

文章编号: 2095-4980(2018)03-0445-07

共形天线阵列极化分集问题

吴迪, 田茂, 皮楚, 何昉明

(中航工业北京青云航空仪表有限公司 综合射频技术研究中心, 北京 100086)

摘要: 在多模复合制导模式下, 被动雷达导引头(PRS)可采用共形天线阵列接收入射信号。共形天线通常为线极化天线, 将其摆放在弹体的一周, 天线阵列的接收信号将出现极化分集问题。针对该问题, 建立了在极化分集条件下共形天线阵列接收信号的数学模型, 理论推导极化分集对干涉仪方法测向性能的影响, 以及分析干涉仪方法能够正确测向的前提条件, 通过计算机仿真实验验证了研究结论的有效性。该文给出了解决共形天线阵列极化分集问题的研究思路。

关键词: 被动雷达导引头; 共形天线阵列; 干涉仪; 极化分集

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201803.0445

Polarization diversity of conformal antenna array

WU Di, TIAN Mao, PI Chu, HE Fangming

(RF Technology R&D Laboratory, AVIC Beijing Keveen Aviation Instrument Co., Ltd., Beijing 100086, China)

Abstract: Conformal antenna array can be utilized to receive the incoming signal for passive radar seeker in multimode compound guidance mode. Generally, conformal antenna is in linear polarization, surrounded by the elastomer, which will lead to polarization diversity. The receiving signals model of conformal antenna array is built. The effects of antenna polarization diversity on the interferometer direction finding performance are studied. The precondition of interferometer method getting right result is analyzed. Finally, the effectiveness of conclusion is verified by the computational simulation results. This paper gives an idea which will make PRS get right direction finding result, to solve the polarization diversity of conformal antenna array.

Keywords: Passive Radar Seeker; conformal antenna array; interferometer; polarization diversity

电子攻击是电子战的重要内容之一, 而反辐射导弹是电子攻击的主要装备。随着现代电子战场电磁环境的日益复杂, 为了使反辐射导弹能够精确攻击各种雷达目标, 提高其抗干扰和抗关机能力, 采用双模或多模复合制导^[1]已成为当今反辐射导弹的主要发展趋势。但复合制导存在多个制导模式争夺孔径资源的问题, 其中被动雷达制导采用能与载体形状相一致的共形天线^[2], 已成为解决该问题的有效途径。

电子战装备对共形天线的需求推动了共形天线技术的发展和應用, 关于将共形天线阵列应用于反辐射导弹 PRS 系统的研究工作已经展开^[2]。723 所的肖永平对超宽频带的背腔平面螺旋、平板螺旋、对数周期和 Vivaldi(渐变槽线)等形式的天线性能进行了测试。从测试结果可以看出平板结构的条带形对数周期天线和 Vivaldi 天线能够满足反辐射导弹对天线性能的需求, 适用于与导弹及其他飞行器共形。目前研究人员设计的适用于反辐射导弹的共形天线均为线极化天线, 比如文献[2]中的对数周期天线和 Vivaldi 天线都为垂直极化天线。传统的被动雷达导引头大多采用圆极化天线来避免由于极化失配问题而带来的能量损失。而当天线为线极化时, 将其摆放在在弹体的一周, 每个天线的极化方向均不相同, 对同一入射信号会产生不同的响应, 从而将产生极化分集问题。

极化分集会导导致接收信号中存在极化误差, 严重影响系统的测向性能。针对天线极化特性或者极化误差对干涉仪测向算法的影响, 国内外学者已进行了广泛研究。文献[3]研究了信号源极化与接收天线单元极化特性不一致性对测角精确度的影响; 文献[4]和文献[5]对天线阵元的极化差异导致测角误差的原理进行了研究, 并指出当相位干涉仪的 2 个天线单元(或者多个天线单元)的极化特性不一致时, 会引起较大的角度测量误差。但以上文献均是针对天线的极化方式为圆极化所产生的极化误差问题进行研究, 并没有考虑当天线为线极化时, 极化分集问题对于测向性能产生的影响。事实上, 极化分集问题会使天线阵列对入射信号的极化信息敏感, 从而可将共形

