

文章编号: 1001-2486(2008)05-0056-06

# 一种估计来波信号极化状态的新方法\*

罗佳, 王雪松, 李永祯, 肖顺平, 戴幻尧  
(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:** 干扰场的极化估计是自适应极化滤波器首要的也是最为关键的一步, 极化估计器的精度直接制约极化滤波器的滤波效果。基于单极化雷达接收天线的空域极化特性, 提出了一种来波信号极化状态的估计方法。首先介绍了算法的估计原理, 并对算法性能进行理论分析, 在此基础上, 进行相应的计算机仿真实验, 探讨了影响估计性能的主要因素及提高算法性能的主要途径。理论推导和计算机仿真结果均证明了估计算法的有效性。

**关键词:** 雷达; 来波信号; 极化; 估计; 天线空域极化特性

**中图分类号:** TN95      **文献标识码:** A

## A Novel Method for Polarization States Estimation of Receiving Wave

LUO Jia, WANG Xue song, LI Yong zhen, XIAO Shun ping, DAI Huan yao

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

**Abstract:** Polarization estimation of interference signal is crucial for adaptive polarization filters. The filtering effect is restricted by the precision of polarization estimator. Based on the antenna's spatial polarization characteristics of single polarization radar, a new method for polarization state estimation of receiving wave is presented in this paper. Firstly, the principle of the estimation algorithm is introduced. Its performance is analyzed theoretically. Then, corresponding simulation experiment is made to discuss the main factors influencing the algorithm performance and the main approach to improving the performance is given. The validity of this method is demonstrated by theoretical derivation and computer simulation result.

**Key words:** radar; receiving signal; polarization; estimation; spatial polarization characteristics of antenna

现代电子战技术的迅猛发展, 对雷达系统的生存能力、工作性能提出了日益严峻的挑战。近年来, 随着雷达极化理论研究的逐步深入和器件水平的大幅度提高, 极化滤波在雷达抗干扰技术领域中日渐占据了愈来愈重要的地位<sup>[1-3]</sup>。干扰极化场的抑制是通过调整接收极化与入射干扰场极化相正交, 从而最大限度地减少进入雷达接收机的干扰信号<sup>[2-4]</sup>。对于高极化度的干扰, 极化抑制滤波可取得很高的干扰抑制比(理论值接近无穷大), 但如果接收极化与干扰极化不是严格正交, 滤波效果将急剧下降。因此, 干扰场的极化估计是自适应极化滤波器首要的也是最为关键的一步, 极化估计器的精度直接制约整个极化滤波器的滤波效果<sup>[5]</sup>。传统的干扰场极化估计方案中均需要两个正交的极化通道<sup>[6-8]</sup>。

根据天线理论, 在给定频率和空间指向的远场区, 天线存在着某一确定的极化方式, 随着工作频率和空间指向的不同, 天线辐射场的极化方式也有所不同<sup>[9-10]</sup>, 这意味着天线的极化是频率和空域指向的泛函, 且与天线型式有关<sup>[11]</sup>。本文正是基于雷达接收天线的这种空域极化特性, 提出了一种来波信号极化状态的估计方法。这种来波极化估计器的优势在于, 立足现役的单极化雷达, 充分利用雷达天线的这种固有属性, 通过在信号处理阶段设计处理, 仅需一个极化通道即可获得来波极化的估计, 它省却了常规极化测量雷达所需的两个正交极化通道隔离、校准、切换等复杂环节, 将可以大幅度地降低生产成本和设备复杂度, 具有重要的实际意义。

\* 收稿日期: 2008-05-21

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60736006); 国家部委资助项目(51309060305); 湖南省教育厅资助项目

