

极化雷达的同时全极化测量与校准技术

王雪松, 常宇亮, 李永桢, 戴幻尧, 何 密, 肖顺平

国防科学技术大学电子科学与工程学院, 长沙 410073

摘要 针对传统同时全极化测量技术中存在的极化测量误差问题, 介绍了基于模糊函数矩阵的同时全极化测量新方法, 有效地消除了因发射信号非正交性引入的测量误差, 并给出了相应的信号处理流程; 针对传统极化校准技术实施难度高、校准精度差等问题, 给出了基于单个金属球定标体的极化校准新方法; 基于瞬态极化雷达实验系统(KD-IPR)开展的外场试验对上述方法进行了验证。

关键词 同时全极化测量; 极化校准; 瞬态极化雷达; 外场试验

中图分类号 TN95

文献标识码 A

doi 10.3981/j.issn.1000-7857.2011.26.006

Polarization Measurement and Calibration Technologies of Instantaneous Polarimetric Radar

WANG Xuesong, CHANG Yuliang, LI Yongzhen, DAI Huanyao, HE Mi, XIAO Shunping

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

Abstract As the most advantage measurement method nowadays, the Instantaneous Polarization (IP) measurement technology becomes one of the hot spots in the research field of polarimetric radar. Aiming at the measurement error of the traditional IP measurement technology, a new measurement method based on ambiguity function matrix is introduced. The measurement error caused by the nonorthogonality of the transmitting signals is eliminated by this method. The signal processing flowchart of the method is given. In order to resolve the problems involving the traditional polarization calibration technologies, such as implementation difficulty and low accuracy, the calibration method using single mental sphere is given. The availability of these methods is verified through the field test conducted by the IP radar system, KD-IPR.

Keywords instantaneous polarization measurement; polarization calibration; instantaneous polarimetric radar; field test

0 引言

现代战争是以制信息权为先导的高科技战争, 而雷达作为全天候、全天时、远距离的战场信息感知系统, 已成为现代战争中不可或缺的重要武器。随着电子战技术的发展, 一方面, 雷达面临日益复杂的电磁环境, 需提高其目标检测和抗干扰能力; 另一方面, 由于目标识别、反隐身等需求, 雷达需要获取更加全面的目标信息。极化作为电磁波的本质属性, 和幅度、相位、频率等参数一起构成对电磁波的完整描述^[1]。目标极化信息的获取不但能为雷达提供更加全面的目标信息, 而且作为极化信息处理的基础, 在提高雷达的目标检测、

目标识别、反隐身和抗干扰等方面可发挥出重要作用^[2-7]。

极化信息获取技术主要包括极化测量和极化校准两方面。在极化测量方面, 极化雷达的测量体制经历了从非全极化到全极化、从分时全极化到同时全极化的发展过程^[2-3]。同时全极化测量体制作为当前最先进的测量体制, 能够获取动态目标的全极化相参信息, 是当前极化测量研究的热点之一^[8-11]。现有的同时全极化测量技术要求极化雷达的 2 路极化发射信号完全正交, 而实际信号难以满足这一要求, 因而造成了目标极化散射矩阵的测量误差^[11-12]。在极化校准方面, 由于背景噪声、杂波以及极化雷达系统误差等因素的影响, 极化雷达的测量

收稿日期: 2011-07-05; 修回日期: 2011-08-03

作者简介: 王雪松, 教授, 研究方向为新体制雷达探测技术、先进电子攻击技术、复杂电磁环境下雷达电子战系统建模仿真与评估、飞机尾流雷达探测等, 电子信箱: wxs1019@vip.sina.com

值会偏离真实值,这一误差无法完全消除,只能通过校准进行补偿^[13-15]。目前,以三目标校准法(Three Target Calibration Technique, TTCT)等为代表的极化校准方法需要多个定标体,不但校准实施难度较高,而且定标体姿态摆放误差会引起校准误差^[16-17];而以单目标校准法(Single Target Calibration Technique, STCT)为代表的校准方法虽然仅需单个金属球定标体,但忽略了雷达天线空域极化特性的影响,且校准结果存在相位模糊^[18-19]。

针对上述问题,本文提出了新的同时全极化测量和校准技术。在极化测量方面,提出了一种基于模糊函数矩阵的同时全极化测量新方法,该方法放宽了2路极化发射信号必须严格正交的要求,消除了传统方法中因信号不能严格正交而产生的测量误差;在极化校准方面,提出了一种基于单个金属球的极化校准新方法,在考虑天线空域极化特性的前提下,仅需单个金属球定标体即可完成极化校准,避免了定标体姿态摆放误差对校准的影响,且不存在相位模糊。基于瞬态极化雷达实验系统开展的外场试验对上述技术进行了测试和验证。

1 传统同时全极化测量技术及测量误差分析

同时全极化测量体制雷达的2路极化(通常为水平h、垂直v极化)发射通道需同时发射2路正交调制信号^[7-10],发射信号可用Jones矢量表示为 $\mathbf{e}_T=[e_{th}(t), e_{tv}(t)]^T$ 。其中, $e_{th}(t)$ 、 $e_{tv}(t)$ 分别表示h、v 2路发射信号。2路极化发射通道不一致,到达天线处的2路极化发射信号可表示为

$$\mathbf{e}_T(t)=\begin{bmatrix} \alpha_h e_{th}(t-\tau_h)\exp(j\theta_h) \\ \alpha_v e_{tv}(t-\tau_v)\exp(j\theta_v) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, α_h 、 α_v 分别为h、v极化发射通道的幅度增益; θ_h 、 θ_v 表示2路极化发射通道对信号产生的相移; τ_h 、 τ_v 指发射信号通过h、v极化发射通道后产生的时延。

