Journal of System Simulation

Volume 27 | Issue 6

Article 23

1-15-2021

Evaluation and Analysis of New Method of Measurement of Target Scattering Matrix

Zhenyu Huang

1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, Luoyang 471003, China; ;

Zhao Bo 2. Unit 93159 of PLA, Dalian 116000, China; ;

Huanyao Dai 1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, Luoyang 471003, China; ;

Liandong Wang 1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, Luoyang 471003, China; ;

See next page for additional authors

Follow this and additional works at: https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal

Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Evaluation and Analysis of New Method of Measurement of Target Scattering Matrix

Abstract

Abstract: The basic theory of radar polarization signal processing is measurement of the target scattering matrix. The current algorithm of measurement of the target scattering matrix is gotten through orthogonal dual polarization channel in time-sharing or simultaneously, which demands orthogonal polarization measurement signals with complex coding. The measuring accuracy is higher. The complexity and the cost of the system are relatively higher. Scattering matrix *can also be obtained by making use of the spatial polarization characteristics of the antenna to processing the radar echo without structure reformation of the radar. It only. needs to renewal measurement technology. The comparison and performance analysis between the measurement method existed are given by theoretical analysis and simulation experiment. The superiority of the new method is verified which has broad prospects of research & application, although it has some limitation.*

Keywords

target scattering matrix, polarization, instantaneous measurement, spatial polarization characteristic

Authors

Zhenyu Huang, Zhao Bo, Huanyao Dai, Liandong Wang, and Xuequan Zhou

Recommended Citation

Huang Zhenyu, Zhao Bo, Dai Huanyao, Wang Liandong, Zhou Xuequan. Evaluation and Analysis of New Method of Measurement of Target Scattering Matrix[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(6): 1308-1315.

第 27 卷第 6 期	系统仿真学报©	Vol. 27 No. 6
2015年6月	Journal of System Simulation	Jun., 2015

目标散射矩阵测量新方法的性能比较与分析

黄振宇¹,赵博²,戴幻尧¹,汪连栋¹,周学全³

(1. 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室,洛阳 471003; 2. 中国人民解放军 93159 部队,大连 116000; 3. 国防信息学院,武汉 430012)

摘要: 雷达极化信息处理的基础是极化测量,目前现有的目标全极化散射矩阵是通过正交双极化通 道分时测量体制或瞬时测量体制得到的,对极化测量信号要求高,测量精度比较高,但系统复杂程 度和代价也相对较大。利用单极化天线的空域极化特性对雷达接收回波信号进行处理,无需对雷达 进行结构改造而仅进行软件技术更新的情况下,也能够获得目标的全极化散射矩阵。将从理论分析 和计算机仿真实验2个方面对这2种极化测量体制进行比较和性能分析,通过仿真验证了新方法的 优越性和广阔的研究前景,但也存在一定局限性。

关键词:目标散射矩阵;极化雷达;极化;瞬时测量;空域极化特性

中图分类号: TN97 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2015) 06-1308-08 D0I:10.16182/j. cnki. joss. 2015. 06. 023

Evaluation and Analysis of New Method of Measurement of Target Scattering Matrix

Huang Zhenyu¹, Zhao Bo², Dai Huanyao¹, Wang Liandong¹, Zhou Xuequan³

(1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, Luoyang 471003, China;
 2. Unit 93159 of PLA, Dalian 116000, China; 3. College of National Defense Information Science, Wuhan 430012, China)

Abstract: The basic theory of radar polarization signal processing is measurement of the target scattering matrix. The current algorithm of measurement of the target scattering matrix is gotten through orthogonal dual polarization channel in time-sharing or simultaneously, which demands orthogonal polarization measurement signals with complex coding. The measuring accuracy is higher. The complexity and the cost of the system are relatively higher. Scattering matrix can also be obtained by making use of the spatial polarization characteristics of the antenna to processing the radar echo without structure reformation of the radar. It only needs to renewal measurement technology. The comparison and performance analysis between the measurement method existed are given by theoretical analysis and simulation experiment. The superiority of the new method is verified which has broad prospects of research & application, although it has some limitation.

Keywords: target scattering matrix; polarization; instantaneous measurement; spatial polarization characteristic

引言

传统的极化测量雷达采用单极化发射、全极化 接收的模式,这种极化测量方式无法完整获取雷达



收稿日期:2014-07-11 修回日期:2014-10-17; 基金项目:国家自然科学基金项目(61301236); 作者简介:黄振宇(1982-),男,辽宁锦州人,硕士, 工程师,研究方向为电子信息系统仿真:戴幻尧 (1982-),男,吉林长春人,博士,助理研究员,研究 方向为雷达极化技术。 目标全部的极化散射特性信息,能够改善目标检测 性能和实现对固定极化干扰的抑制。随着技术水平 的提高,雷达在一个相干处理期间就能够实现开 收、发均为全极化的能力。于是发展成为目前主流 的分时极化体制和瞬时极化体制^[1-4]。分时极化测 量体制对运动目标的测量会在脉冲回波测量值之 间产生去相关效应^[1],存在相位误差,极化切换时 由于隔离度的限制难免存在交叉极化干扰作用,进