作者简介: 罗佳(1981-), 女, 博士生。

## 1 基于雷达接收天线空域极化特性的来波极化估计方法

设雷达为脉冲相参体制,发射脉冲重频为 $f_r$ ,雷达天线以转速 $\omega_s$ 在空间(水平方向或者俯仰方向)做圆周扫描。设空域观测区间大小为 $\theta_0$ ,雷达对目标的采样间隔记为 $\Delta\theta_s$ ,则有 $\Delta\theta_s = \omega_s/f_r$ 。目标回波信号 $v_r(\theta)$ 经采样后,得到接收电压序列 $\{v_r(\theta_m)\}$ ,其中 $\theta_m = -\frac{\theta_0}{2} + m\Delta\theta_s$ , $m = 1, 2, \dots, M$ , $M = \lceil \theta_0/\Delta\theta_s \rceil$ ,这里 $\lceil \cdot \rceil$ 表示取整算符。对应于天线的第 $m$ 个扫描角 $\theta_m$ ,雷达接收天线的电压增益和 $(\hat{h}, v)$ 极化基下的极化矢量分别记为 $G_{rm}$ 和 $\mathbf{h}_{rm}$ ,由于雷达接收天线的极化特性在空间扫描的过程中并非一成不变,而是按一定规律变化的,那么, $G_{rm}$ 和 $\mathbf{h}_{rm}$ 均为空间扫描角 $\theta$ 的函数,可写为 $G_{rm}(\theta)$ 和 $\mathbf{h}_{rm}(\theta)$ 。为便于分析,设来波的极化矢量为 $\mathbf{h}$ ,且有 $\|\mathbf{h}\|=1$ ,对应于扫描位置 $\theta_m$ ,接收场的复幅度 $v_{rm}$ 可写为

$$v_{rm} = \beta G_{rm} \mathbf{h}_m^T \mathbf{h} \quad (1)$$

其中, $\beta$ 表示在雷达接收机处接收到的来波幅度,而且,可以认为在一个相参处理时间内,来波信号的幅度和极化保持不变。

按式(1)构造观测方程, $\mathbf{V}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ \dots \ v_{rM}]^T$ 为观测矢量(其中 $v_{rm}$ 为脉冲回波幅度),接收天线归一化方向图系数矩阵 $\mathbf{G}_r = \text{diag}\{G_{r1} \ G_{r2} \ \dots \ G_{rM}\}$ ,接收天线归一化极化矢量 $\mathbf{H}_r = [\mathbf{h}_{r1} \ \mathbf{h}_{r2} \ \dots \ \mathbf{h}_{rM}]^T$ , $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_M]^T$ 为加性噪声矢量,简记 $\mathbf{E}_r = \mathbf{G}_r \mathbf{H}_r$ ,为雷达接收天线电场矢量,则

$$\mathbf{V}_r = \beta \mathbf{E}_r \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中,噪声可认为是复高斯白噪声,噪声矢量 $\mathbf{n} \sim N(0, \mathbf{R})$ ,其中 $\mathbf{R} = \sigma^2 \cdot \mathbf{I}_{M \times M}$ , $\sigma^2$ 为观测噪声方差, $\mathbf{I}_{M \times M}$ 为 $M \times M$ 的单位矩阵。

矢量 $\mathbf{h}$ 的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\beta} \left( \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \right)^{-1} \mathbf{E}_r^H \mathbf{V}_r \quad (3)$$

估计误差 $\mathbf{h} = \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}$ 可表示为

$$\mathbf{h} = \frac{1}{\beta} \left( \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \right)^{-1} \mathbf{E}_r^H \mathbf{n} \quad (4)$$

因而, $\mathbf{h}$ 服从零均值复高斯分布, $\mathbf{h} \sim N(0, \mathbf{R}_h)$ ,其协方差阵 $\mathbf{R}_h = \frac{\sigma^2}{\beta^2} \left( \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \right)^{-1}$ 。

记 $\text{SNR} = \beta^2/\sigma^2$ ,其反映了在雷达接收机处来波功率与噪声功率之比。由于来波信号的极化状态与其幅度 $\beta$ 无关,而且 $\beta$ 经常难以精确确定,故可将估计矢量 $\hat{\mathbf{h}}$ 作归一化处理,即 $\|\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}}\|=1$ ,即有

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}} = \frac{\left( \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \right)^{-1} \mathbf{E}_r^H \mathbf{V}_r}{\left\| \left( \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \right)^{-1} \mathbf{E}_r^H \mathbf{V}_r \right\|} \quad (5)$$