由于天线空域极化特性的影响,发射天线增益中除主极化分量外还存在交叉极化分量,造成发射信号极化不纯^[20-21]。在考虑交叉极化影响的条件下,h、v极化天线的实际增益可用Jones矢量描述为

$$\mathbf{J}_h(t)=\beta_h(\xi, \eta)\begin{bmatrix} 1 \\ \rho_h(\xi, \eta) \end{bmatrix} \quad \mathbf{J}_v(t)=\beta_v(\xi, \eta)\begin{bmatrix} \rho_v(\xi, \eta) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $\beta_h(\xi, \eta)$ 、 $\beta_v(\xi, \eta)$ 分别表示h、v极化发射天线在方位角 ξ 、俯仰角 η 上的主极化复增益; $\rho_h(\xi, \eta)$ 与 $\rho_v(\xi, \eta)$ 分别表示h、v极化发射天线复增益在方位角 ξ 、俯仰角 η 上的交叉极化分量与主极化分量的比值。此时,2路正交极化天线发射信号可描述为

$$\mathbf{e}_T(t)=\begin{bmatrix} \alpha_h \beta_h(\xi, \eta) e^{j\theta_h} & \alpha_v \beta_v(\xi, \eta) \rho_v(\xi, \eta) e^{j\theta_v} \\ \alpha_h \beta_v(\xi, \eta) \rho_h(\xi, \eta) e^{j\theta_h} & \alpha_v \beta_v(\xi, \eta) e^{j\theta_v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{th}(t-\tau_h) \\ e_{tv}(t-\tau_v) \end{bmatrix} \quad (3)$$

假设目标所处方位角为 ξ_0 ,俯仰角为 η_0 ,极化散射矩阵为 $\begin{bmatrix} s_{hh} & s_{hv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix}$,其中 τ_d 和 f_d 表示目标回波时延和多普勒频移,则该目标的后向散射为

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_s(t) &= \begin{bmatrix} e_{sh}(t) \\ e_{sv}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{hv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix} \delta(\tau_d, f_d) \mathbf{e}_T(t) \\ &= \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{hv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{th}(t-\tau_h-\tau_d) e^{j2\pi f_d t} \\ e_{tv}(t-\tau_v-\tau_d) e^{j2\pi f_d t} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

这里,称矩阵 $\mathbf{T}$ 为发射乘性误差矩阵,且有

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_h \beta_h(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h} & \alpha_v \beta_v(\xi_0, \eta_0) \rho_v(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_v} \\ \alpha_h \beta_v(\xi_0, \eta_0) \rho_h(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h} & \alpha_v \beta_v(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_v} \end{bmatrix} \quad (5)$$

与发射过程相似,假设h、v极化接收通道的幅度增益、相移及时延分别为 α'_h 、 α'_v 、 θ'_h 、 θ'_v 以及 τ'_h 、 τ'_v ,则接收乘性误差矩阵为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{hh} & R_{hv} \\ R_{vh} & R_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha'_h \beta'_h(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta'_h} & \alpha'_v \beta'_v(\xi_0, \eta_0) \rho'_v(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta'_v} \\ \alpha'_h \beta'_v(\xi_0, \eta_0) \rho'_h(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta'_h} & \alpha'_v \beta'_v(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta'_v} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, $\beta'_h(\xi_0, \eta_0)$ 、 $\beta'_v(\xi_0, \eta_0)$ 分别指方位角 ξ_0 、俯仰角 η_0 上h、v极化接收天线的主极化复增益; $\rho'_h(\xi_0, \eta_0)$ 和 $\rho'_v(\xi_0, \eta_0)$ 分别指h、v极化接收天线复增益的交叉极化分量和主极化分量比值。经过混频后的接收信号可表述为

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_r(t) &= \begin{bmatrix} R_{hh} & R_{hv} \\ R_{vh} & R_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{hv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e'_{th}(t-\tau_{dh}) e^{j2\pi f_{dh}(t-\tau_{dh})} \\ e'_{tv}(t-\tau_{dv}) e^{j2\pi f_{dv}(t-\tau_{dv})} \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} \varepsilon_h(t) \\ \varepsilon_v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_h(t) \\ n_v(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\tau_{dh}=\tau_h+\tau_d+\tau'_h$, $\tau_{dv}=\tau_v+\tau_d+\tau'_v$; $[e'_{th}(t), e'_{tv}(t)]^T$ 分别表示h、v极化通道接收信号的混频输出; $\mathbf{n}=[n_h(t), n_v(t)]^T$ 表示接收通道的零均值加性高斯噪声信号矢量; $\boldsymbol{\varepsilon}=[\varepsilon_h(t), \varepsilon_v(t)]^T$ 表示接收通道除 n 外的非零均值加性误差信号矢量,来自于接收通道耦合的发射信号以及背景杂波等。

接收信号通过2路发射信号对应的匹配滤波器 $h_h(t)$ 、 $h_v(t)$,得到4路匹配滤波输出为^[8, 11]

$$\begin{bmatrix} o_{hh} & o_{hv} \\ o_{vh} & o_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{hh} & \hat{s}_{hv} \\ \hat{s}_{vh} & \hat{s}_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{hh} & m_{hv} \\ m_{vh} & m_{vv} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, $m_j=e'_{ij}(t-\tau_{dj})e^{j2\pi f_{dj}(t-\tau_{dj})}*h_j(t)$, $i, j=h, v$ 。