天线阵列建模为矢量阵列。针对矢量阵列对入射信号到达角和极化参数^[6-9]的估计问题已成为近年来学术研究的热点,亟需开展适用于被动雷达导引头的矢量阵列测向方面的研究工作。

本文针对共形天线阵列极化分集问题对于被动测向系统测向性能的影响进行研究。从最基本的干涉仪测向原理入手,建立极化分集条件下天线阵列接收信号的数学模型,推导极化分集影响干涉仪测向方法测向性能的原理,并给出了解决极化分集问题的研究思路。

1 数学模型

假设空间中有一远场、窄带信号入射到如图 1 所示的线极化共形天线阵列上,该阵列是由 8 个天线阵元组成的均匀圆阵。天线阵元形式为偶极子天线,每个天线的极化方向均不相同。理想情况下,单偶极子天线的输出电信号正比于与之平行的电场分量,极化敏感角仅与阵元指向有关。由于各阵元共形于弹体,设其指向角(极化敏感角)为 δ_n ,则第 n 个阵元的极化敏感矩阵 \mathbf{b}_n 为:

$$\mathbf{b}_n = [\cos \delta_n \quad \sin \delta_n] \quad (1)$$

设入射信号的到达角参数方位角和俯仰角分别为 $\alpha \in [0, 2\pi]$ 和 $\beta \in [0, \pi/2]$,极化参数为极化辅助角 $\gamma_m \in [0, \pi/2]$ 和极化相位差角 $\eta_m \in [-\pi, \pi]$ 。

由平面波的性质可知,入射信号的电场位于与传播方向垂直的平面 H 中,将其分解为水平分量和垂直分量:

$$\mathbf{E}_m = E_{hm} e^{-j\phi_{hm}} \boldsymbol{\varepsilon}_{hm} + E_{vm} e^{-j\phi_{vm}} \boldsymbol{\varepsilon}_{vm} = U_m \begin{bmatrix} \cos \gamma_m & \sin \gamma_m e^{j\eta_m} \\ \sin \gamma_m & \cos \gamma_m e^{j\eta_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_{hm} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{vm} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $\gamma_m = \arctan(|E_{vm}/E_{hm}|) \in [0, \pi/2]$; $\eta_m = \phi_{vm} - \phi_{hm} \in [-\pi, \pi]$ 。选取 $\boldsymbol{\varepsilon}_{hm}$ 垂直于 $OP'O'$ 面,则 $\boldsymbol{\varepsilon}_{vm}$ 为 $OP'O'$ 面和 H 面的交线,电磁波传播模型如图 2 所示。

阵元接收信号的各电磁场分量可以用极化域—空域导向矢量 \mathbf{a}_p 描述,各阵元只能检测到电场的 X 和 Y 分量。则 \mathbf{a}_p 可表示为:

$$\mathbf{a}_p = \begin{bmatrix} -\sin \alpha & \cos \alpha \sin \beta \\ \cos \alpha & \sin \alpha \sin \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

现研究针对该阵列利用干涉仪方法进行测向的接收信号模型。考虑一维测向,假设在图 2 的坐标系中,沿 X 轴方向放置 2 个极化角度不同的天线阵元,如图 3 中所示的 1,2 个天线阵元,并设入射信号在 XOZ 平面上沿 θ ($\alpha=0^\circ, \beta=90^\circ-\theta$) 方向入射。

设在 t 时刻第 n 个阵元接收到的信号模型为 $x_n(t)$,坐标原点接收到的信号为 $s(t)$,由于天线空域位置不同而产生的相对坐标原点的空间相位延迟为 ϕ_n 。结合阵列的极化敏感矩阵和入射信号的极化特征,则第 n 个阵元接收到的信号为:

$$x_n(t) = \mathbf{b}_n \times \mathbf{a}_p s(t) e^{j\phi_n} \quad (4)$$

天线阵元 1,2 的接收数据写成矢量形式为:

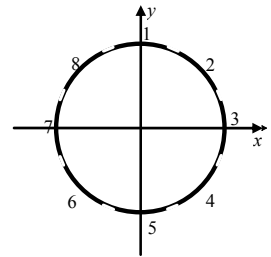


Fig.1 Eight antennas of uniform circular array diagram
图 1 八阵元均匀圆阵示意图

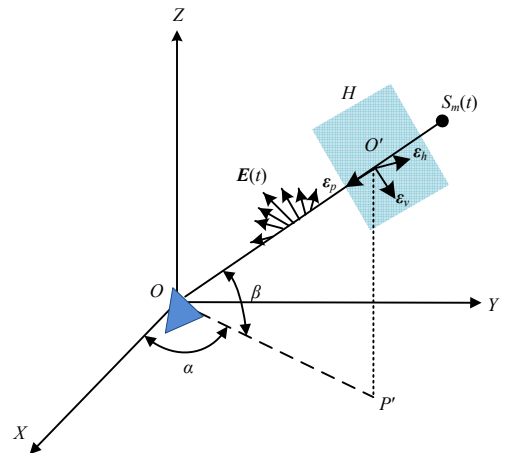


Fig.2 Electromagnetic wave propagation model
图 2 电磁波传播模型

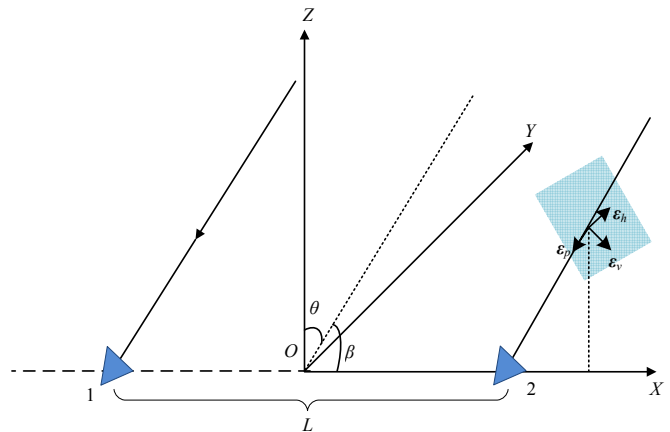


Fig.3 Interferometer direction finding of vector array diagram
图 3 矢量阵列干涉仪测向示意图

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \times \mathbf{a}_p s(t) e^{j\phi_{s1}} \\ \mathbf{b}_2 \times \mathbf{a}_p s(t) e^{j\phi_{s2}} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \times s(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s \odot \mathbf{A}_p = \mathbf{A}_s \odot (\mathbf{B} \times \mathbf{a}_p) \quad (6)$$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{s1}} & e^{j\phi_{s2}} \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \quad \mathbf{b}_2]^T = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \sin \delta_1 \\ \cos \delta_2 & \sin \delta_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: \mathbf{A}_s 为空域导向矢量; \mathbf{A}_p 为极化域导向矢量。

根据模型中的条件 $\alpha = 0^\circ$, $\beta = 90^\circ - \theta$, 所以接收数据为:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{s1}} \\ e^{j\phi_{s2}} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \sin \delta_1 \\ \cos \delta_2 & \sin \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \cos \theta \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} \times s(t) \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \sin \delta_1 \\ \cos \delta_2 & \sin \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \cos \theta \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

2 理论推导及实验分析

2.1 理论推导

干涉仪测向方法利用天线阵元间的相位差与入射角度及阵元间距的关系进行测向。设信号到达 2 个天线阵元的时延为 τ , 2 个天线阵元间存在的相位差 ϕ 可以表示为:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} L \sin \theta \quad (11)$$