## 2 算法性能的理论分析

### 2.1 算法稳定性分析

条件数是衡量线性方程数值稳定性的重要指标<sup>[2]</sup>。因此,式(3)解的稳定性可用方程 $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$ 的条件数来衡量,记为 $\text{cond}\left(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r\right)$ 。条件数是一个大于或等于1的正数,而且随着条件数的增大,算法的稳定性降低。由 $\mathbf{E}_r = \mathbf{G}_r \mathbf{H}_r$ ,并记雷达接收天线的极化为 $\mathbf{h}_{rm} = [\cos \gamma_{rm} \ \sin \gamma_{rm} \cdot e^{j\phi_{rm}}]^T$ ,有

$$\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \cos^2 \gamma_{rm} & \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \sin \gamma_{rm} \cos \gamma_{rm} e^{j\phi_{rm}} \\ \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \sin \gamma_{rm} \cos \gamma_{rm} e^{-j\phi_{rm}} & \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \sin^2 \gamma_{rm} \end{bmatrix} \quad (6)$$

易得

$$\text{tr}\left(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r\right) = \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \quad (7)$$

$$\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^M G_{ri}^2 G_{rj}^2 \cdot \left\{ 1 - [\cos 2\gamma_{ri} \cos 2\gamma_{rj} + \sin 2\gamma_{ri} \sin 2\gamma_{rj} \cos(\phi_{ri} - \phi_{rj})] \right\} \quad (8)$$

为简化分析但又不失一般性, 当  $\phi_i = \phi_j$  时, 有

$$\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^M G_{ri}^2 G_{rj}^2 \cdot [1 - \cos(2\gamma_{ri} - 2\gamma_{rj})] \quad (9)$$

其中,  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹,  $\det(\cdot)$  表示矩阵的行列式。

根据矩阵理论, 推导出<sup>[12]</sup>

$$\text{cond}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) = \frac{\left\{ [\text{tr}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)]^2 - 2\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) \right\} + |\text{tr}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)| \cdot \sqrt{[\text{tr}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)]^2 - 4\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)}}{2\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)} \quad (10)$$

由式(8)和式(10), 易知  $\forall i, j \in [1, 2, \dots, M], i \neq j$ , 有

$$\det(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) \propto \frac{1}{\text{cond}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)}, \text{ 进而有 } |\gamma_i - \gamma_j| \propto \frac{1}{\text{cond}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)} \quad (11)$$

和

$$\text{tr}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) \propto \text{cond}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r), \text{ 进而有 } \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \propto \text{cond}(\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r) \quad (12)$$

由式(11)可知, 各采样点间雷达接收天线的极化相差越远, 也就是说, 天线的空域极化变化越明显,  $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$  的条件数越小, 算法越稳定。由式(12)可知, 如果  $\sum_{m=1}^M G_{rm}^2$  的值越小, 也就是说, 在天线扫描的过程中其方向图增益的变化越明显(或者说, 天线“越不像全向天线”),  $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$  的条件数越小, 算法越稳定。

特殊地, 如果  $\mathbf{h}_i$  与  $\mathbf{h}_j$  正交, 则有

$$\begin{cases} \gamma_j = \frac{\pi}{2} - \gamma_i \\ \phi_j = \pi + \phi_i \end{cases}, \text{ 从而 } \begin{cases} \cos^2 \gamma_{ri} + \cos^2 \gamma_{rj} = 1 \\ \sin \gamma_{ri} \cos \gamma_{ri} e^{j\phi_{ri}} + \sin \gamma_{rj} \cos \gamma_{rj} e^{j\phi_{rj}} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

也就是说, 如果雷达接收天线的  $M$  个极化状态由  $M/2$  对正交极化构成, 则有

$$\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r = \frac{M}{2} \cdot \left( \sum_{m=1}^M G_{rm}^2 \right) \cdot \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad (14)$$

上式中,  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  为 2 阶单位矩阵。这时, 算法避免了  $\hat{h}$  估计性能不稳定的问题。这对常规天线来说, 当天线在主瓣及主瓣附近区域扫描时, 其极化特性是不可能发生如此剧烈的变化的。因此, 这可以称作是一种“极限情况”, 从某种意义上来说, 也是一种“理想情况”。