传统同时全极化测量方法认为,2路极化发射信号采用正交调制,即 $m_{hv}=m_{vh}=0$,则目标极化散射矩阵测量值为

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_{hh} & \hat{s}_{hv} \\ \hat{s}_{vh} & \hat{s}_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e_{th}(t)*h_h(t)}{m_{hh}} & \frac{e_{th}(t)*h_v(t)}{m_{vv}} \\ \frac{e_{tv}(t)*h_h(t)}{m_{hh}} & \frac{e_{tv}(t)*h_v(t)}{m_{vv}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{hh} & R_{hv} \\ R_{vh} & R_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{hv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{hh} & I_{hv} \\ I_{vh} & I_{vv} \end{bmatrix} \quad (9)$$

这里, $\mathbf{I}$ 为加性误差矩阵,且有

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{hh} & I_{hv} \\ I_{vh} & I_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon_h(t)*h_h(t)}{m_{hh}} & \frac{\varepsilon_h(t)*h_v(t)}{m_{vv}} \\ \frac{\varepsilon_v(t)*h_h(t)}{m_{hh}} & \frac{\varepsilon_v(t)*h_v(t)}{m_{vv}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

显然,式(9)给出的目标极化散射矩阵测量误差模型与文献[15]中的误差模型完全相同。

从上述分析可知,一方面,在工程实现当中,采用完全正交调制的2路极化发射信号很难,因此有 $m_{hv} \neq 0, m_{lh} \neq 0$,这就使传统的同时全极化测量存在与算法本身有关的测量误差,该误差无法通过校准来消除;另一方面,由于雷达收、发通道不一致,天线空域极化特性以及噪声等非理想因素的影响,存在与算法无关的测量误差,该误差可通过校准来消除。

2 同时全极化测量新方法

将式(8)中的 m_{hh}, m_{vv} 称为自模糊函数, m_{hv}, m_{vh} 称为互模糊函数,则可定义模糊函数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} m_{hh} & m_{hv} \\ m_{vh} & m_{vv} \end{bmatrix} \quad (11)$$

目标极化散射矩阵测量值可通过模糊函数矩阵求逆得到,即

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_{lh} & \hat{s}_{lv} \\ \hat{s}_{vh} & \hat{s}_{vv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o_{lh} & o_{lv} \\ o_{vh} & o_{vv} \end{bmatrix} A^{-1} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} o_{lh} & o_{lv} \\ o_{vh} & o_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{hh} & -m_{lh} \\ -m_{vh} & m_{vv} \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中, $M = |m_{hh}m_{vv} - m_{lh}m_{vh}|$ 。

由式(12)可知,本方法的实现条件是 $M \neq 0$ 。对2个在时域或频域相异的信号,其自模糊函数通常比互模糊函数大,因此这一条件很容易满足。本方法实现重点在于对模糊函数矩阵的估算,由于发射信号已知,因此只需估计出目标回波的时延和多普勒频移就能得到模糊函数矩阵的估计值。

通过上述分析可以得到基于模糊函数矩阵测量目标极化散射矩阵的信号处理流程:首先对2路极化接收信号进行下变频后输入h、v极化发射信号对应的匹配滤波器,得到4路匹配滤波输出;之后,通过2路(通常选择h、v)信号检测值估计出目标的时延和多普勒频移,并据此估计出目标的模糊函数矩阵值;最后通过模糊函数矩阵求逆与4路匹配滤波输出值相乘得到目标的极化散射矩阵测量值。其信号处理流程如图1所示。

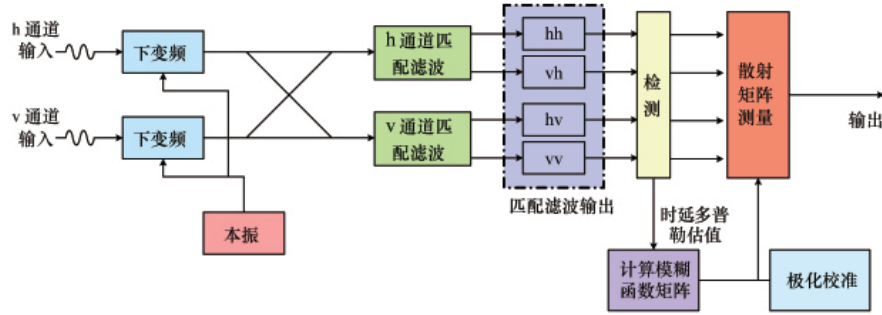


图1 基于模糊函数矩阵的极化测量信号处理流程

Fig. 1 Signal processing flow chart of polarization measurement based on ambiguity function matrix

3 极化雷达校准新方法

根据式(9)可知,极化雷达的测量误差可归结为加性误差矩阵 I 和乘性误差矩阵 T, R 。其中,乘性误差矩阵可分为2部分,一部分是由于极化天线的交叉极化分量产生的乘性误差矩阵,这里称为极化天线误差矩阵,其表达式为

$$R_A = \begin{bmatrix} \beta'_h(\xi_0, \eta_0) & \beta'_h(\xi_0, \eta_0)\rho'_h(\xi_0, \eta_0) \\ \beta'_v(\xi_0, \eta_0)\rho'_v(\xi_0, \eta_0) & \beta'_v(\xi_0, \eta_0) \end{bmatrix}$$

$$T_A = \begin{bmatrix} \beta_h(\xi_0, \eta_0) & \beta_h(\xi_0, \eta_0)\rho_h(\xi_0, \eta_0) \\ \beta_v(\xi_0, \eta_0)\rho_v(\xi_0, \eta_0) & \beta_v(\xi_0, \eta_0) \end{bmatrix} \quad (13)$$

通常情况下收发采用同一天线系统,因此有 $R_A = T_A^T$ 。另一部分,是由除天线外的2路极化收发通道不一致造成的乘性误差矩阵,称为极化通道误差矩阵,其表达式为

$$R_C = \begin{bmatrix} \alpha'_h e^{j\theta'_h} & 0 \\ 0 & \alpha'_h e^{j\theta'_h} \end{bmatrix} \quad T_C = \begin{bmatrix} \alpha_h e^{j\theta_h} & 0 \\ 0 & \alpha_h e^{j\theta_h} \end{bmatrix} \quad (14)$$