第27卷第6期 2015年6月

而造成测量误差。分时极化体制需要对测量产生了 不利影响。瞬时极化测量体制则对雷达发射信号波 形有严格正交性设计要求,需由多个波形合成得 到,每个波形对应一种发射极化和一组编码序列, 接收时在利用编码序列之间的正交性分离出不同 发射极化对应的矢量回波,经进一步处理后就可以 获取目标的完整极化信息。上面 2 种方法在目标识 别和抗干扰领域具有比较明显的优势,但需要具备 全极化测量能力。而目前实际的现役雷达大多数为 单极化雷达,不具有变极化测量能力。将其改造使 之具备全极化测量能力无疑使系统的复杂度和成 本大幅度提高。如果能够巧妙地利用雷达系统本身 具备的某种特性而不需要对雷达体制和天线进行 复杂和高成本的改造,使之具备一定的极化测量能 力和抗干扰能力无疑是极具工程意义的。文献[5-8] 指出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,天线极化在空间的这种变 化特性,简称为天线的"空域极化特性"。本文将对 文献[9]提出的基于空域极化特性的极化测量理论 和目前现有的极化测量进行分析和比较,指出两者 存在的不足和缺陷,试图找出共性、矛盾和合理的 解决方案,指出该方法广阔的应用和研究前景,以 及存在的不足。

1 传统极化测量方法和测量条件

1.1 分时极化体制测量的数学模型

分时极化体制的水平(H)、垂直(V)极化通道对 来波矢量信号同时进行接收,数学过程表示如下^[10]:

H通道: $z_{H}(t) = \boldsymbol{h}_{r-H}^{T} \boldsymbol{Y}(t)$

V通道: $z_v(t) = h_{r-v}^T Y(t)$

其中 $h_{r-H} = [1,0]^{T}$ 、 $h_{r-v} = [0,1]^{T}$ 分别为水平和垂直 接收极化矢量。将两接收极化通道的信号记为一个 矢量信号:

$$\boldsymbol{Z}(t) = \begin{bmatrix} z_{\mathrm{H}}(t) \\ z_{\mathrm{H}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \boldsymbol{Y}(t) = \boldsymbol{Y}(t)$$
(1)

因此当发射水平极化,水平、垂直极化同时接 收,则

$$\begin{bmatrix} E_{hh} \\ E_{\nu h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{h\nu} \\ s_{\nu h} & s_{\nu\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{h1} \\ n_{\nu 1} \end{bmatrix}$$
(2)

发射垂直极化,水平、垂直极化同时接收,则

$$\begin{bmatrix} E_{h\nu} \\ E_{\nu\nu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{h\nu} \\ s_{\nu h} & s_{\nu\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{h2} \\ n_{\nu2} \end{bmatrix}$$
(3)

其中: n_h 和 n_v 为通道噪声,一般认为其服从零均 值复高斯分布,且噪声能量由通道等效噪声温度来 决定,即 $\sigma_{n_h}^2 = \sigma_{n_v}^2 = kT_0BF_n$, $P = |E_0|^2$ 为该极化 通道最大发射功率。

解得真值为

$$s_{hh} = \frac{E_{hh} - n_{h1}}{E_0}, \quad s_{h\nu} = \frac{E_{h\nu} - n_{h2}}{E_0},$$

$$s_{\nu h} = \frac{E_{\nu h} - n_{\nu 1}}{E_0}, \quad s_{\nu \nu} = \frac{E_{\nu \nu} - n_{\nu 2}}{E_0}$$
(4)

估计值为

$$\hat{s}_{hh} = \frac{E_{hh}}{E_0}, \quad \hat{s}_{h\nu} = \frac{E_{h\nu}}{E_0}, \quad \hat{s}_{\nu h} = \frac{E_{\nu h}}{E_0}, \quad \hat{s}_{\nu \nu} = \frac{E_{\nu \nu}}{E_0} \quad (5)$$

总结起来, 就是
$$\hat{s}_{hh} = s_{hh} + n_{hh}$$
, $\hat{s}_{vh} = s_{vh} + n_{vh}$,
 $\hat{s}_{vh} = s_{vh} + n_{vh}$, $\hat{s}_{vv} = s_{vv} + n_{vv}$ (6)

且 n_{hh} , n_{vh} , n_{vh} , n_{vv} 独立同分布,均值都为0,且 $\sigma_{n_{hh}}^2 = \sigma_{n_{hv}}^2 = \sigma_{n_{vh}}^2 = \sigma_{n_{v}}^2 = kT_0BF_n / E_0^2$ (7)

1.2 瞬时测量的数学模型

在目标极化特性瞬时测量方面,王雪松等人充 分的考虑了目标的互易性,利用双频矢量脉冲波 形,提出了基于离散时间傅立叶变换(DTFT)的目 标极化散射矩阵频域估计算法^[11],在单个脉冲内就 可以完成静止目标或者运动目标的瞬时极化测量, 得到了比较好的理论和实际测量性能,进一步的提 高了雷达瞬时极化测量性能,并且修正了 D. Giuli 等人关于利用某极化测量波形对每个极化通道的 回波信号正交相关接收,无法恢复散射矩阵两列元 素之间的相位差,因而不能得到完整的散射矩阵估 计的错误观点。算法的设计和证明比较复杂, 篇 幅所限这里不给出具体过程,详细可参见文献,该 法的估计性能将在下文给出仿真和分析。