## 2.2 算法有效性分析

测量误差距离函数一般可以直接定义为测量矢量  $\hat{\mathbf{h}}$  与真值  $\mathbf{h}$  之差的 Frobenius 范数平方, 即有

$$e = \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|_F^2 = \|\hat{\mathbf{h}}\|_F^2 = \mathbf{h}^H \mathbf{h} \quad (15)$$

测量误差距离仅能从绝对数量上表征两向量之间的差别, 为了更有效地从结构上表示估计矢量与真实矢量之间的差别和接近程度, 这里用真实极化和估计极化的 Stokes 子矢量间的夹角余弦  $\zeta = \cos(\vartheta)$  作为算法性能的衡量指标, 具体定义如下。

设  $\vartheta$  为来波极化  $\mathbf{g}_h$  和估计极化  $\hat{\mathbf{g}}_h$  之间的矢量夹角, 其中  $\mathbf{g}_h$  和  $\hat{\mathbf{g}}_h$  为来波极化和估计极化的 Stokes 子矢量。设  $\mathbf{J}_h = [1, \mathbf{g}_h^T]^T$  和  $\hat{\mathbf{J}}_h = [1, \hat{\mathbf{g}}_h^T]^T$  分别为来波真实极化和估计极化的 Stokes 矢量, 即  $\mathbf{J}_h = \mathbf{R}(\mathbf{h} \leftarrow \mathbf{h}^*)$ ,  $\hat{\mathbf{J}}_h = \mathbf{R}(\hat{\mathbf{h}} \leftarrow \hat{\mathbf{h}}^*)$ , 上标“\*”代表共轭,  $\mathbf{R}$  为准酉矩阵<sup>[6]</sup>, 易知  $\mathbf{g}_h$  和  $\hat{\mathbf{g}}_h$  为三维实矢量, 且满足  $\|\mathbf{g}_h\| = \|\hat{\mathbf{g}}_h\| = 1$ , 它们在几何上一一对应着 Poincare 极化球面上的两个点, 如图 1 所示。

对估计来波极化进行归一化处理, 得到“归一化”的估计来波矢量  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}}$ , 并定义  $\mathbf{h}$  和  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}}$  之间的匹配系数为  $m_p$ , 则有

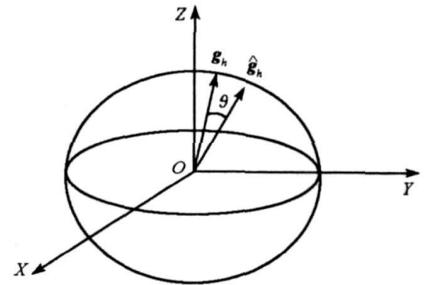


图 1  $\mathbf{g}_h$  与  $\hat{\mathbf{g}}_h$  在 Poincare 极化球面上的空间几何关系

Fig. 1 Geometry of  $\mathbf{g}_h$  and  $\hat{\mathbf{g}}_h$  on the Poincare polarization sphere

$$m_p = \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \vartheta \right) = \frac{|\mathbf{h}^H \hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}}|^2}{\|\mathbf{h}\|^2 \|\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}}\|^2} \quad (16)$$

令  $\zeta = \cos(\vartheta)$ , 将  $\hat{\mathbf{h}}_{\text{uni}} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|} = \frac{\mathbf{h} + \mathbf{h}}{\|\mathbf{h} + \mathbf{h}\|}$  代入上式, 则有

$$\zeta = \cos(\vartheta) = \frac{1 + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + 2 \|\mathbf{h}^H \mathbf{h}\|^2 - \|\mathbf{h}\|^2}{1 + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \|\mathbf{h}\|^2} \quad (17)$$

由(17)式易知  $0 \leq \zeta \leq 1$ , 而且  $\zeta$  越接近 1, 估计性能越好; 而且, 来波极化与估计极化在 Poincare 球上的矢量夹角  $\vartheta$  与测量误差  $\mathbf{h}$  以及来波极化  $\mathbf{h}$  本身均有关。