加性误差矩阵的测量和校准方法在文献[15]中有详细说明,这里对基于单个金属球定标体的乘性误差矩阵校准新方

法进行说明。

3.1 极化天线误差矩阵的测量方法

极化天线误差矩阵的测量工作必须在暗室进行,其暗室测量场景设计如图2所示。

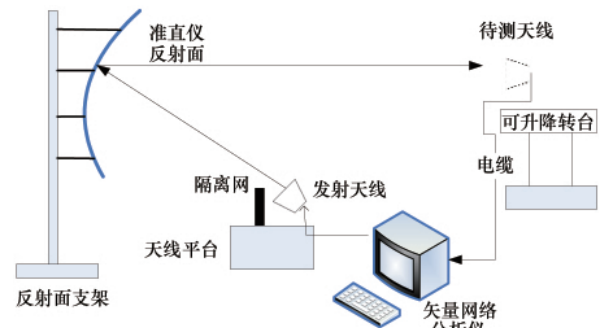


图2 极化天线误差矩阵的暗室测量场景示意

Fig. 2 Measurement scene of antenna polarization error matrix in microwave anechoic chamber

测量时,矢网(矢量网络分析仪)发射单载频连续波信号,该信号分为2部分,一部分通过导线输入到矢网接收端;另一部分信号通过单极化天线辐射至准直仪反射面形成平面波后由待测天线接收,接收信号通过导线输入矢网,与直接馈入的发射信号比较得到2信号的幅度比和相位差。为保证测量过程中发射天线极化纯度,要求发射天线具有较高的极化隔离度。待测天线置于可升降转台上,以便于测量待测天线不同俯仰、方位角上的极化特性。为保证测量过程中信号传输线路对信号幅度、相位影响的一致性,必须尽量保证发射天线以及信号传输线固定不变,只变换和更改待测天线。

假设矢网产生的连续波信号为 $e_0 = A_0 e^{j2\pi f_0 t + \theta_0}$, 则通过信号传输线到达矢网的信号可表示为

$$e_c = \alpha_c A_0 e^{j2\pi f_0(t-\tau_c) + \theta_0 + \theta_c} \quad (15)$$

其中, α_c 、 τ_c 和 θ_c 分别指传输线引入的幅度增益、时延和相移; A_0 为矢网生成信号的幅度。

将标准的 h 极化天线作为发射天线,待测天线以方位角 $\xi_0 \in (0, 90^\circ)$ 、俯仰角 $\eta_0 \in (0, 90^\circ)$ 对准来波等相位面,待测天线 h 极化通道接收信号经传输到达矢网后所得信号为

$$e_{hh}(\xi_0, \eta_0) = \alpha_{hh} \alpha_T A_0 e^{j2\pi f_0(t-\tau_c) + \theta_0 + \theta_{hh} + \theta_T} \quad (16)$$

其中, α_{hh} 和 θ_{hh} 分别指用待测天线对方位角 ξ_0 、俯仰角 η_0 上到达的 h 极化信号进行接收所产生的幅度增益和相位变化; α_T 、 τ_T 和 θ_T 分别表示信号在其他传输通道中产生的幅度增益、时间延迟和相位变化。

通过矢网对比式(15)、式(16),可得到信号间的幅度比和相位差分别为

$$\Delta\alpha_{hh}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{hh}\alpha_T A_0}{\alpha_c A_0} = \frac{\alpha_{hh}\alpha_T}{\alpha_c} \quad (17)$$

$$\Delta\theta_{hh}(\xi_0, \eta_0) = j2\pi f_0(\tau_c - \tau_T) + \theta_{hh} + \theta_T - \theta_c$$

将发射天线绕主轴旋转 90° , 使得其辐射极化变为 v 极化并继续上述测量,得到幅度比和相位差为

$$\Delta\alpha_{vh}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{vh}\alpha_T}{\alpha_c} \quad (18)$$

$$\Delta\theta_{vh}(\xi_0, \eta_0) = j2\pi f_0(\tau_c - \tau_T) + \theta_{vh} + \theta_T - \theta_c$$

之后,对天线 v 极化通道的输出信号重复上述测量,可得2组幅度比与相位差

$$\Delta\alpha_{vh}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{vh}\alpha_T}{\alpha_c} \quad (19)$$

$$\Delta\theta_{vh}(\xi_0, \eta_0) = j2\pi f_0(\tau_c - \tau_T) + \theta_{vh} + \theta_T - \theta_c$$

$$\Delta\alpha_{vv}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{vv}\alpha_T}{\alpha_c} \quad (20)$$

$$\Delta\theta_{vv}(\xi_0, \eta_0) = j2\pi f_0(\tau_c - \tau_T) + \theta_{vv} + \theta_T - \theta_c$$

最后,将 h 极化通道接收 h 极化信号测得的幅度比和相位差作为标准值,计算其他3组幅度比和相位差相对于标准值的变化量,可得

$$\delta_{vh}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\Delta\alpha_{vh}}{\Delta\alpha_{hh}} = \frac{\alpha_{vh}}{\alpha_{hh}}$$

$$\delta_{vh}^{\theta}(\xi_0, \eta_0) = \Delta\theta_{vh} - \Delta\theta_{hh} = \theta_{vh} - \theta_{hh}$$

$$\delta_{lv}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{lv}}{\alpha_{hh}}$$

$$\delta_{lv}^{\theta}(\xi_0, \eta_0) = \theta_{lv} - \theta_{hh} \quad (21)$$

$$\delta_{vv}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) = \frac{\alpha_{vv}}{\alpha_{hh}}$$

$$\delta_{vv}^{\theta}(\xi_0, \eta_0) = \theta_{vv} - \theta_{hh}$$

根据式(13)、式(21)可知,天线误差矩阵可描述为

$$T_A = \beta_{hh}(\xi_0, \eta_0) \begin{bmatrix} 1 & \delta_{lv}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_{lv}} \\ \delta_{vh}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_{vh}} & \delta_{vv}^{\alpha}(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_{vv}} \end{bmatrix} \quad (22)$$

