器性能与没有干扰时空间匹配滤波器性能进行比较,定义最优波束形成器的 $SINR$ 损失因子为

$$L = \frac{SINR_{\text{max}}}{SNR_{\text{CBF}}} = 1 - \sum_{m=1}^M \frac{\lambda_m}{\lambda_m + \sigma_0^2} |\mathbf{u}_m^H \bar{\mathbf{s}}|^2 \quad (8)$$

信噪比损失因子不再依赖于期望信号的功率,因此作为阵列处理性能度量更加方便。当损失因子 L 为 1 时,说明最优滤波器可以完全对消掉干扰;当期望信号角度与干扰角度重合时,相当于干扰从主瓣进入,此时期望信号矢量落入干扰信号矢量张成的子空间,损失因子 L 接近 0,表明阵列抗干扰失效。

2.3 单干扰条件下信噪比损失因子

当只有单个干扰源时, $\mathbf{R}_{i+n} = \sigma_0^2 \mathbf{I} + P_1 \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^H$, 此时, $\mathbf{u}_1 = \bar{\mathbf{s}}_1, \lambda_1 = P_1 \|\mathbf{s}_1\|^2$ 。根据式(8)可得,阵列信噪比损失因子为

$$L = 1 - \frac{P_1 \|\mathbf{s}_1\|^2}{P_1 \|\mathbf{s}_1\|^2 + \sigma_0^2} |\bar{\mathbf{s}}_1^H \bar{\mathbf{s}}|^2 = 1 - \chi \cdot |\bar{\mathbf{s}}_1^H \bar{\mathbf{s}}|^2 \quad (9)$$

其中: $\chi = \frac{P_1 \|\mathbf{s}_1\|^2}{P_1 \|\mathbf{s}_1\|^2 + \sigma_0^2} = \frac{INR \|\mathbf{s}_1\|^2}{INR \|\mathbf{s}_1\|^2 + 1}$, $INR = \frac{P_1}{\sigma_0^2}$ 为干扰噪声比,通常干扰远强于热噪声,即 $INR \gg 1$,所以 χ 为接近 1 的常数。

3 阵列滤波性能对比分析

下面比较相同外部源情况下极化敏感阵列与交替极化阵列的抗干扰性能。对于多干扰源情况,由于涉及干扰加噪声协方差矩阵的特征分解,因此不容易得到解析的表达结果,多干扰情况下的对比通过仿真实验给出定性解释。下面重点比较单干扰源情况。

3.1 极化阵列信噪比损失因子

在单干扰条件下,极化敏感阵列和交替极化阵列均可以表示为空间导向矢量和极化导向矢量的 Kronecher 积的形式,即: $\mathbf{s} = \mathbf{s}_p \otimes \mathbf{s}_s$ 。将其代入到式(9)得到

$$\begin{aligned} L &= 1 - \chi \cdot |\bar{\mathbf{s}}_1^H \bar{\mathbf{s}}|^2 \\ &= 1 - \chi \cdot |\bar{\mathbf{s}}_{p,1}^H \bar{\mathbf{s}}_p|^2 \cdot |\bar{\mathbf{s}}_{s,1}^H \bar{\mathbf{s}}_s|^2 \\ &= 1 - \chi \cdot M_p \cdot M_s \end{aligned} \quad (10)$$

其中: $M_p = |\bar{\mathbf{s}}_{p,1}^H \bar{\mathbf{s}}_p|^2$ 和 $M_s = |\bar{\mathbf{s}}_{s,1}^H \bar{\mathbf{s}}_s|^2$ 分别为期望信号与干扰信号极化匹配系数和空域匹配系数,空间匹配系数也就是归一化阵列方向图。显然 $M_p \in [0, 1], M_s \in [0, 1]$ 。即,只有当期望信号到达角与干扰信号相同,即 $M_s = 1$,同时期望信号极化状态与干扰信号也相同,即 $M_p = 1$,期望信号才会被干扰,相当于“与”规则。因此,交替极化阵列与极化敏感阵列均具有空域和极化域联合抗干扰能力。下面通过比较参数 M_s 和 M_p 来比较交替极化阵列和极化敏感阵列的性能差异。