这里首先简要分析来波极化  $\mathbf{g}_h$  和估计极化  $\hat{\mathbf{g}}_h$  之间的矢量夹角  $\vartheta$  的统计特性。由(16)式及(17)式, 可得

$$\sin^2 \frac{\vartheta}{2} = \frac{\|\mathbf{h}\|^2 - \|\mathbf{h}^H \mathbf{h}\|^2}{1 + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \mathbf{h}^H \mathbf{h} + \|\mathbf{h}\|^2} = \frac{\|\mathbf{h}\|^2 - \|\mathbf{h}^H \mathbf{h}\|^2}{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2} \quad (18)$$

特别地, 如果来波极化的估计误差很小, 即  $\|\mathbf{h}\| \ll \|\mathbf{h}\| = 1$ , 此时  $\|\hat{\mathbf{h}}\| \approx 1$ , 式(18)可近似为

$$\sin^2 \frac{\vartheta}{2} = \mathbf{h}^H \mathbf{h} - \mathbf{h}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{h} = \mathbf{h}^H \mathbf{Q} \mathbf{h} \quad (19)$$

其中  $\mathbf{Q} = \mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{h} \mathbf{h}^H$ ,  $\mathbf{I}_{2 \times 2} = \text{diag}\{1, 1\}$ , 易知  $\mathbf{Q}$  必为非负定 Hermite 矩阵。

记  $\mathbf{h} = [\cos \gamma \quad \sin \gamma e^{j\phi}]^T$ , 并代入  $\mathbf{Q}$  的表达式, 再将  $\mathbf{Q}$  酉对角化, 得酉相似变换  $\mathbf{Q} = \mathbf{U}^H \Lambda \mathbf{U}$ , 式中  $\Lambda = \text{diag}\{1, 0\}$ ,  $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \sin \gamma e^{j\phi} & -\cos \gamma \\ \cos \gamma & \sin \gamma e^{-j\phi} \end{bmatrix}$  为酉矩阵。令  $\mathbf{b} = \mathbf{U} \mathbf{h}$  为测量误差的酉变换矢量, 则(19)式可写为

$\sin^2 \frac{\vartheta}{2} = \mathbf{b}^H \Lambda \mathbf{b}$ 。因  $\|\mathbf{h}\| = \|\mathbf{b}\|$ , 基于前述  $\|\mathbf{h}\| \ll \|\mathbf{h}\| = 1$  的假设, 故有  $\vartheta \ll 1$ , 此时, 上式可进一步近似为

$\vartheta \approx 2 \sqrt{\mathbf{b}^H \Lambda \mathbf{b}}$ 。由第 1 节的分析可知,  $\mathbf{h}$  是零均值复高斯矢量, 因此,  $\mathbf{b} = \mathbf{U} \mathbf{h}$  亦为零均值复高斯矢量, 且协方差矩阵  $\mathbf{R}_b = \mathbf{U} \mathbf{R}_h \mathbf{U}^H$ 。记  $\mathbf{b} = [b_1 \quad b_2]^T = [x_1 + jy_1 \quad x_2 + jy_2]^T$ , 并可求得  $\vartheta \approx 2 \sqrt{x_1^2 + y_1^2} = 2B_1$ , 其中,  $B_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2}$  表示  $b_1$  的包络。由随机过程理论知,  $b_1$  实际上代表了一个高斯窄带噪声,  $x_1$  和  $y_1$  为其二正交低频实过程<sup>[13]</sup>。若  $b_1$  的方差为  $\sigma_{b_1}^2$ , 则  $x_1$  和  $y_1$  的方差均为  $\sigma_{b_1}^2/2$ 。

为方便表示, 令  $\mathbf{W} = (\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix}$ , 可得

$$\sigma_{b_1}^2 = \frac{\sigma^2}{\beta^2} [w_{11} \sin^2 \gamma + w_{22} \cos^2 \gamma - 2 \text{Re}(w_{12} e^{j\phi}) \sin \gamma \cos \gamma] \quad (20)$$

因此,  $b_1$  的包络  $B_1$  服从瑞利分布<sup>[12-13]</sup>, 其概率密度函数为

$$f_{B_1}(x) = \frac{2x}{\sigma_{b_1}^2} \exp\left[-\frac{x^2}{\sigma_{b_1}^2}\right], \quad x \geq 0 \quad (21)$$