第 27 卷第 6 期	系统仿真学报	Vol. 27 No. 6
2015年6月	Journal of System Simulation	Jun., 2015

Ē

1.3 基于天线空域极化特性的目标PSM测量的数学模型

现代天线往往具有较高的极化纯度,交叉极化 电平抑制在 -40 dB 的量级,而实际雷达天线的极 化总是一定程度的偏离期望极化,这种偏差通常与 工作频率和空域指向有关,而且天线的加工制作, 日常保障维修,气候影响使之产生的形变等因素也 会使实际天线工作时的交叉极化电平升高。通常来 讲,交叉极化电平的升高对天线性能是有害的,是 需要加以抑制的,但如果对其加以巧妙地利用则可 以成为对我们有利的方面。由于在不同的空域指 向,主极化场和交叉极化场服从不同的分布,这样 使得天线的极化状态在空间发生变化,假设天线的 主极化和交叉极化电压方向图均可视为雷达天线 的空间扫描角 θ, φ 的函数,分别记为 $F_p(\theta, \varphi)$ 和 $F_q(\theta, \varphi)$,选择极化基为水平垂直极化基(h, v),天 线的发射极化矢量可记为

$$\boldsymbol{h}_{m}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\varphi}) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_{mH} \\ \boldsymbol{h}_{mV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{F}_{p}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\varphi}) \\ \boldsymbol{F}_{q}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\varphi}) \end{bmatrix}$$
(8)

在某空域天线波束照射区域内的某目标在 (*h*,*v*)极化基上的目标散射矩阵记为 $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$,在单静态条件下线性目标的散射 具有互易性, $S_{12} = S_{21}$ 。根据雷达极化理论^[12],天 线对目标的接收电压可表示为

$$v_r(\theta, \varphi) = A \cdot \boldsymbol{h}_r^T(\theta, \varphi) \boldsymbol{S} \boldsymbol{h}_m(\theta, \varphi)$$
(9)

其中: $h_r(\theta, \varphi)$ 表示接收天线的极化矢量,当雷达的发射天线亦作为接收之用时,根据互易原理可知接收极化矢量满足 $h_r(\theta, \varphi) = h_m(\theta, \varphi)$,代入式(9)

 $v_r(\theta, \varphi) = A \cdot h_m^T(\theta, \varphi) Sh_m(\theta, \varphi)$ (10) 式中: A 表示信号幅度,取决于雷达接收机处理增 益以及雷达方程中各元素(除散射截面积外)的值, 但与雷达极化以及目标散射矩阵无关,可做幅度归 一化处理,即令式(10)中 A = 1,天线对目标的接 收电压可写为^[13]

$$v_r(\theta, \varphi) = F_p^2(\theta, \varphi) S_{11} + 2F_p(\theta, \varphi) F_q(\theta, \varphi) \cdot S_{12} + F_q^2(\theta, \varphi) \cdot S_{22}$$
(11)

通常情况下,雷达天线在某一固定仰角下进行 方位扫描,即 θ 不变, φ 在某一区间[$-\varphi_0,\varphi_0$]变化, 因此天线方向图二元函数 $F_p(\theta,\varphi)$ 即可退化为一 元函数 $F_p(\varphi)$,天线对目标的接收电压也可改写为

$$v_{r}(\varphi) = F_{p}^{2}(\varphi)S_{11} + 2F_{p}(\varphi)F_{q}(\varphi) \cdot S_{12} + F_{q}^{2}(\varphi) \cdot S_{22}$$
(12)

对雷达接收目标回波做空域 Fourier 变换,得 其空域频谱为

$$V_{r}(f_{\varphi}) = \int_{-\varphi_{0}/2}^{\varphi_{0}/2} v_{r}(\varphi) e^{-j2\pi f_{\varphi}\varphi} d\varphi$$
(13)

式中: f_{φ} 代表空域频率; φ_0 为观测窗口宽度。 将式(12)代入上式 并写为

$$V_{r}(f_{\varphi}) = k_{11}(f_{\varphi}) \cdot S_{11} + k_{12}(f_{\varphi}) \cdot 2S_{12} + k_{22}(f_{\varphi}) \cdot S_{22}$$
(14)

$$\begin{aligned} & \exists t : \quad k_{11}(f_{\varphi}) = \int_{-\varphi_{0}/2}^{\varphi_{0}/2} F_{p}^{2}(\varphi) \cdot e^{-j2\pi f_{\varphi}\varphi} d\varphi \\ & \quad k_{12}(f_{\varphi}) = \int_{-\varphi_{0}/2}^{\varphi_{0}/2} F_{p}(\varphi) F_{q}(\varphi) \cdot e^{-j2\pi f_{\varphi}\varphi} d\varphi \\ & \quad k_{22}(f_{\varphi}) = \int_{-\varphi_{0}/2}^{\varphi_{0}/2} F_{q}^{2}(\varphi) \cdot e^{-j2\pi f_{\varphi}\varphi} d\varphi \end{aligned}$$