3.2 极化阵列信噪比损失因子对比

根据极化敏感阵列信号模型,不加推导给出

$$M_{p,\text{PSA}} = |\cos\gamma_1 \cos\gamma + \sin\gamma_1 \sin\gamma e^{j(\eta - \eta_1)}|^2 \quad (11)$$

$$M_{s,\text{PSA}} = \frac{\sin^2 \left[\frac{N\pi}{2} (\sin\theta - \sin\theta_1) \right]}{N^2 \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} (\sin\theta - \sin\theta_1) \right]} \quad (12)$$

根据交替极化阵列信号模型,不加推导给出

$$M_{p,\text{APA}} = |\cos\gamma_1 \cos\gamma + \sin\gamma_1 \sin\gamma e^{j(\eta - \eta_1 + \pi \sin\theta - \pi \sin\theta_1)}|^2 \quad (13)$$

$$M_{S,APA} = \frac{M_{S,PSA}}{\cos^2 \left[\frac{N\pi}{2} (\sin\theta - \sin\theta_1) \right]} \quad (14)$$

由式(13)可以看出,交替极化阵列极化匹配因子不仅与期望信号极化状态有关,还与期望信号到达角有关。此外,根据式(14)可以看出交替极化阵列空域方向图存在“栅瓣”,因此交替极化阵列存在“栅零点”,下面分析“栅零点”的位置与深度。

3.3 交替极化阵列“栅零点”问题

对于交替极化阵列,“零点”位置为 $\theta_0 = \theta_1$ 。根据式(14)可以看出交替极化阵列抗干扰出现“栅零点”的条件为: $\sin\theta - \sin\theta_1 = \pm 1$, 当 $\theta_1 > 0$, “栅零点”出现在 $\theta'_0 = \arcsin(\sin\theta_1 - 1)$, 当 $\theta_1 < 0$, “栅零点”出现在 $\theta'_0 = \arcsin(\sin\theta_1 + 1)$, “栅零点”位置与干扰到达角的关系如图3所示。

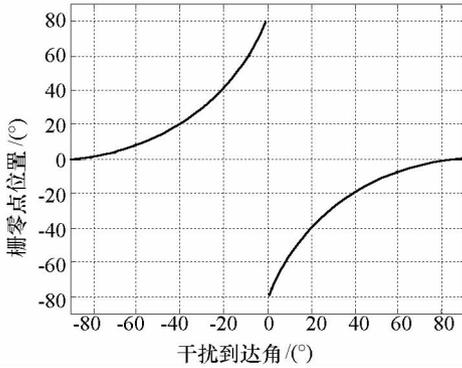


图3 “栅零点”位置与干扰到达角的关系
Fig.3 The “grating notches” versus the DOA of interference

下面对比“零点”与“栅零点”处的阵列信噪比损失因子。显然, $M_{S,APA}(\theta'_0) = M_{S,APA}(\theta_0) = 1$, 在“零点”和“栅零点”位置处,空间匹配系数相等,均为1,表明空间抗干扰。

根据式(13)可得“零点”和“栅零点”位置处极化匹配系数分别为

$$M_{P,APA}(\theta_0) = |\cos\gamma_1 \cos\gamma + \sin\gamma_1 \sin\gamma e^{j(\eta - \eta_1)}|^2 \quad (15)$$

$$M_{P,APA}(\theta'_0) = |\cos\gamma_1 \cos\gamma - \sin\gamma_1 \sin\gamma e^{j(\eta - \eta_1)}|^2 \quad (16)$$

显然

$$\begin{aligned} M_{P,APA}(\theta_0) + M_{P,APA}(\theta'_0) &= 2(\cos^2\gamma_1 \cos^2\gamma + \sin^2\gamma_1 \sin^2\gamma) \\ &\leq 2\max[\cos^2\gamma_1, \sin^2\gamma_1] \end{aligned} \quad (17)$$

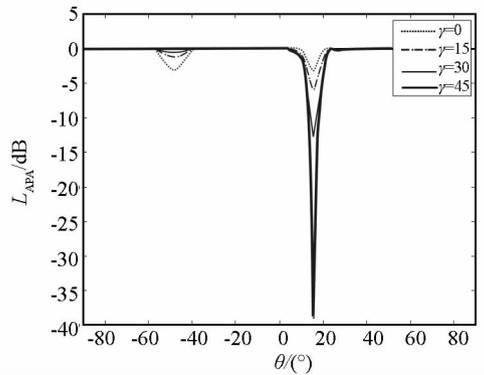
“零点”和“栅零点”的深度分别为: $L(\theta_0) = 10\lg(1 - \chi M_{P,APA}(\theta_0))$, $L(\theta'_0) = 10\lg(1 - \chi M_{P,APA}(\theta'_0))$, 可以看出:“栅零点”深度与“零点”深度有相互制约的作用,“零点”与“栅零点”不可能同时