当  $\|\mathbf{h}\| \ll 1$  时,  $\vartheta$  亦近似服从瑞利分布, 其概率密度为

$$f(\vartheta) = \frac{\vartheta}{2\sigma_{b_1}^2} \exp\left[-\frac{\vartheta^2}{4\sigma_{b_1}^2}\right], \quad \vartheta \in [0, \pi] \quad (22)$$

且有

$$E(\vartheta) = \sqrt{\pi \sigma_{b_1}^2}, \quad \text{Var}(\vartheta) = (4 - \pi) \sigma_{b_1}^2 \quad (23)$$

从数理统计的观点来说,  $\vartheta$  的概率分布密度是对该极化估计器估计性能的完整统计描述。由式(22)和式(23)可见,  $\sigma_{b_1}^2$  是决定估计性能的一个关键因素。由式(20)可见,  $\sigma_{b_1}^2$  是由信噪比  $\text{SNR} = \beta^2/\sigma^2$ 、矩阵  $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$  以及来波极化  $(\gamma, \phi)$  共同决定的。而矩阵  $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$  是由雷达接收天线的方向图型式及其空域极化特性决定的(或者说接收天线型式决定了矩阵  $\mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r$  的具体型式), 因此, 信噪比、雷达接收天线特性以及来波极化是影响算法性能的主要因素。而且容易看出, 信噪比越高,  $\sigma_{b_1}^2$  的值越小,  $E(\vartheta)$  和  $\text{Var}(\vartheta)$  的值越小, 算法估计精度越高。

### 3 算法性能的计算机仿真分析

由前述分析可知, 雷达接收系统的信噪比 SNR、接收天线的方向图及其空域极化特性等均是影响算法性能的重要因素。对于不同类型的接收天线, 算法的性能不能一概而论。下面先建立典型天线空域极化特性模型及天线方向图模型, 在此基础上进行计算机仿真分析, 探讨各因素对算法性能的影响, 以及提高算法性能的途径。

天线方向性函数的准确表达式往往很复杂, 为便于工程计算, 常用一些简单函数来近似, 余弦函数就是最常用的一种<sup>[4]</sup>。设天线的主瓣宽度为  $\theta_{3dB}$ , 则天线的归一化电压方向图可表示为  $G(\theta) = \cos(k\theta)$ , 其中  $k = \pi/2\theta_{3dB}$ 。设单极化雷达接收天线为椭圆极化天线, 且其主极化为“右旋圆极化”, 即天线的初始极化矢量  $h = \frac{1}{\sqrt{2}}[1 \quad -j]^T$ 。当天线在一定空间区域内扫描时, 其极化纯度逐渐降低, 交叉极化分量增大, 假设天线的极化角  $\phi$  始终保持  $\phi = -\pi/2$ , 而极化角  $\gamma$  呈线性增大<sup>[9-10]</sup>, 即

$$\gamma(\theta) = \frac{\pi}{4} + K_{Polar} \cdot |\theta|, \quad \theta \in [-\theta_0/2, +\theta_0/2] \quad (24)$$

其中,  $K_{Polar} > 0$  是天线极化角的变化率,  $K_{Polar}$  越大, 说明天线的极化变化越快, 也可以说是天线的空域极化特性越明显。

雷达系统参数设置如下: 雷达工作在 X 波段, 设工作波长为  $\lambda = 0.03m$ , 脉冲重复频率  $f_r = 5kHz$ ; 采用前述雷达接收天线模型, 并设天线最大电压增益  $G_r = 25dB$ , 波束宽度  $\theta_{3dB} = 8^\circ$ , 天线转速为  $6r/min$ , 天线极化角的变化系数  $K_{Polar} = 1$ ; 接收机带宽  $B_n = 0.5MHz$ , 噪声系数  $F_n = 3dB$ , 系统损耗约为  $L_r = 10dB$ 。设一干扰源位于  $R = 50km$  处, 其发射功率为  $P = 50W$ 。根据雷达方程, 可估算出信噪比  $SNR = 29.5dB$ 。图 2 和图 3 是当真实来波极化取各不同典型值时,  $\zeta$  的均值和方差分别随来波真实极化角  $\gamma$  和  $\phi$  的变化曲线。