式中: λ 为入射信号波长; L 为阵元间距。

若测得 2 个天线阵元间的相位差 ϕ , 根据式(11)即可确定信号的入射方向 θ , 其表达式为:

$$\theta = \arcsin \left(\frac{\lambda \phi}{2\pi L} \right) \quad (12)$$

由干涉仪测向的原理可知, 干涉仪测向主要是利用天线阵元间接收信号的相位差信息。对于传统圆极化天线的干涉仪测向方法, 2 个天线之间的相位差主要是由阵元空域位置决定, 体现在接收信号模型中的空域导向矢量 \mathbf{A}_s 中。对于矢量阵列干涉仪测向, 2 个天线接收信号的相位差除了受阵元位置这个空域因素的影响外, 还将与信号的极化参量、入射信号角度及阵元的极化方向等因素有关, 体现在接收信号模型中的极化域导向矢量 \mathbf{A}_p 上:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} u_1 e^{j\phi_{p1}} \\ u_2 e^{j\phi_{p2}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中 u_1, u_2 和 ϕ_1, ϕ_2 分别为由于极化引起的幅度和相位。此时 2 个天线的接收数据分别为:

$$\begin{cases} x_1(t) = u_1 e^{j\phi_{s1}} e^{j\phi_{p1}} s(t) \\ x_2(t) = u_2 e^{j\phi_{s2}} e^{j\phi_{p2}} s(t) \end{cases} \quad (14)$$

可见, 第 n 个矢量阵元接收信号的相位 ϕ_n 将是空域相位 ϕ_{s_n} 与极化相位 ϕ_{p_n} 之和, 即:

$$\phi_n = \phi_{s_n} + \phi_{p_n} \quad (15)$$

对于空域相位, 只要阵元位置、辐射信号的载频确定, 天线间的相位差就固定。下面研究矢量阵列由极化引起的相位 ϕ_{p_n} 。

根据 \mathbf{A}_p 表达式以及 ϕ_{p_n} 的定义, 可得:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \sin \delta_1 \\ \cos \delta_2 & \sin \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \sin \gamma e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_1 \cos \theta \sin \gamma e^{j\eta} + \sin \delta_1 \cos \gamma \\ \cos \delta_2 \cos \theta \sin \gamma e^{j\eta} + \sin \delta_2 \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (16)$$

又由于 $e^{j\eta} = \cos \eta + j \sin \eta$, 则上式可进一步写为:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} (\cos \delta_1 \cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \sin \delta_1 \cos \gamma) + j \cos \delta_1 \cos \theta \sin \gamma \sin \eta \\ (\cos \delta_2 \cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \sin \delta_2 \cos \gamma) + j \cos \delta_2 \cos \theta \sin \gamma \sin \eta \end{bmatrix} \quad (17)$$

则

$$\tan \phi_p = \frac{\cos \delta_n \cos \theta \sin \gamma \sin \eta}{\cos \delta_n \cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \sin \delta_n \cos \gamma} \quad (18)$$

由式(18)可以看出,接收信号由极化引起的相位将由阵元极化方向 δ_n 、信号入射角度 θ 及信号极化参数 γ, η 共同决定。阵元极化方向 δ_n 为已知,而信号的入射角度和极化参数均为未知。

从而可知,对于极化分集的天线阵列,接收信号的相位差不再只与入射信号方向有关,还与由于阵元和信号的极化特性引起的极化相位差有关。而极化相位差不只是入射信号角度的函数,还随信号极化参数的变化而变化。在这种情况下,传统基于相位差信息的干涉仪测向方法将失效。

虽然 2 个天线阵元接收信号由极化引起的相位与入射信号相关,但是如果存在一定的条件使 2 个天线阵元之间的极化相位差固定不变,就依然可以在接收信号的相位差上做处理,实现正确测向。下面对该条件进行推导。

设极化域导向矢量 A_p 为:

$$A_p = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中 K_1 和 K_2 为与极化和方位角相关的复数变量。

这时,天线阵元 1,2 的接收信号为:

$$X(t) = \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} \\ e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \cos \delta_1 & \sin \delta_1 \\ \cos \delta_2 & \sin \delta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \times s(t) \quad (20)$$