3.2 极化通道误差矩阵的测量方法

极化通道误差矩阵的测量在外场进行,将金属球放置于升降台上,极化雷达在满足远场条件的距离上对其进行极化散射矩阵测量,测量场景如图3所示。

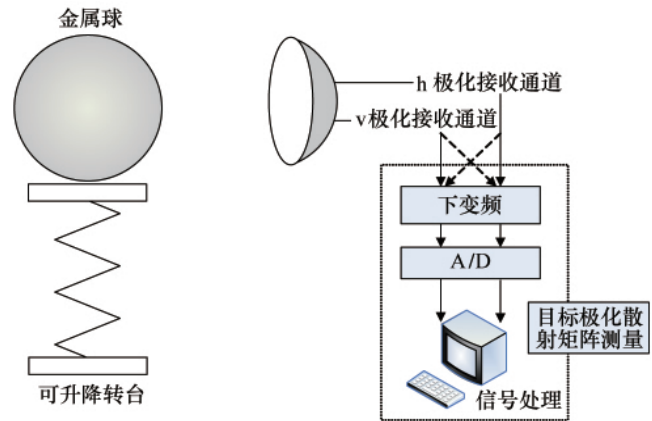


图3 极化通道误差矩阵的外场测量场景示意

Fig. 3 Measurement scheme of polarization channel error matrix in outdoor field

极化通道误差矩阵的测量分2步进行。

(1) 对金属球进行极化散射矩阵测量。若标准金属球的极化散射矩阵为^[22]

$$S_0 = \alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中, α 表示金属球 RCS, 可根据金属球半径和入射波波长计算得到^[12]。根据式(9)、式(14)可知,在补偿加性误差矩阵后,该金属球的极化散射矩阵测量结果为

$$S_0^m = \begin{bmatrix} S_{hh}^0 & S_{hv}^0 \\ S_{vh}^0 & S_{vv}^0 \end{bmatrix} = \alpha R_c R_A T_A T_c = \alpha \begin{bmatrix} \alpha'_{lh} e^{j\theta'_{lh}} & 0 \\ 0 & \alpha'_{lv} e^{j\theta'_{lv}} \end{bmatrix} R_A T_A \begin{bmatrix} \alpha_{lh} e^{j\theta_{lh}} & 0 \\ 0 & \alpha_{lv} e^{j\theta_{lv}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

(2) 将极化雷达的 h、v 极化接收通道对调,即将天线 h、v 极化接收信号分别馈入 v、h 极化接收通道,在补偿加性误差矩阵后,可得极化散射矩阵测量结果

$$S_0^m = \begin{bmatrix} S_{hh}^1 & S_{hv}^1 \\ S_{vh}^1 & S_{vv}^1 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} \alpha'_{lh} e^{j\theta'_{lh}} & 0 \\ 0 & \alpha'_{lv} e^{j\theta'_{lv}} \end{bmatrix} R_A T_A \begin{bmatrix} \alpha_{lh} e^{j\theta_{lh}} & 0 \\ 0 & \alpha_{lv} e^{j\theta_{lv}} \end{bmatrix} \quad (25)$$

由于发射和接收采用同一天线,满足 $R_A = T_{A_0}^T$ 将式(13)代入式(24)、式(25)可得

$$\begin{cases} S_{hh}^0 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_h e^{j\theta_h} (R_{hh}^2 + R_{hv}^2) \\ S_{hv}^0 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_v e^{j\theta_v} (R_{hh} R_{vh} + R_{hv} R_{vv}) \\ S_{vh}^0 = \alpha \alpha_v' e^{j\theta_v'} \alpha_h e^{j\theta_h} (R_{hh} R_{vh} + R_{hv} R_{vv}) \\ S_{vv}^0 = \alpha \alpha_v' e^{j\theta_v'} \alpha_v e^{j\theta_v} (R_{vh}^2 + R_{vv}^2) \\ S_{hh}^1 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_h e^{j\theta_h} (R_{hh}^2 + R_{hv}^2) \\ S_{hv}^1 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_v e^{j\theta_v} (R_{hh} R_{vh} + R_{hv} R_{vv}) \\ S_{vh}^1 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_h e^{j\theta_h} (R_{hh} R_{vh} + R_{hv} R_{vv}) \\ S_{vv}^1 = \alpha \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_v e^{j\theta_v} (R_{vh}^2 + R_{vv}^2) \end{cases} \quad (26)$$

根据上述极化散射矩阵测量结果,得到的乘性误差矩阵的估计值为

$$\begin{cases} \frac{\alpha_h' e^{j\theta_h'}}{\alpha_h e^{j\theta_h}} = \frac{S_{hh}^1}{S_{hh}^0} \\ \frac{\alpha_v e^{j\theta_v}}{\alpha_h e^{j\theta_h}} = \frac{S_{vh}^0}{S_{hv}^0} \\ \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_h e^{j\theta_h} [\beta_h(\xi_0, \eta_0)]^2 = \frac{S_{hh}^0}{\alpha (1 + [\delta_{hv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)}]^2)} \end{cases} \quad (27)$$

