

## 基于极化轴比参数的圆极化波发射误差分析方法

陈诗强 洪文\*

(空间信息处理与应用系统技术重点实验室 北京 100190)

(中国科学院空天信息创新研究院 北京 100190)

(中国科学院大学 北京 100049)

**摘 要:** 简缩极化(CP)模式是一种新型双极化模式。在实际工程应用中,包括简缩极化模式在内的所有双极化模式均无法直接通过外定标的方法补偿发射误差。因而有必要对发射误差所带来的影响进行详细分析。针对极化SAR系统,目前已有学者提出使用误差的最大归一化误差(MNE)参数对极化SAR系统的极化质量做分析评估。该文针对发射圆极化波的简缩极化模式提出了一种基于实际发射极化波极化轴比(AR)参数的发射误差分析方法。首先,通过仿真分析不同发射误差源对AR参数的影响,与此同时还展示了相同发射误差源影响下的MNE参数;通过分析对比,总结了AR参数相对MNE参数的3个优点;最后,使用高分三号卫星的实际测量误差数据与圆极化发射波实验系统的实测数据验证了该文提出的发射误差评估方法的有效性。

**关键词:** 极化SAR; 简缩极化; 极化轴比; 发射误差; 最大归一化误差

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2020)02-0343-11

DOI: 10.12000/JR19063

**引用格式:** 陈诗强, 洪文. 基于极化轴比参数的圆极化波发射误差分析方法[J]. 雷达学报, 2020, 9(2): 343-353. doi: 10.12000/JR19063.

**Reference format:** CHEN Shiqiang and HONG Wen. Analysis on the transmit distortion of the circular polarized wave based on the axial ratio parameter[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(2): 343-353. doi: 10.12000/JR19063.

## Analysis on the Transmit Distortion of the Circular Polarized Wave Based on the Axial Ratio Parameter

CHEN Shiqiang HONG Wen\*

(Key Laboratory of Technology in Geospatial Information Processing and Application System, Beijing 100190, China)

(Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Compact Polarimetric (CP) mode is a new dual-pol mode introduced in the last decade. The main current CP mode transmits circular polarized waves. Data in the form of Stokes parameters obtained by this mode has rotational invariance. In real engineering applications, transmit distortions in all dual-pol modes, including the CP mode, cannot be directly compensated with external calibration methods. Therefore, it is necessary to analysis the influences caused by transmit distortions. Until now, the Maximum Normalized Error (MNE) parameter has already been proposed by existing researches to analyze polarimetric quality of the Polarimetric SAR (PolSAR) system. This paper has proposed an analysis method to analysis the influence of transmit distortions in polarimetric modes with circular polarimetric wave in transmission, based on the Axial Ratio (AR) parameter of real transmitted wave. Firstly, this paper has analyzed the influence of different transmit distortion sources to AR parameter with simulations. Meanwhile, this part has also demonstrated the influence of same distortion sources to the MNE parameter. Through comparison of this two results, this paper

收稿日期: 2019-06-27; 改回日期: 2019-09-04; 网络出版: 2019-09-29

\*通信作者: 洪文 whong@mail.ie.ac.cn

\*Corresponding Author: HONG Wen, whong@mail.ie.ac.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61431018)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61431018)

责任主编: 陈思伟 Corresponding Editor: CHEN Siwei

has concluded three advantages of the AR parameter over the MNE parameter. At last, the effectiveness of the proposed evaluation method has been verified using real measured GF-3 distortion data and test data obtained by experimental system, which transmit circular polarized waves.

**Key words:** Polarimetric SAR (PolSAR); Compact Polarimetry (CP); Axial Ratio (AR); Transmit distortion; Maximum Normalized Error (MNE)

## 1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)是一种拥有全天时、全天候成像能力的高精度主动成像雷达<sup>[1]</sup>。而极化SAR系统通过发射与接收极化波,可以额外获得观测目标包括形变、材质信息等在内丰富的极化响应信息<sup>[2]</sup>。根据发射与接收模式的不同,极化SAR的主要可分为全极化模式、双极化模式与单极化模式。在全极化模式下,雷达系统交替发射两种互相垂直的极化波,并使用相互正交的极化天线同时进行接收。在双极化模式下,雷达系统发射一种极化波,并使用两个相互正交的极化天线同时进行接收。当然,也可以是雷达系统交替发射两种极化波,并使用单一极化天线接收。但是通常双极化模式采用前者的发射接收设置。在单极化模式下,雷达系统发射一种极化波,并使用极化天线进行接收,通常发射与接收极化相同。在全极化模式下,极化SAR系统可以获得目标场景完备的极化信息。因此在相当长一段时间里,极化SAR领域内的研究主要集中在全极化模式上。

目前极化SAR已被广泛应用于包括灾害、森林、海洋、农业等众多地表物理信息的遥感监测中<sup>[1]</sup>。在进入二十一世纪后,越来越多的极化SAR遥感应用项目要求极化SAR系统能够获取兼顾高分辨率与宽测绘幅宽的遥感数据<sup>[1,3]</sup>。面对这样的应用需求,简缩极化应运而生。在2005年, Souyris等人<sup>[4]</sup>首先提出了发射 $45^\circ$ 斜线性极化波的简缩极化概念。在2006年与2007年,两种发射圆极化波的简缩极化模式相继被提出<sup>[5,6]</sup>。由于发射圆极化波得到的Stokes参数形式的的数据额外拥有旋转不变性,因此后续绝大多数简缩极化领域内相关研究均聚焦于后两种发射圆极化波的简缩极化模式。