 $k_{11}(f_{\varphi})$ 表示在某空域指向上,天线主极化分量方向图的频谱; $k_{12}(f_{\varphi})$ 表示主极化分量与交叉极化分量耦合部分的方向图频谱; $k_{22}(f_{\varphi})$ 表示天线交叉极化分量方向图的频谱。

由式(14)可知, 雷达天线接收电压的空域频谱 V,(f_e) 是关于目标散射矩阵各个分量的线性函数 方程, 使得估计和测量目标散射矩阵的问题转化为 利用天线的空域极化特性求解线性方程组的问题。

对天线主极化场和交叉极化场和耦合场进行 傅立叶变换,就可以得到 3 个典型的空域频率点 $f_{\varphi_1}, f_{\varphi_2}, f_{\varphi_3},$ 接收回波电压频谱 $V_r(f_{\theta}),$ 散射 矩阵各元素的相应系数,构建方程组:

式中,将目标散射矩阵记为列向量的形式

 $V_r = KS$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & 2S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}^{T}$$

$$V_{r} = \begin{bmatrix} V_{r}(f_{\theta_{1}}) & V_{r}(f_{\theta_{2}}) & V_{r}(f_{\theta_{3}}) \end{bmatrix}^{T}$$

$$K = \begin{bmatrix} k_{11}(f_{\theta_{1}}) & k_{12}(f_{\theta_{1}}) & k_{22}(f_{\theta_{1}}) \\ k_{11}(f_{\theta_{2}}) & k_{12}(f_{\theta_{2}}) & k_{22}(f_{\theta_{2}}) \\ k_{11}(f_{\theta_{1}}) & k_{12}(f_{\theta_{1}}) & k_{22}(f_{\theta_{1}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K(f_{\theta_{1}}) \\ K(f_{\theta_{2}}) \\ K(f_{\theta_{1}}) \\ K(f_{\theta_{1}}) \end{bmatrix}$$

K(f_{θ₁}), **K**(f_{θ₂}), **K**(f_{θ₃})表示各行向量, 简称为"频 谱系数行向量"; 同时将 **K** 记为"频谱系数矩阵"。

通过前面确定的空域频率点 $f_{\theta} = f_{\theta}, f_{\theta},$

$$\boldsymbol{S} = \boldsymbol{K}^{-1} \boldsymbol{V}_{r} \tag{16}$$

考虑实际情况,当雷达天线在方位向上进行机 械扫描,并且雷达目标关于雷达的俯仰角坐标θ不 变, φ 线性变化,天线在机械扫描过程中,目标 始终位于指定波束宽度内,雷达发射的脉冲数为:

 $N_s = f_r \cdot BW / \omega_s$ (17) 其中: f_r 为脉冲重复频率,单位为 Hz; *BW* 为天 线的指定波束宽度,单位为度; ω_s 为天线做圆周 机械扫描的速率,单位为 °/s。雷达对目标的采样 间隔记为 Δ $\varphi_s = \omega_s / f_r$ 。目标回波信号 $v_r(\varphi)$ 经采样 后, 得 到 接 收 电 压 序 列 { $v_r(\varphi_n)$ }, 其 中 $\varphi_n = -\frac{\varphi_0}{2} + n\Delta \varphi_s$, $n = 1, 2, ..., N_s = [\frac{\varphi_0}{\Delta \varphi_s}]$,这里[·] 表示取整算符。对接收电压序列做离散傅立叶变 换,得其空域频谱为

$$\hat{V}_r(f_{\varphi}) = \sum_{n=1}^{N_r} v_r(\varphi_n) e^{-j2\pi f_r \varphi_n} \Delta \varphi_s$$
(18)

当采样间隔 $\Delta \varphi_s$ 足够小时,可认为 $\hat{V}_r(f_{\varphi})$ 与 $V_r(f_{\varphi})$ 两者近似相等。

具体算法流程为雷达接收到目标回波序列以 后,以φ₀作为方位窗口对观测序列进行截取,然 后对窗内序列在空域典型频点上做 DTFT,构造频 谱系数矩阵 *K*,从而求得目标的 PSM,流程如图 1 所示。



图 1 计算目标极化散射矩阵 S 流程图

2 算法性能分析

2.1 瞬时测量

设瞬时极化测量雷达两个极化通道的接收机

带宽均为 B_r ,当 B_r 足够大,以采样频率 $f_s = B_r$ 进行采样,则接收机噪声采样点彼此不相关,雷达接收回波信号序列为^[11]:

$$\boldsymbol{x}_{r}(n) = \boldsymbol{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(n\Gamma + \Delta \varphi_{r})} \end{bmatrix} e^{j(n\Gamma_{d} + \varphi_{s})} + \boldsymbol{e}_{s}(n) ,$$

$$\boldsymbol{n} = 0, 1, \cdots, N - 1$$
(19)