3.3 误差矩阵的校准方法

假设 $\tilde{s}$ 为对公式(9)所示目标极化散射矩阵测量值 $\hat{s}$ 进行加性误差矩阵补偿后的结果,将式(13)、式(14)代入可知

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= \alpha_h' e^{j\theta_h'} \alpha_h e^{j\theta_h} [\beta_h(\xi_0, \eta_0)]^2 \cdot \\ &\begin{bmatrix} 1 & \rho_h(\xi_0, \eta_0) \\ \frac{\alpha_h' e^{j\theta_h'} \beta_h(\xi_0, \eta_0) \rho_h(\xi_0, \eta_0)}{\alpha_h' e^{j\theta_h'} \beta_h(\xi_0, \eta_0)} & \frac{\alpha_h' e^{j\theta_h'} \beta_h(\xi_0, \eta_0)}{\alpha_h' e^{j\theta_h'} \beta_h(\xi_0, \eta_0)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \cdot \\ &\begin{bmatrix} 1 & \frac{\alpha_v e^{j\theta_v} \beta_v(\xi_0, \eta_0) \rho_v(\xi_0, \eta_0)}{\alpha_h e^{j\theta_h} \beta_h(\xi_0, \eta_0)} \\ \rho_h(\xi_0, \eta_0) & \frac{\alpha_v e^{j\theta_v} \beta_v(\xi_0, \eta_0)}{\alpha_h e^{j\theta_h} \beta_h(\xi_0, \eta_0)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (28)$$

将式(22)、式(27)代入式(28),可得乘性误差矩阵补偿公式:

$$\begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} = \frac{\alpha (1 + [\delta_{hv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)}]^2)}{S_{hh}^0} M \tilde{s} N \quad (29)$$

其中

$$M = \begin{bmatrix} 1 & \delta_{hv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)} \\ \frac{S_{hh}^1}{S_{hh}^0} \delta_{hv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)} & \frac{S_{hh}^1}{S_{hh}^0} \delta_{vv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_v'(\xi_0, \eta_0)} \end{bmatrix}^{-1} \quad (30)$$

$$N = \begin{bmatrix} 1 & \frac{S_{vh}^0}{S_{hv}^0} \delta_{vh}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)} \\ \delta_{hv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_h'(\xi_0, \eta_0)} & \frac{S_{vh}^0}{S_{hv}^0} \delta_{vv}^\alpha(\xi_0, \eta_0) e^{j\theta_v'(\xi_0, \eta_0)} \end{bmatrix}^{-1} \quad (31)$$

4 外场试验与结果分析

本课题组于 2008 年研制了一套国内首部瞬态极化雷达

实验系统(KD-IPR),该系统可同时发射、接收 2 路任意调制的正交极化信号,具备同时全极化测量能力和瞬态极化信息处理能力,KD-IPR 的主要参数见表 1。目前利用该系统开展了约 30 多次外场试验,获取了大量实测数据,部分试验场景如图 4 所示。KD-IPR 为同时全极化测量、校准技术及瞬态极化信息处理理论的验证和完善提供了试验环境,支撑了极化在复杂战场环境下雷达探测、抗干扰、反隐身等方面的应用研究,初步证实了瞬态极化雷达具有强的目标信息获取能力、抗干扰能力和目标识别能力,对瞬态极化新体制雷达系统所涉及的核心技术研究具有重要意义^[23]。基于 KD-IPR 开展的外场试验所获取的实测数据对本研究提出的同时全极化测量方法和极化校准方法进行验证。

表 1 KD-IPR 主要参数

Table 1 Major parameters of KD-IPR

频率参数/MHz	天线参数	发射功率/W	发射信号波形
射频 10480	增益 24dB	7×2	双频矢量脉冲
中频 70			正负线性调频
带宽 40	极化隔离度>25dB		正交相位编码
中频采样频率 200			



图 4 KD-IPR 外场试验场景

Fig. 4 Test scene of KD-IPR in outdoor field

在实际目标极化散射矩阵测量中,测量结果常因噪声、杂波等因素的影响而存在起伏,该起伏严重影响了目标极化散射矩阵在目标识别等方面的应用。这里用 KD-IPR 对某复杂目标进行同时全极化测量,其试验场景及目标如图 5 所示。发射信号为双频矢量脉冲,信号载频为 10.48GHz,脉宽 2μs、脉冲重复周期 50μs、带宽 20MHz。根据试验数据对本研究提出的目标同时全极化测量新方法(以下称新方法)和 Giuli 等^[8]提出的传统测量方法(以下称传统方法)的测量结果稳定性进行比较。

传统方法和新方法的测量性能对比结果如图 6 所示,图

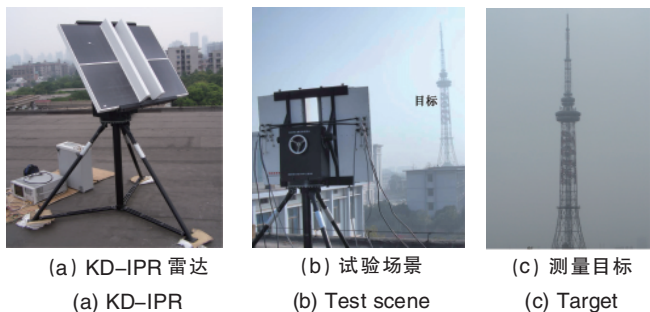


图 5 KD-IPR 目标同时全极化测量场景及目标
Fig. 5 Scene and target of instantaneous polarization measurement test based on KD-IPR