深或浅。

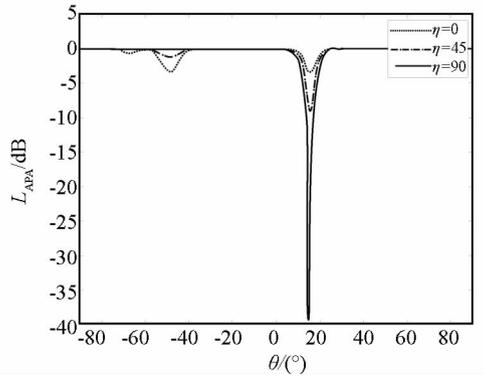
4 算例分析与结论

4.1 单干扰情况

极化阵列阵元数 $N = 16$, $INR = 30\text{dB}$, 干扰信号基本参量为: $(\theta_1, \gamma_1, \eta_1) = (15^\circ, 45^\circ, 90^\circ)$, 交替极化阵列信噪比损失因子是期望信号到达角 θ 与极化状态 (γ, η) 的三维函数,二维图形只能展示其一维切片。图4给出了交替极化阵列信噪比损失因子与期望信号到达角之间的关系。图4(a)中期望信号极化参量 $\eta = 90^\circ$, 不同曲线表示 $\gamma = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$; 图4(b)中期望信号极化参量 $\gamma = 45^\circ$, 不同曲线表示 $\eta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 。



(a) 期望信号固定 $\eta = 90^\circ$



(b) 期望信号固定 $\gamma = 45^\circ$

图4 交替极化阵列信噪比损失因子与期望信号到达角关系

Fig.4 The APA SNR Loss versus the DOA of desired signal

可以看出:当 $\theta = \theta_1 = 15^\circ$ 时,出现“零点”,“零点”深度随着期望信号极化状态改变而改变,这说明交替极化阵列具有极化抗干扰能力。

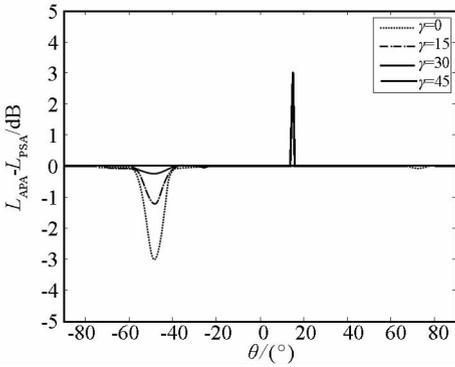
当 $\theta = \arcsin(\sin\theta_1 - 1) = -47.8^\circ$ 时,出现“栅零点”,并且“零点”越深,“栅零点”就越浅,“栅零点”深度在 -5dB 以内,因此对整个阵列抗干扰性能影响不大。

下面在相同条件下与极化敏感阵列抗干扰性

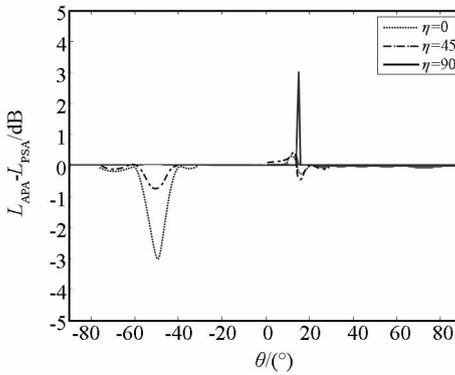
能进行对比,定义两种极化阵列抗干扰能力差为

$$D(\theta, \gamma, \eta) = L_{\text{APA}}(\theta, \gamma, \eta) - L_{\text{PSA}}(\theta, \gamma, \eta) \text{ (dB)} \quad (18)$$

其反映了交替极化阵列相对于极化敏感阵列抗干扰性能的损失。图5给出了两种极化阵列抗干扰能力差,参数设定同前。



(a) 期望信号固定 $\eta = 90^\circ$



(b) 期望信号固定 $\gamma = 45^\circ$

图5 两种阵列损失因子差与期望信号到达角关系

Fig.5 The difference in SINR loss contrast of APA and PSA versus the DOA of desired signal