其中 $e_{\varepsilon}(n) = [e_{1\varepsilon}(n), e_{2\varepsilon}(n)]^{T}$ 为接收机噪声序列, 其服从高斯分布, $e_{\varepsilon}(n) \sim N(0, \text{diag}(\sigma_{1}^{2}, \sigma_{2}^{2}))$, 其 中 σ_{1}^{2} 和 σ_{2}^{2} 分别对应着 2 个极化通道接收机等效 输入噪声功率, $\sigma_{1}^{2} = \sigma_{2}^{2}$,接收机的噪声系数为 F_{n} , 则有 $\sigma_{1}^{2} = \sigma_{2}^{2} = k_{B}T_{0}B_{r}F_{n}$ 。

对 $x_r(n)$ 进行 DTFT,得到其频域响应函数为 $X_r(\Omega) = E_r(\Omega) + E_s(\Omega)$ (20)

其中 $E_{\varepsilon}(\Omega) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} e_{1\varepsilon}(n)e^{-jn\Omega}, \sum_{n=0}^{N-1} e_{2\varepsilon}(n)e^{-jn\Omega}\right]^{T}$ 为噪声 序列的 DTFT,为随机矢量。根据 $e_{\varepsilon}(n)$ 的统计特性,并且注意到 $E_{\varepsilon}(n)$ 是对 $e_{\varepsilon}(n)$ 的线性变换,可知 $E_{\varepsilon}(\Omega) \sim N(0, \operatorname{diag}(N\sigma_{1}^{2}, N\sigma_{2}^{2}))$ (21)

实际上,

$$\langle E_{1\varepsilon}(0)E_{1\varepsilon}^{*}(\Gamma) \rangle = \sum_{n} \sum_{m} \langle e_{1\varepsilon}(n)e_{1\varepsilon}^{*}(m) \rangle e^{jm\Gamma} = \sum_{m} \sigma_{1}^{2} e^{jm\Gamma} = \sigma_{1}^{2} \frac{\sin(N\Gamma/2)}{\sin(\Gamma/2)} e^{j\frac{N-1}{2}\Gamma}$$

当 Δf 满 足 $\sin(N\Gamma/2) = \sin\frac{N\pi\Delta f}{f_{s}} = 0$,

 $\Delta f = \frac{N}{N} f_s, k = 1, 2, ..., N - 1, 有 \langle E_{1s}(0) E_{1s}^*(\Gamma) \rangle = 0,$ 这说明二者是互不相关的随机变量。同理雷达的两 个极化测量通道彼此独立,故知 $E_{1s}(0), E_{1s}(\Gamma), E_{2s}(0), E_{2s}(\Gamma) 这 4 个高斯型随机变量互不相关,$ 并且彼此独立。散射矩阵各元素估计的表达式就可表示如下。

首先,令Ω=0,则雷达接收回波信号序列的 DTFT 输出为

$$X_{r}(0) = \begin{bmatrix} E_{1r}(0) \\ E_{2r}(0) \end{bmatrix} = Se^{j\varphi_{s}} \begin{bmatrix} N \\ 0 \end{bmatrix} + E_{\varepsilon}(0) = Se^{j\varphi_{s}} \begin{bmatrix} N \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1\varepsilon}(0) \\ E_{2\varepsilon}(0) \end{bmatrix}$$
(22)

如果忽略散射矩阵绝对相位 φ 。的影响,

http://www.china-simulation.com

• 1311 •

第 27 卷第 6 期	系统仿真学报	Vol. 27 No. 6
2015年6月	Journal of System Simulation	Jun., 2015

$$X_{r}(0) = \begin{bmatrix} E_{1r}(0) \\ E_{2r}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ns_{11} + E_{1s}(0) \\ Ns_{21} + E_{2s}(0) \end{bmatrix}$$
(23)

这里再令 $\Omega = \Gamma$,可得此时雷达接收回波信号序列的 DTFT 输出为

$$\boldsymbol{X}_{r}(\Gamma) = \begin{bmatrix} E_{1r}(\Gamma) \\ E_{2r}(\Gamma) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ns_{12}e^{j\Delta\varphi_{r}} + E_{1\varepsilon}(\Gamma) \\ Ns_{22}e^{j\Delta\varphi_{r}} + E_{2\varepsilon}(\Gamma) \end{bmatrix}$$
(24)

由散射矩阵各元素估计值的表达式[11]可得

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_{11}, & \hat{s}_{12}, & \hat{s}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} + \frac{E_{1\varepsilon}(0)}{N}, s_{12} + \frac{E_{2\varepsilon}(0)}{N}, \\ s_{22}e^{j\Delta\varphi_r + j\arg\left(\frac{1+a_2}{e^{j\Delta\varphi_r} + a_1}\right)} + \frac{E_{2\varepsilon}(\Gamma)}{N}e^{j\arg\left(\frac{1+a_2}{e^{j\Delta\varphi_r} + a_1}\right)}$$
(25)

其中 $a_1 = \frac{E_{1e}(\Gamma)}{Ns_{12}}$, $a_2 = \frac{E_{2e}(0)}{Ns_{12}}$, 显然二者皆服 从高斯分布, 目有

$$a_q \sim N\left(0, \frac{\sigma_q^2}{N|\mathbf{s}_{12}|^2}\right), \quad q = 1, 2$$
 (26)