则 2 个阵元接收信号的相位差为:

$$\Delta\phi = \arg(x_1(t) \times x_2^*(t)) = \arg\left(e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \times (K_1 \times \cos \delta_1 + K_2 \times \sin \delta_1) \times (K_1^* \times \cos \delta_2 + K_2^* \times \sin \delta_2)\right) = \arg\left\{e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \times \begin{bmatrix} K_1 \times K_1^* \times \cos \delta_1 \times \cos \delta_2 + K_2 \times K_2^* \times \sin \delta_1 \times \sin \delta_2 \\ -K_1 \times K_2^* \sin(\delta_1 - \delta_2) \end{bmatrix}\right\} \quad (21)$$

由式(21)可知,当 2 个阵元的极化指向角满足 $\sin(\delta_1 - \delta_2) = 0$ 时,2 个阵元接收信号的相位差将只与空域相位差 ϕ_1 和 ϕ_2 有关。在该条件下,利用干涉仪测向方法依然能够正确测向。

需要注意,如果式(18)中的分母为零,此矢量阵元将无法检测入射信号的相位信息。比如当 $\delta_n = 0$ 或 $\delta_n = \pi$,且 $\gamma = 0$ 时,式(18)中的分母将为零。物理意义为:当 $\gamma = 0$ 时,入射信号为水平极化,而在信号入射平面 XOZ 平面上,信号的水平极化方向平行于 Y 方向, $\delta_n = 0$ 或 $\delta_n = \pi$ 表示天线的极化方向沿 X 轴方向,这时接收天线的极化方向就将与入射信号的极化方向垂直,所以天线阵列将无法检测此信号。也就是说,即使 2 个阵元的极化指向角满足 $\sin(\delta_1 - \delta_2) = 0$ 条件,干涉仪测向仍然存在入射信号的极化方向与接收天线的极化方向正交,无法检测信号的风险。

综上所述,基于极化分集的共形天线阵列,利用干涉仪方法进行测向存在如下问题:

1) 极化域相位差不仅与信号入射角度 θ 有关,还与信号极化参数 γ, η 相关,信号极化参数同样为未知参数,无法只利用 2 个入射信号的相位差求解信号入射角度。

2) 即使在满足一定条件的情况下,两阵元的极化相位差固定,但也存在入射信号的极化方向与接收天线的极化方向正交的情况,潜在极大的测向失败风险。

3) 2 个阵元的极化指向角满足 $\sin(\delta_1 - \delta_2) = 0$ 条件时,这 2 个阵元构成的基线较长,不利于解模糊。

下面举例进行说明。对于图 2 中所示的八天线均匀圆阵,设每个线极化的共形天线的极化方向如表 1 所示。

基于此阵列,以测航向角 θ 为例,对干涉仪测向方法的测向过程进行分析。测航向角 θ 需要选择基线为水平方向的 2 个天线,这样 2 个天线的空域相位就只与航向角 θ 有关,与俯仰角 φ 无关。

可以选用放在 X 轴上的天线 1 和天线 5,基线长度为圆阵直径,即 $2r$;亦可选用基线同样为水平方向的天线 2 和天线 4,基线长度为 $\sqrt{2}r$ 。(同样可以选择天线 6 和天线 8,不一一列举)对这 2 种情况分别进行分析。

表 1 阵列中阵元的极化指向角
Table1 Polarization point of array antenna

antenna number	polarization point/(°)
1	0
2	45
3	90
4	135
5	180
6	225
7	270
8	315