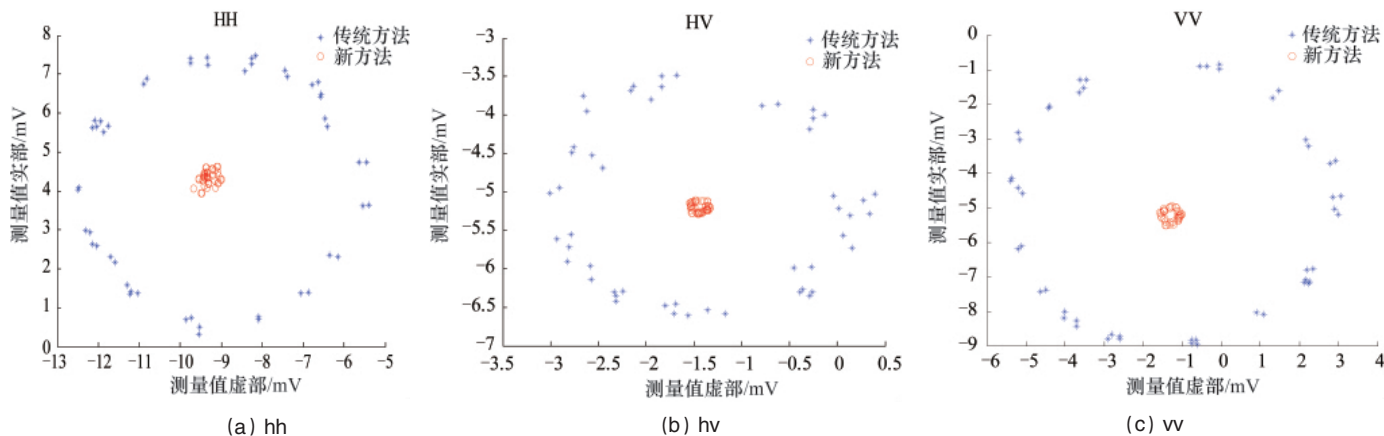


图 6 2 种测量方法测量误差的比较

Fig. 6 Comparison of measurement error results between two measurement methods

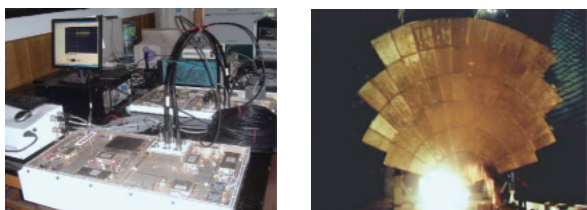


图 7 KD-IPR 极化校准试验场景
Fig. 7 Polarization calibration test scene of KD-IPR

6(a)—6(c)分别为多个脉冲重复周期测量获得的目标极化散射矩阵 hh 、 hv 和 vv 3 元素测量值。由图 6 可知,虽然由于杂波、噪声等因素的影响,传统方法和新方法的目标极化散射矩阵测量结果均存在起伏,但与传统方法相比,新方法的测量结果更加平稳,这表明了新方法的优越性。

基于 KD-IPR 外场试验数据对本研究提出的极化测量校准方法进行试验验证,部分校准试验场景见图 7。

基于本研究提出的极化校准方法对双频矢量脉冲(信号载频为 10.48GHz,脉宽 $2\mu s$ 、脉冲重复周期 $50\mu s$ 、带宽 20MHz)所对应的目标极化散射矩阵测量结果进行校准,校准前后目标极化散射矩阵各元素的幅度、相位值对比结果如图 8

所示。校准前由于非理想因素的影响,目标极化散射矩阵测量结果不满足互易性;而校准后消除了非理想因素引起的测量误差,测量结果基本满足互易性,这表明了本校准方法的有效性。

5 结论

本文对极化雷达的极化测量方法和极化校准方法进行了研究,阐述了一种基于模糊函数矩阵的极化测量新方法,以

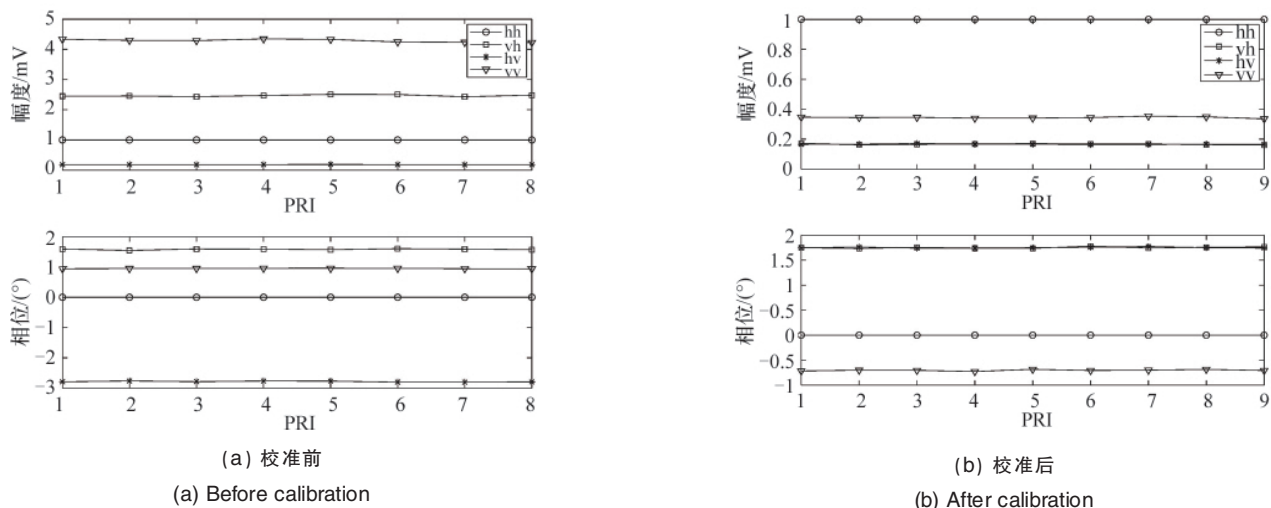


图 8 校准前后极化散射矩阵测量值

Fig. 8 Measurement results polarimetric scattering matrix before and after calibration