2.2 空域测量

雷达接收天线在不同空域指向上的回波除了 目标回波信号 $v_r(\theta_n)$ 外,还混杂着噪声及杂波信 息,因此,将雷达在扫描角 θ_n 上接收到的目标实 际回波记为 $\tilde{v}_r(\theta_n)$, ε_n 为接收机噪声,则有

 $\tilde{v}_r(\theta_n) = v_r(\theta_n) + \varepsilon_n$ (27) 设接收机带宽为 B_n , 噪声温度为 F_n , 则有 $\varepsilon_n \sim N(0, \sigma_s^2)$, 即噪声服从复高斯分布。

对空域窗口 φ_0 内目标的空域回波序列 $\{\tilde{v}_r(\theta_n)\}$ 做典型频点上的DTFT

$$\tilde{V}_{r}(f_{\theta}) = \sum_{n=1}^{N_{r}} \tilde{v}_{r}(\theta_{n}) e^{-j2\pi f_{\theta}\theta_{n}} \Delta \theta_{s} =$$

$$\hat{V}_{r}(f_{\theta}) + \sum_{n=1}^{N_{r}} \varepsilon_{n} e^{-j2\pi f_{\theta}\theta_{n}} \Delta \theta_{s} \qquad (28)$$

$$f_{\theta} = f_{\theta_{1}}, f_{\theta_{2}}, f_{\theta_{3}}$$

 $\hat{V}_{r}(f_{\theta}) \approx V_{r}(f_{\theta})$,则根据获得的目标空域回波 序列计算其空域频谱时的误差可写为

$$\delta_{f} = \tilde{V}_{r}(f_{\theta}) - V_{r}(f_{\theta}) = \sum_{n=1}^{N_{s}} \varepsilon_{n} e^{-j2\pi f_{\theta}\theta_{n}} \Delta \theta_{s} \qquad (29)$$

由上式可见, δ_f 是雷达在各个空域角度上观测噪声 ε_n 的线性加权和,通常情况下, ε_n 是彼此独立的,因此有

$$\delta_f \sim N(0, \sigma_\delta^2), \ \sigma_\delta^2 = \sigma_s^2 \theta_0 \Delta \theta_s$$
 (30)

设目标散射矩阵测量值、真实值及测量误差分 别记为: $\tilde{S} = [\tilde{S}_{11} \ 2\tilde{S}_{12} \ \tilde{S}_{22}]^r$, $S = [S_{11} \ 2S_{12} \ S_{22}]^r$ 和 $\Delta S = [\Delta S_{11} \ 2\Delta S_{12} \ \Delta S_{22}]^r$;并记频谱矢量测量值、 真实值和测量误差分别为: $\tilde{V}_r = [\tilde{V}_r(f_1) \ \tilde{V}_r(f_2) \ \tilde{V}_r(f_3)]^r$, $V_r = [V_r(f_1) \ V_r(f_2) \ V_r(f_3)]^r$ 和 $\Delta V_r = [\delta_{f1} \ \delta_{f2} \ \delta_{f3}]^r$; 由前述分析可知 $\Delta V_r \sim N(0, \sigma_{\delta}^2 I_3)$,则

$$\tilde{\boldsymbol{S}} = \boldsymbol{K}^{-1} \tilde{\boldsymbol{V}}_r \tag{31}$$

因此,目标散射矩阵的测量误差可表示为:

$$\Delta \boldsymbol{S} = \boldsymbol{\tilde{S}} - \boldsymbol{S} = \boldsymbol{K}^{-1}(\boldsymbol{\tilde{V}}_{r} - \boldsymbol{V}_{r}) = \boldsymbol{K}^{-1}\Delta \boldsymbol{V}_{r}$$
(32)

由(32)式可见, $\Delta S \neq \Delta V$, 的线性变换, 因此, ΔS 仍然为正态随机向量, 可记作 $\Delta S \sim N(\mu_{\Delta S}, \Gamma_{\Delta S})$, 易得 $\mu_{\Delta S} = K^{-1}\mu_{\Delta V_{\tau}} = 0$, $\Gamma_{\Delta S} = K^{-1}R_{\Delta V_{\tau}}(K^{-1})^{H}$, 其中 $\mu_{\Delta V}$, 和 $R_{\Delta V_{\tau}}$ 分别为向量 ΔV , 的均值和方差, 则有

$$\Delta \boldsymbol{S} \sim N(\boldsymbol{0}, \sigma_{\boldsymbol{\delta}}^{2} (\boldsymbol{K}^{H} \boldsymbol{K})^{-1})$$
(33)

上式表明,目标的 PSM 3 个元素的估计误差 皆服从零均值正态分布,其估计方差是 σ²_s 和频谱 系数矩阵 **K** 的函数,目标 PSM 元素的测量精度主 要取决于信噪比,天线方向图的具体型式,天线的 空域极化变化特性以及空域观测窗口宽度 θ₀ 的选 取。下面仅以典型抛物面天线为例,探讨测量算法 及其可行性,并在此基础上,对该算法和瞬时极化 测量的算法进行计算机仿真,分析和探讨两种算法 性能和影响因素。