1) 选用天线 1($\delta_1=0^\circ$)和天线 5($\delta_2=180^\circ$)进行测向, 则 $\sin(\delta_1-\delta_2)=0$, 即满足本文推导的极化分集条件下能够正确测向的条件, 此时:

$$\phi_{p_1} = \arctan\left(\frac{\cos 0^\circ \cos \theta \sin \gamma \sin \eta}{\cos 0^\circ \cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \sin 0^\circ \cos \gamma}\right) = \eta \quad (22)$$

$$\phi_{p_5} = \arctan\left(\frac{\cos 180^\circ \cos \theta \sin \gamma \sin \eta}{\cos 180^\circ \cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \sin 180^\circ \cos \gamma}\right) = \eta + \pi \quad (23)$$

2 个天线由于极化引起的相位差为一固定值 $-\pi$, 即

$$\phi_{p_1} - \phi_{p_5} = -\pi \quad (24)$$

那么 2 个天线接收信号总的相位差 ϕ_{15} 可以表示为:

$$\phi_{15} = \phi_{p_1} + \phi_{p_5} - (\phi_{p_5} + \phi_{p_1}) = \phi_{15} - \pi \quad (25)$$

则如果使用天线 1 和天线 5 测向, 可将收到信号的相位差 ϕ_{15} 做加 π 处理, 即可得到空域相位差, 从而可利用式(12)进行正确测向。

但是当 $\gamma=0^\circ$ 或 $\theta=0^\circ$ 时, $A_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, 即此时利用天线 1 和天线 5 无法检测信号, 从而无法测向。则一般情况下, 可以利用 2 个极化角度相同或者相差 π 的天线阵元进行测向, 但是当 $\gamma=0^\circ$ 或 $\theta=0^\circ$ 时, 算法将失效。

2) 选用天线 2($\delta_1=45^\circ$)和天线 4($\delta_2=135^\circ$)进行测向, 此时 $\sin(\delta_1-\delta_2) \neq 0$, 即不满足本文推导的极化分集条件能够正确测向条件, 则可得:

$$\phi_{p_2} = \arctan\left(\frac{\cos \theta \sin \gamma \sin \eta}{\cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \cos \gamma}\right) \quad (26)$$

$$\phi_{p_4} = \arctan\left(\frac{-\cos \theta \sin \gamma \sin \eta}{-\cos \theta \sin \gamma \cos \eta + \cos \gamma}\right) \quad (27)$$

此时 2 个天线由于极化引起的相位差 $\phi_{p_{24}}$ 不再为固定值, 其为信号的入射角度和极化参数的函数。在此条件下将无法利用接收信号的相位差 ϕ_{24} 得到空域相位差, 也就无法利用干涉仪式(12)进行正确测向。

2.2 仿真实验分析

仿真条件: 天线阵列半径与辐射信号波长关系为 $r/\lambda=0.2$, 信号入射角度为 $\theta \in (1^\circ \sim 30^\circ)$, 无噪声。设入射信号的极化参数分别为 $(\gamma_1, \eta_1) = (60^\circ, 70^\circ)$ 和 $(\gamma_2, \eta_2) = (20^\circ, 150^\circ)$, 图 4 和图 5 分别给出了这 2 组极化参数下接收信号极化相位差和干涉仪测向方法的测向结果。