及一种基于单个金属球定标体的极化校准新方法,有效消除了传统极化测量方法的测量误差,并在减小极化校准实施难度的同时,消除了以往校准方法中的相位模糊。最后基于瞬态极化雷达实验系统开展的外场测量试验对本文提出的方法进行了验证。下一步将基于瞬态极化雷达实验系统开展极化抗干扰和目标识别研究,进一步挖掘极化雷达在抗干扰和目标识别方面的优势。

参考文献 (References)

- [1] Giuli D. Polarization diversity in radars[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1986, 74(2): 245-269.
- [2] 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.
Zhuang Zhaowen, Xiao Shunping, Wang Xuesong. Radar polarization information processing and application[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1999.
- [3] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 1999.
Wang Xuesong. Study on wideband polarization information processing [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 1999.
- [4] 曾清平. 雷达极化技术与极化信息应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
Zeng Qingping. Radar polarization technology and the polarization information application[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2006.
- [5] 施龙飞, 王雪松, 肖顺平, 等. 干扰背景下雷达最佳极化的分步估计方法[J]. 自然科学进展, 2005, 15(11): 1324-1329.
Shi Longfei, Wang Xuesong, Xiao Shunping, et al. *Progress in Natural Science*, 2005, 15(11): 1324-1329..
- [6] Boerner W M. Recent advances in extra-wide-band polarimetry, interferometry and polarimetric interferometry in synthetic aperture remote sensing and its applications[J]. *IEE Proc Radar, Sonar Navig*, 2003, 150(3): 113-124.
- [7] Liu G, Li H, Li J. Moving target feature extraction with polarisation diversity in the presence of arbitrary range migration and phase errors[J]. *IEE Proc Radar, Sonar Navig*, 2000, 147(4): 208-216.
- [8] Giuli D, Fossi M. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals[J]. *IEE Proc-F*, 1993, 140(4): 233-242.
- [9] 王雪松, 王剑, 王涛, 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.
Wang Xuesong, Wang Jian, Wang Tao, et al. *Chinese Journal of Electronics*, 2006, 34(6): 1020-1025.
- [10] Giuli D, Facheris L, Fossi M, et al. Simultaneous scattering matrix measurement through signal coding[C]// Proceedings of IEEE 1990 International Radar Conference. Arlington: IEEE International, 1990: 258-262.
- [11] 常宇亮, 王雪松, 李永祯, 等. 极化测量雷达的信号选择与处理[J]. 中国科学 F 辑: 信息科学, 2009, 39(12): 1296-1304.
Chang Yuliang, Wang Xuesong, Li Yongzhen, et al. *Science in China Series F: Information Sciences*, 2009, 39(12): 1296-1304
- [12] 施龙飞, 肖顺平, 王雪松. 复合编码同时极化测量方法研究[J]. 信号处理, 2009, 25(7): 1028-1032.
Shi Longfei, Xiao Shunping, Wang Xuesong. *Signal Processing*, 2009, 25(7): 1028-1032.
- [13] Whitt M W, Ulaby F T, Polatin P, et al. A general polarimetric radar calibration technique[J]. *IEEE Trans on AP*, 1991, 39(1): 62-67.
- [14] Nashashibi A, Sarabandi K, Ulaby F T. A calibration technique for polarimetric coherent-on-receive radar systems[J]. *IEEE Trans on AP*, 1995, 43(4): 396-404.
- [15] Wiesbeck W, Riegger S. A complete error model for free space polarimetric measurements[J]. *IEEE Trans on AP*, 1991, 39(8): 1105-1111.
- [16] Chen T J, Chu T H, Chen F C. A new calibration algorithm of wide-band polarimetric measurement system [J]. *IEEE Trans on AP*, 1991, 39(8): 1188-1192.
- [17] Whitt M W, Ulaby F T. A polarimetric radar calibration technique with insensitivity to target orientation[J]. *Radio Science*, 1990, 25(6): 1137-1143.
- [18] Sarabandi K, Ulaby F T. A Convenient technique for polarimetric calibration of single antenna radar systems [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1990, 28(6): 1022-1033.
- [19] Sarabandi K, Ulaby F T, Tassoudji M A. Calibration of polarimetric radar systems with good polarization isolation [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1990, 28(1): 70-75.
- [20] 罗佳. 天线空域极化特性及其应用 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2008.
Luo Jia. Application and analysis of spatial polarization characteristics for antenna[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008.
- [21] 李金梁, 罗佳, 常宇亮, 等. 基于天线空域极化特性的虚拟极化接收技术[J]. 电波科学学报, 2009, 24(3): 389-393.
Li Jinliang, Luo Jia, Chang Yuliang, et al. *Chinese Journal of Radio Science*, 2009, 24(3): 389-393.
- [22] 黄培康, 殷红成, 徐小剑. 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
Huang Peikang, Yin Hongcheng, Xu Xiaojian. Radar target characteristics[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005.
- [23] 王雪松, 李永祯, 戴幻尧, 等. 瞬态极化雷达系统及实验研究[J]. 科学通报, 2010, 55(10): 938-944.
Wang Xuesong, Li Yongzhen, Dai Huanyao, et al. *Chinese Science Bulletin*, 2010, 55(10): 938-944.

(责任编辑 孙秀云)



《科技导报》征集“封面文章”

为快速反映我国最新科技研究成果,《科技导报》拟利用刊物最显著位置——封面将最新科研成果第一时间予以突出报道。来稿要求:研究成果具创新性或新颖性;反映该领域我国乃至世界前沿研究水平;可以图片形式予以反映,图片美观、清晰、分辨率超过300dpi;文章篇幅不限,要说明研究的背景、方法、取得的结果,以及结论。在线投稿:www.kjdb.org。