2.3 目标散射矩阵测量计算机仿真

为比较和验证 2 种目标极化散射矩阵估计算 法的性能,对 3 类目标在同样的仿真条件下进行了 目标散射矩阵测量实验。3 类目标的极化散射矩阵 分别是:某型飞机 $S = \begin{bmatrix} 2j & 1-0.5j \\ 1-0.5j & 3 \end{bmatrix}$,某标准体目 标散射矩阵 $S = \begin{bmatrix} 1 & 0.1 \\ 0.1 & 1 \end{bmatrix}$,金属球目标的散射矩阵 $S = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。设雷达工作在 X 波段,工作波长 $\lambda = 3 \text{ cm}$,发射脉宽 $\tau = 10 \mu \text{s}$,脉冲重复频率 $f_r = 1 \text{ kHz}$,接收机中频带宽 $B_r = 5 \text{ MHz}$,噪声系 数 $F_n = 3 \text{ dB}$ 。瞬时测量雷达 2 个极化通道频率差

 $\Delta f = 1$ MHz,频移系数为 0.2, $\Gamma = 0.4 \pi$,中频 输出采样频率 $f_s = B_r$,目标回波脉冲的采样点数 为 $N = f_s \tau = 50$,雷达天线选取水平、垂直极化基 (简记为 H, V)。

利用天线的空域极化特性首先考虑理论建模的 天线模型,而后考虑实际的基于 GRASP9.0 软件的 计算的远场数据进而反演出的抛面天线的空域极化 特性。理论上的天线的归一化主极化方向图可表示 为 $F_p(\theta) = \cos(k\theta)$,天线增益为 $G_t = 25$ dB,波束 宽度 $\theta_{3d\theta} = 8$,天线转速为 6 转/分;接收机带宽 $B_n = 0.5$ MHz,噪声系数 $F_n = 3$ dB,系统损耗约 为 $L_t = 10$ dB;设天线从中心位置扫描到半功率点 处时,天线的交叉极化分量增大,极化状态呈线性 变化由水平极化变为交叉极化鉴别率 *XPD*_{3dB} = -10 dB 的线极化。通过分析雷达接收回 波序列的频谱结构,找到的频谱分量对应的典型频 率点进行计算,并使方程 $V_t = KS$ 均有解,即可获 取目标 PSM 为 $S = K^{-1}V_t$ 。利用文中^[9,11]给出的算 法和上面的分析对 3 种目标分别进行 3 组计算机仿 真实验,每种典型情况下做了 300 次蒙特卡洛仿真, 信噪比变化范围为-30 dB~30 dB,天线方向图的窗 口宽度为半功率波束宽度的 1.5 倍,得到飞机目标, 标准金属球目标和配试目标的散射矩阵元素估计值 复平面分布图,探讨算法精度与天线交叉极化变化 率、信噪比以及相对观测窗口宽度等因素的变化关 系,比较新方法和传统方法的效能。图 2(a)是配试 目标的测量结果;图 2(b)是标准金属球的测量结果。

由图 2~3 的大量仿真结果可见,瞬时测量体 制的目标散射矩阵元素的测量误差比较小,而且对 于不同的目标在复平面上呈现不同的散布特征,例 如某标准体目标散射矩阵估计 \hat{s}_{22} 的分布呈弧形, 金属球的 PSM 的 \hat{s}_{22} 分量在复平面上呈圆形分布, 其交叉极化分量的精度比 2 个共极化分量的测量 精度要高,信噪比对测量精度有一定影响,具体表 现为 s_{11} 和 s_{12} 分量的估计误差与雷达观测信噪比 无关,但 s_{22} 的估计误差在信噪比很低时随着信噪 比的增大而逐渐增大,当信噪比超过大约-10 dB 以后,其估计误差趋于平稳。



图 3 呆标准体目标取射矩阵兀紊临计值的复半面分4

http://www.china-simulation.com

• 1313 •

第 27 卷第 6 期	系统仿真学报	Vol. 27 No. 6
2015年6月	Journal of System Simulation	Jun., 2015

从图 4 的测量精度比较可以看出,基于天线空 域极化特性的测量性能明显与之不同,当利用理想 天线空域极化特性体制进行测量时,可以看出测量 精度较之瞬时测量体制要高,需要指出的是,这里 的"理想天线空域极化特性"是指天线在不同空域 指向的极化状态变化比较明显,空域变极化特性明 显,这与传统的理想天线一味追求高极化纯度的要 求所不同,能够巧妙地利用实际雷达天线由于多种 客观条件所造成的固有的交叉极化分量。从仿真结 果可看出, S₁₁分量的测量精度最高, S₁₂分量次之, S₂₂分量要差一些,测量值散布的范围和精度和目 标结构也有比较大的关系。当采样实际计算得到的