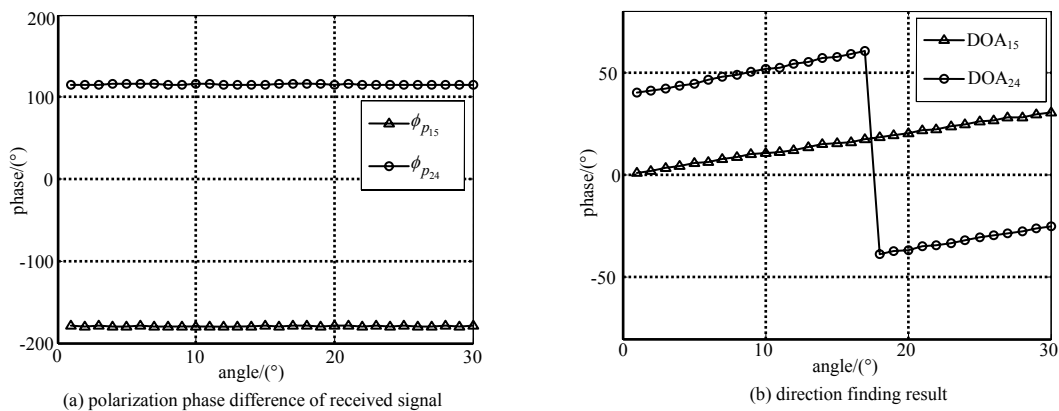


Fig.4 Signal polarization parameters $(\gamma_1, \eta_1) = (60^\circ, 70^\circ)$

图 4 信号极化参数 $(\gamma_1, \eta_1) = (60^\circ, 70^\circ)$

将图 4 和图 5 的仿真结果对比可知: 在不同的极化参数下, 天线 1,5 的极化域相位差固定不变, 始终为 $-\pi$, 而天线 2,4 的极化域相位差与极化参数有关。利用天线 1,5 能够正确测向, 而利用天线 2,4 不能正确测向。则可说明如果 2 个阵元的极化指向角满足关系 $\sin(\delta_1-\delta_2)=0$, 无论信号极化参数如何, 其极化域相位差固定不变,

否则其极化域相位差将随极化参数变化。以上仿真实验结果均与理论推导一致。

针对存在极化分集导致干涉仪测向方法失效的问题,有效的解决方法是充分利用天线阵元对于入射信号极化参数敏感的特点,将极化分集的共形天线阵列建模为极化敏感阵列^[9](建模过程本文第 2 节已给出),然后将多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法^[10-11]等阵列信号处理方法推广到极化敏感阵列,完成对入射信号到达角和极化参数的联合估计。

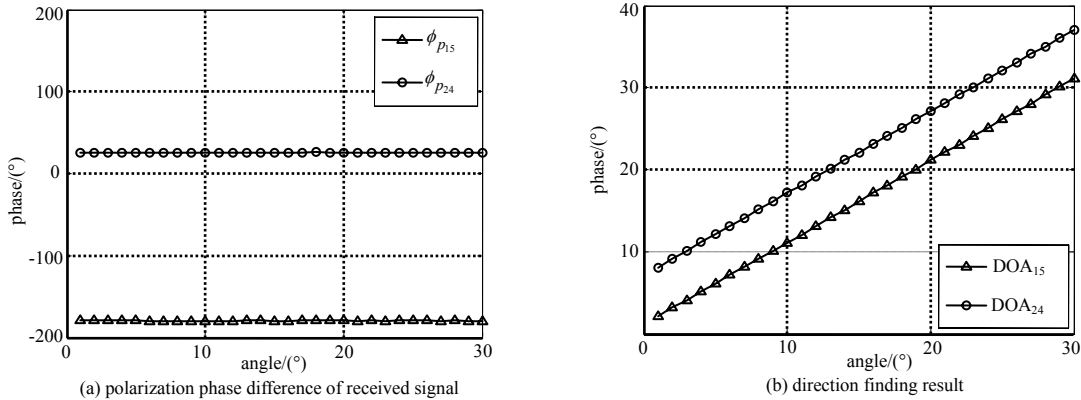


Fig.5 Signal polarization parameters $(\gamma_2, \eta_2) = (20^\circ, 150^\circ)$

图 5 信号极化参数 $(\gamma_2, \eta_2) = (20^\circ, 150^\circ)$

3 结论

本文针对反辐射导弹被动雷达导引头共形天线阵列的极化分集问题进行研究。通过建立模型、理论推导和仿真分析,再考虑实际工程应用情况,得出如下结论: 1) 存在该问题时,无法只利用 2 个阵元接收信号的相位差求解入射信号角度,接收信号的相位差将由空域相位差和极化域相位差共同决定,且极化域相位差不仅与信号入射角度有关,还与信号极化参数相关,而极化参数为未知参数; 2) 当 2 个天线阵元的极化方向满足条件 $\sin(\delta_1 - \delta_2) = 0$ 时,2 个阵元的极化相位差固定,这时可以利用干涉仪方法进行测向,但可能存在入射信号与接收天线的极化方向正交,无法检测信号的风险; 3) 工程应用时,被动雷达系统需具有宽频带测向的能力,则不可忽视测向模糊问题,而在极化分集的条件下,势必会使解模糊更加困难; 4) 对于极化分集问题,可以采用基于极化敏感阵列测向的方法进行解决,可以实现对入射信号到达角和极化参数的联合估计。