从图5(a)、(b)可以看出,在“栅零点”位置,交替极化阵列抗干扰能力略有损失,但是损失在-5dB以内,其他位置几乎没有损失。在“零点位置”,当期望信号与干扰信号极化参数完全相同时,交替极化阵列抗干扰性能优于极化敏感阵列3dB,其原因在于当期望信号与干扰信号极化参数完全相同时,根据式(9)可得零点深度为

$$L_0 = 10\lg(1 - \chi) = -10\lg(1 + INR \|s_1\|^2) \approx -10\lg(INR \|s_1\|^2) \quad (19)$$

对于极化敏感阵列, $\|s_1\|^2 = N$, $L_{0, \text{PSA}} \approx -10\lg(N \cdot INR)$, 对于交替极化阵列, $\|s_1\|^2 = N/2$, 所以: $L_{0, \text{APA}} - L_{0, \text{PSA}} = 3\text{dB}$ 。

4.2 多干扰情况

假定有三个干扰源,其参数分别为: $(\theta_1, \gamma_1, \eta_1) = (15^\circ, 15^\circ, 90^\circ)$, $(\theta_2, \gamma_2, \eta_2) = (5^\circ, 45^\circ,$

$135^\circ)$, $(\theta_3, \gamma_3, \eta_3) = (-20^\circ, 75^\circ, 180^\circ)$, 干噪比 INR 均为 30dB。期望信号极化参数为: $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 90^\circ)$, 图6 给出交替极化阵列信噪比损失因子与到达角之间的关系,图7 给出了交替极化阵列与极化敏感阵列的对比。

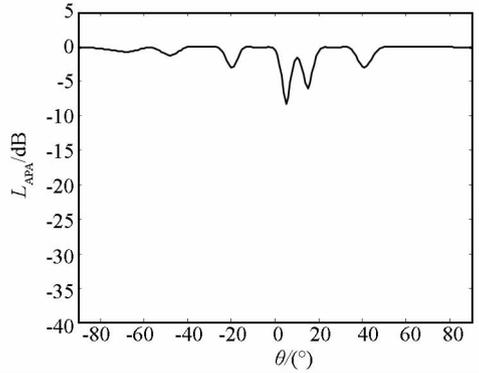


图6 交替极化阵列损失因子与期望信号到达角关系
Fig.6 The SNR Loss of APA versus the DOA of desired signal

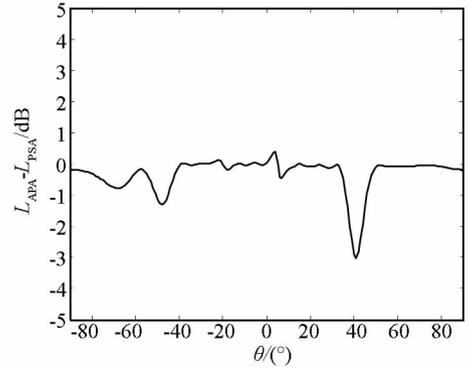


图7 两种阵列损失因子差与期望信号到达角关系
Fig.7 The difference in SINR loss contrast of APA and PSA versus the DOA of desired signal

可以看出:交替极化阵列具有抗多个干扰的能力,与极化敏感阵列进行对比性能损失不大。在多个干扰源的情况下,“栅零点”问题不突出。

5 结束语

极化敏感阵列的滤波性能优于单极化阵列的性能,然而其性能优势是由系统复杂性和通道数成倍增加换来的,由此带来的一系列问题限制了其在实际相控阵雷达中的应用。本文提出了一种交替极化阵列结构,其同样具有极化滤波和空域滤波能力,其滤波性能逼近极化敏感阵列的滤波性能。和单极化阵列相比,设备量相同,信号处理自由度相同,性能有明显优势。本文研究了交替极化阵列在滤波抗干扰中的应用,下一步还需要研究其在空间谱估计中的应用问题。

参考文献 (References)