(a) 瞬时测量体制

天线空域极化特性进行测量时,可以看出测量精度 明显较前两种要差很多,特别是 S₂₂ 分量的测量误 差大概在10² 的量级(图 4 中横轴坐标表示信噪比, 单位 dB),这是该算法固有缺陷造成的。因为现代 抛面天线的极化纯度往往很高,特别是大口径的情 况下,波束宽度很窄,主瓣宽度内的空域极化特性 变化不够明显,造成交叉极化分量的能量比较微 弱,因此计算得到的交叉极化分量的能量比较微 弱,因此计算得到的交叉极化分量的定域频谱和主 极化分量相比要弱 1-2 个量级,导致了测量误差对 信噪比的变化比较敏感。这就对测量系统信噪比提 出较高的要求,只有在信噪很高的情况下才能获得 较好的测量精度。





3 结论

本文对文献提出了目标极化散射矩阵测量体 制和新方法的性能进行了比较和分析,传统的极化 测量对雷达体制有比较高的要求,需要设计复杂的 雷达发射波形,需要测量雷达具备高工艺水平正交 极化通道隔离、校准、切换等关键技术,制作成本 或雷达改造成本高昂。但其好处也比较明显,测量 精度比较高,能够在一个脉冲重复周期内获得完整 的散射矩阵估计,因此可以它可以用来测量告诉运 动的目标,而且无需目标速度的先验信息。基于天 线的空域极化特性测量方法无需片面地追求天线 的极化纯度,而是反过来利用天线极化"不纯"这一 事实及其在空域的变化特性,在现有单极化雷达的 基础上实现了目标极化特性测量。分析结果表明: 该方法的测量精度和校准方法有待进一步提高,但 具有广泛的推广应用价值,无需对雷达系统进行复 杂的改造,只需要对雷达数据采集进行后端的数据 和信号处理即可能保证一定的测量精度,算法也并 不复杂,降低了系统复杂度,大大减小了生产成本、 系统规模和实现代价。

参考文献:

- Giuli D, Facheris L, Fossi M. Simultaneous scattering matrix measurement through signal coding [C]// Proceedings of IEEE 1990 International Radar Conference, Arlington, VA, USA. USA: IEEE, 1990: 258-262.
- [2] A P Agrawal, D W Carnegie, W M Boerner. Evaluation of

dual polarization radar scattering matrix of rain backscatterer measurements in the X and Q band [C]// Proc. of ICAP-97. New York, USA: Springer, 1997: 223-229.

- [3] Giuli D, Fossi M. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals [J]. IEE Proc.-F (S978-3-642), 1993, 140(4): 233-242.
- [4] R D Scott, P R Krehbiel, W Rison. The Use of Simultaneous Horizontal and Vertical Transmissions for Dual-Polarization Radar Meteorological Observations [J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology (S57863328), 2001, 18(4): 629-648.
- [5] 刘克成, 天线原理 [M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1989.
- [6] 罗佳,王雪松,鲍亮.实测天线的空域瞬态极化特性 [J].电波科学学报,2007,22(S):373-376.

[7] 罗佳, 王雪松, 等. 天线空域极化特性的表征及分析 [J]. 电波科学学报. 2007, 22(9): 373-376.

- [8] Luo Jia, Wang Xuesong, Spacial Polarization Characteristics of Antenna [C]// APSAR-2007, Huangsban, Anhui, China. New York, USA: Springer, 2007, 11: 139-144.
- [9] 罗佳,王雪松,李永祯,等.雷达目标极化散射矩阵测量的新方法研究 [J].信号处理,2009,25(6):868-873
- [10] 施龙飞. 雷达极化抗干扰技术研究 [D]. 长沙: 国防科 技大学, 2007.
- [11] 王雪松, 王涛, 李永祯, 等. 雷达目标极化散射矩阵的 瞬时测量方法 [J]. 电子学报, 2006, 34(6): 1020-1025.
- [12] 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.
- [13] 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.

(上接第 1307 页)

- [13] 徐方, 查文亮. 具有上下文认知的高能效多径路由算 法研究 [J]. 微电子学与计算机, 2014, 31(5): 121-129.
 (Fang Xu, Wen-liang Zha. An Energy-efficient Multi-path Algorithm with Context-aware [J]. Microelectronics and Computer, 2014, 31(5): 121-129.)
- [14] Carroll A, Heiser G. An analysis of power consumption in a smartphone [C]// Proceedings of the 2010 USENIX Conference on USENIX Annual Technical Conference. Washington, USA: USENIX, 2010: 21-21.
- [15] G Perrucci, F Fitzek, J Widmer. Survey on energy consumption entities on the smartphone platform [C]//

IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, Japan. USA: IEEE, 2011: 1-6.

- [16] 黄浩军. 无线Ad Hoc网络中能量优化的路由协议研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2012: 46-48. (Haojun Huang. Research on Energy-optimized Routing Protocols in Wireless Ad Hoc Networks [D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology, 2012: 46-48.)
- [17] Perkins C, Belding-Royer E, Das S. Ad hoc On-Demand Distance Vector (AODV) Routing RFC 3561, Internet Engineering Task Force, 2003. [EB/OL]. (2003-07-09)
 [2014-07-02]. http://www.ietf.org/rfc/rfc3561.txt