参考文献:

- [1] 司锡才. 超宽带双模制导共孔径集能器研究[J]. 系统工程与电子技术, 2001,23(9):60-62. (SI Xicai. Research on ultrawideband energy receiver of the same aperture to double mould guidance[J]. Systems Engineering and Electronics, 2001,23(9):60-62.)
- [2] 肖永平,李业强. 应用于反辐射导弹的共形天线[J]. 舰船电子对抗, 2008,31(2):90-92. (XIAO Yongping, LI Yeqiang. The conformal antenna applied to anti-radiation missile[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2008,31(2):90-92.)
- [3] 戴幻尧,刘勇,周瑞,等. 非理想阵元极化特性对干涉仪测角的影响及修正[J]. 电波科学学报, 2010,25(3):519-526. (DAI Huanyao, LIU Yong, ZHOU Rui, et al. The influence and correction of non-ideal array polarization on angle measurement of interferometer[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010,25(3):519-526.)
- [4] 谢成城,周世群. 天线极化产生的干涉仪测角误差分析及解决方法[J]. 电子信息对抗技术, 2013,28(4):66-68. (XIE Chengcheng, ZHOU Shiqun. DOA measurement error analysis from antenna polarization and solution on the interferometer[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2013,28(4):66-68.)
- [5] 戴幻尧,申绪润,乔会东,等. 基于极化误差的干涉仪测角性能建模与仿真[J]. 计算机仿真, 2013,30(10):237-240. (DAI Huanyao, SHEN Xujian, QIAO Huidong, et al. Interferometer angle measurement performance modeling and simulation based on polarization error[J]. Computer Simulation, 2013,30(10):237-240.)
- [6] MÁRIO C, ANDREAS R, VISA K. DOA and polarization estimation for arbitrary array configurations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012,60(5):2330-2343.
- [7] 齐子森,郭英,王布宏,等. 共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计算法[J]. 电子学报, 2012,40(12):2562-2566. (QI Zisen, GUO Ying, WANG Buhong, et al. Joint DOA and polarization estimation algorithm for conformal array antenna[J].

ACTA Electronica Sinica, 2012,40(12):2562–2566.)

- [8] 张树银,郭英,齐子森. 锥面共形阵列信源方位和极化参数的联合估计算法[J]. 电子与信息学报, 2011,33(10):2407–2412. (ZHANG Shuyin, GUO Ying, QI Zisen. Joint estimation of 2D DOA and polarization with conical conformal array antenna[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011,33(10):2407–2412.)
- [9] 祝俊,李响豪,王军,等. 被动雷达导引头旋转式相位干涉仪测向方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(3):382–387. (ZHU Jun, LI Yunhao, WANG Jun, et al. A direction finding method for passive radar seeker using rolling phase interferometer[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(3):382–387.)
- [10] WEISS A J, FRIEDLANDER B. Direction finding for diversely polarized signals using polynomial rooting [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993,41(5):1893–1905.
- [11] SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986,34(3):276–280.

作者简介:



吴迪(1987–), 女, 黑龙江省佳木斯市人, 博士, 主要研究方向为电子对抗信号处理. email:wudi7212@126.com.

田茂(1976–), 男, 四川省峨眉山市人, 博士, 主要研究方向为电子对抗信号处理.

皮楚(1987–), 男, 江西省宜春市人, 硕士, 主要研究方向为电子对抗天线射频、信号处理.

何昉明(1989–), 女, 郑州市人, 博士, 主要研究方向为电子对抗射频、信号处理.