- [1] Li J, Compton R T, Jr. Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array [J]. IEEE Transactions. AP, 1991, 39(9):1376-1383.
- [2] Li J, Compton R T, Jr. Two-dimensional angle and estimation using the ESPRIT algorithm [J]. IEEE Transactions. AP, 1992, 40(5):550-555.
- [3] Nehorai A, Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization [J]. IEEE Transactions. SP, 1994, 42(2):376-398.
- [4] Ho K C, Tan K C, Nehorai A. Estimating directions of arrival of completely and incompletely polarized signals with electromagnetic vector sensors [J]. IEEE Transactions. SP, 1999, 47(10):2845-2852.
- [5] Wong K T, Zoltowski M D. Closed-form direction finding and polarization estimation with arbitrarily spaced electromagnetic vector-sensors at unknown locations [J]. IEEE Transactions. AP, 2000, 48(5):671-680.
- [6] Wong K T. Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triads [J]. IEEE Transactions. AES, 2001, 37(2):679-684.
- [7] Zhou S G, Chio T H. Dual linear polarization patch antenna array with high isolation and low cross-polarization [J]. IEEE Symposium on AP, 2011, 588-590.
- [8] Guinvarc H R, Haupt R L. Dual polarization interleaved spiral antenna phased array with an octave bandwidth [J]. IEEE Transactions. AP, 2010, 58(2):397-403.
- [9] Nestic A, Nestic D. Millimeter wave antenna array with circular polarization [C] // Proceedings of European Microwave Conference, 2010, 204-207.
- [10] Kaouach H, Dussopt L, Sauleau R, et al. X-band transmit-arrays with linear and circular polarization [C] // Proceedings of European Conference on Antennas and Propagation 2010, 12-16.
- [11] Phillion R H, Okoniewski M. Circular polarization selectivity of space-fed arrays using element rotation [C] // Proceedings of European Microwave Conference, 2010, 1718-1721.
- [12] 徐振海. 极化敏感阵列信号处理的研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2004.
XU Zhenhai. Signal processing based on polarization sensitive array [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004. (in Chinese)
- [13] 庄钊文, 徐振海, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列信号处理[M]. 北京:国防工业出版社, 2005.
ZHUANG Zhaowen, XU Zhenhai, XIAO Shunping, et al. Signal processing based on polarization sensitive array [M]. Beijing: Publishing House of National Defense Industry, 2005. (in Chinese)
- [14] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析:完全极化情形[J]. 电子学报, 2004, 32(8):1310-1313.
XU Zhenhai, WANG Xuesong, XIAO Shunping, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: completely polarized case [J]. ACTA Electronica Sinica, 2004, 32(8):1310-1313. (in Chinese)
- [15] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列信号检测研究:部分极化情形[J]. 电子学报, 2004, 32(6):938-941.
XU Zhenhai, WANG Xuesong, XIAO Shunping, et al. Partially polarized signal detection using polarization sensitive array [J]. ACTA Electronica Sinica, 2004, 32(6):938-941. (in Chinese)
- [16] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析:相关干扰情形[J]. 通信学报, 2004, 25(10):8-15.
XU Zhenhai, WANG Xuesong, XIAO Shunping, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: correlated interference case [J]. Communication Journal, 2004, 25(10):8-15. (in Chinese)
- [17] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化域-空域动态联合谱估计[J]. 电波科学学报, 2005, 20(1):25-28.
XU Zhenhai, WANG Xuesong, XIAO Shunping, et al. Adaptive estimation for the joint spectrum in polarizational and spatial domains [J]. Electromagnetic Wave Science Journal, 2005, 20(1):25-28. (in Chinese)
- [18] 徐振海, 肖顺平, 张光义. 极化阵列天线的性能优势与应用前景[J]. 现代雷达, 2008, 30(2):6-9.
XU Zhenhai, XIAO Shunping, ZHANG Guangyi. Advantages and applications of polarization sensitive array [J]. Modern Radar, 2008, 30(2):6-9. (in Chinese)
- [19] Xu Z H, Li J, Shi L F, et al. Filtering performance of polarization sensitive array [C] // IEEE MAPE, 2005:212-215.
- [20] Xu Z H, Ni Y P. Resolution theory of polarization sensitive array signals [C] // IEEE RADAR, 2006.
- [21] 张光义. 相控阵雷达原理[M]. 北京:国防工业出版社, 2009.
ZHANG Guangyi. Principle of phased array radar [M]. Beijing: Publishing House of National Defense Industry, 2009. (in Chinese)
- [22] 王永良, 丁前军, 李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2009. (in Chinese)
WANG Yongliang, DING Qianjun, LI Rongfeng. Adaptive array signal processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009. (in Chinese)
- [23] Richard Klemm. 空时自适应处理原理[M]. 南京电子技术研究所, 译. 北京:高等教育出版社, 2009.
Richard Klemm. Principles of space-time adaptive processing (3rd Edition) [M]. Beijing: Higher Education Press, 2009. (in Chinese)