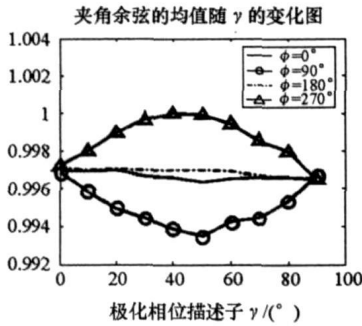


图 2  $\zeta$  的均值随  $\gamma$  的变化曲线  
Fig. 2 The mean of  $\zeta$  with respect to  $\gamma$

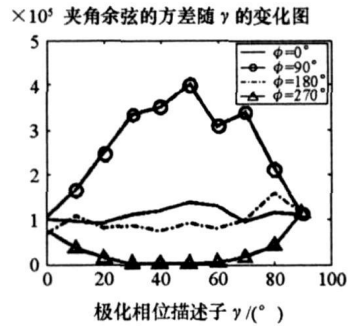


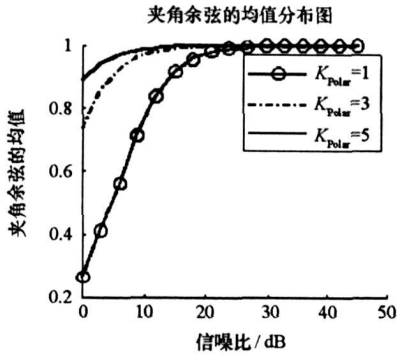
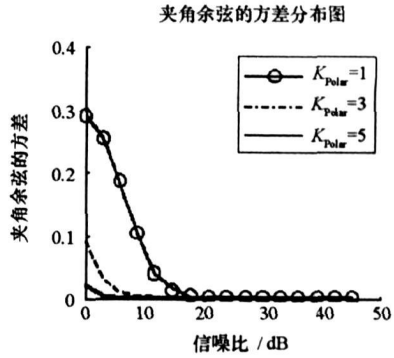
图 3  $\zeta$  的方差随  $\gamma$  的变化曲线  
Fig. 3 The variance of  $\zeta$  with respect to  $\gamma$

由图 2 和图 3 可见, 随着来波真实极化角的改变,  $\zeta$  的均值和方差虽然有一定的变化, 但是起伏范围并不大, 当来波的真实极化  $\gamma$  在  $0^\circ \sim 90^\circ$  范围、 $\phi$  在  $0^\circ \sim 360^\circ$  范围内变化时,  $\zeta$  的均值仅在  $0.993 \sim 1$  的范围内变化,  $\zeta$  的方差也仅在  $0 \sim 4 \times 10^{-5}$  的微小范围内变化。比较来波极化  $(\gamma, \phi)$  为各个不同值时的结果可见, 当来波真实极化为  $(45^\circ, 270^\circ)$  (即为“右旋圆极化”) 时, 算法的估计性能最好; 来波真实极化为  $(45^\circ, 90^\circ)$  (即为“左旋圆极化”) 时, 算法的估计性能略差一些。

在  $(\gamma, \phi)$  平面上均匀采样, 以遍历所有可能的  $\rho$  值, 在每个  $\rho$  位置进行蒙特卡罗仿真, 按 (17) 式计算  $\zeta$ , 并统计其均值和方差。改变  $K_{Polar}$  和 SNR, 通过大量的数值仿真证实, 在相同的脉冲数  $K_{Polar}$  和 SNR 下,  $\zeta$  的均值和方差随  $(\gamma, \phi)$  呈现无规则的微弱起伏, 可认为与  $h$  无关, 只与  $h$  有关。图 4 和图 5 给出了不同  $K_{Polar}$  下,  $\zeta$  的均值和方差随 SNR 的变化曲线。

由图 4 和图 5 可见, 随着信噪比 SNR 的增大, 算法性能能够得到明显改善。而且, 天线极化特性变化率  $K_{Polar}$  的值越大, 也就是说, 天线的极化特性变化越快 (或者说, 天线的空域极化特性越明显), 算法的估计性能越好, 尤其是在信噪比较低的情况下, 天线空域极化特性的变化程度对算法性能的影响越明显。

由大量的仿真实验结果及 2.2 节的分析结果可见, 系统的信噪比、雷达接收天线的方向图及其空域

图4  $\zeta$  的均值随 SNR 的变化曲线Fig. 4 The mean of  $\zeta$  with respect to SNR图5  $\zeta$  的方差随 SNR 的变化曲线Fig. 5 The variance of  $\zeta$  with respect to SNR

极化特性均是影响算法性能的重要因素。而且,可以得到结论:系统的信噪比越高,天线的空域极化特性越明显,算法的估计性能越好。其实,决定算法性能的不止是雷达的接收天线型式和信噪比,还与天线在空域扫描时的观测范围大小  $\theta_0$  以及采样间隔  $\Delta\theta$  有关。理论分析和在多种情况下的多次蒙特卡洛仿真结果均表明:当增大观测范围或者减小采样间隔时,算法性能均能得到较大程度的改善。但是一般来讲,我们关心的范围主要是天线主瓣及其附近区域,因此,如果想通过增大观测范围来改善提高算法性能,有一定的可行性但也有一定的局限性;采样间隔的降低可以通过提高雷达脉冲重复频率或降低天线机械扫描转速来实现。根据第1节中加权点数  $M = \lceil \theta_0 / \Delta\theta \rceil$  的定义可知,从本质上讲,增大天线的观测范围  $\theta_0$  以及减小采样间隔  $\Delta\theta$  的直接效果均是增加了进行来波极化估计时的采样点数。

## 4 结束语

基于天线的空域极化特性,本文提出了一种对未知来波极化状态进行估计的新方法。该方法立足于现有雷达,无需两个正交极化通道,仅凭单极化通道,通过在接收端设计新的处理方法即可获得来波极化,省却了常规极化测量雷达所需的正交极化通道隔离,降低了系统复杂度,而且还能够保证一定的测量精度。

对入射信号极化的估计是制约极化滤波效果好坏的关键,而前述极化估计器的性能直接制约着整个极化滤波器的滤波效果。目前,自适应极化滤波器主要用于对抗高极化度干扰,如果目标与干扰极化状态不同,且干扰信号为完全极化波或极化状态缓变,采用极化滤波器将干扰滤除,可以较大程度地提高信干比,增大目标检测概率。当来波是干扰场时,只要满足一定的信噪比水平(例如,在第3节中所设的实验条件下,只需  $SNR > 10\text{dB}$  即可),基于此极化估计器的自适应极化滤波器能够得到较好的干扰抑制效果,而对于入射场是噪声压制式干扰等情况来说,这个信噪比水平要求是比较容易满足的。由于篇幅有限,基于该极化估计器的自适应极化滤波器性能的具体分析,将在另文中详述。

## 参考文献:

- [1] Giulio D. Polarization Diversity in Radars[J]. IEEE Proc. 1986, 74(2): 245-269.
- [2] 张国毅. 高频地波雷达极化抗干扰技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2002.
- [3] 王雪松,等. 极化滤波器的性能评估与选择[J]. 自然科学进展, 2004, 14(4): 442-448.
- [4] Poelman A J. Virtual Polarization Adaptation, a Method of Increasing the Detection Capabilities of a Radar System through Polarization Vector Processing[C]//IEE Proc. Communications, Radar and Signal Processing, 1981, 128(5): 261-270.
- [5] 王雪松,等. 自适应极化滤波器的理论性能分析[J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1326-1329.
- [6] 庄钊文,肖顺平,王雪松. 雷达极化信息处理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [7] 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.
- [8] Boerner W M, et al. (des.). Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry[M]. Kluwer Academic Publishers, 1992.
- [9] 张祖稷,金林,束咸荣. 雷达天线技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [10] Mott H. 天线和雷达中的极化[M]. 林昌禄,等译. 成都: 电子科技大学出版社, 1989.
- [11] 王雪松,等. 天线极化误差对天线接收功率影响的统计建模与分析[J]. 自然科学进展, 2001, 11(11): 1210-1215.
- [12] 张贤达. 矩形分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [13] 马振华. 《现代应用数学手册》概率统计与随机过程卷[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [14] 丁鹭飞,耿富录. 雷达原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.
- [15] 邹鲲,梁甸农. 基于回波域的低频UWBSAR极化校准[J]. 国防科技大学学报, 2005, 27(2): 65-69.