本质上,简缩极化模式是一种双极化模式。但是通过一定的数据处理方法,简缩极化数据可以在某些特定应用中得到与全极化数据相当的数据处理结果<sup>[3,7,8]</sup>。在此基础之上,简缩极化模式还拥有所有双极化的优点,包括相对全极化模式更宽的测绘带宽,更少的通道数,以及更小的系统能耗<sup>[3,7]</sup>。这些优点使得简缩极化模式成为未来极化SAR遥感任务的优选之一。截至目前为止,已有数个极化SAR任务采用了简缩极化模式。它们包括:印度

Chandrayaan-1探月任务与美国月球勘测轨道飞行器(Lunar Reconnaissance Orbiter, LRO)<sup>[9]</sup>; 印度C波段遥感卫星RISAT-1<sup>[10]</sup>, 以及日本L波段遥感卫星ALOS-2(实验模式)<sup>[11]</sup>。近期,加拿大的C波段遥感卫星星座Radarsat星座任务(Radarsat Constellation Mission, RCM)已于2019年6月12日发射成功,该遥感系统将以运行模式支持简缩极化模式<sup>[3,12,13]</sup>。

在实际工程应用中,所有双极化模式均无法直接通过外定标的方法补偿发射误差。简缩极化模式也是一样的。因此有必要对发射误差所带来的影响进行分析。截至目前,Wang等人<sup>[14]</sup>提出了使用误差的最大归一化误差(Maximum Normalized Error, MNE)参数对极化SAR系统的极化质量做分析评估。而在文献<sup>[15]</sup>中,Guo等人将该参数引入到简缩极化模式的发射误差分析中。本文将针对发射圆极化波的极化模式提出了基于实际发射极化波极化轴比(Axial Ratio, AR)参数的发射误差评估方法。

本文安排如下:首先,本文简单介绍了简缩极化及其系统模型,通过系统模型,详细阐述发射误差无法仅靠外定标方法补偿的问题。另外,该部分也简单介绍了MNE参数。接下来,本文将重点通过仿真,分析包括发射通道不平衡、发射通道串扰以及法拉第旋转角在内的发射误差源点对AR参数与MNE参数的影响。除了不同误差源的分别分析以外,使用我国高分三号的误差测试数据,展示AR参数的综合分析能力。通过AR参数与MNE参数的对比,分析总结了AR参数在发射圆极化波时,评估发射误差方面的优势。上述对比还通过MNE参数的适用门限得到了对应AR参数的适用门限,为AR参数的实际应用做了进一步的理论推导。最后,利用本文所提基于AR参数的评估方法,评估验证了发射圆极化波的系统的相关设计指标。

## 2 相关概念简介

### 2.1 简缩极化简介

简缩极化本质上是一种特殊的双极化模式。区别于传统的线性双极化模式(HH/HV或VV/VH),简缩极化的发射波为同时包含H与V极化分量的斜 $45^\circ$ 线性极化波与圆极化波。发射斜 $45^\circ$ 线性极化

波，并使用H与V极化天线进行接收的简缩极化模式又称作 $\pi/4$ 模式<sup>[4]</sup>。发射左旋或右旋圆极化波，并使用H与V极化天线进行接收的简缩极化模式又称作圆发线收(Circular transmit Linear receive, CL)模式<sup>[6]</sup>。而发射圆极化波，并使用左旋与右旋圆极化天线进行接收的简缩极化模式又称作圆发圆收(Circular transmit Circular receive, CC)模式<sup>[5]</sup>。

由于发射圆极化波相较发射线性极化波获得的Stokes参数形式的数据额外拥有旋转不变性，因此目前绝大多数简缩极化的研究集中在发射圆极化波的简缩极化模式上。而由于H/V极化基与左旋/右旋圆极化基均为互相正交的极化基，因此上述两种发射圆极化波的简缩极化模式的数据在数学上是可以互相转换并且等效的<sup>[16]</sup>。因此若无特殊说明，本文所使用的简缩极化数据均是使用全极化数据通过式(1)转换得到的CL模式数据

$$\mathbf{E}_{CP} = \mathbf{S}_{FP} \mathbf{k}_t \quad (1)$$

其中， $\mathbf{S}_{FP}$ 是全极化模式下的散射矩阵， $\mathbf{k}_t$ 是发射极化波的单位Jones矢量， $\mathbf{E}_{CP}$ 是对应简缩极化模式下的观测矢量。圆极化发射波的单位Jones矢量 $\mathbf{k}_t = \sqrt{2}/2[1 \pm j]^T$ ，其中上标T代表转置， $\pm j$ 的上下标分别对应左旋与右旋圆极化发射波。

## 2.2 简缩极化SAR系统误差模型

根据文献<sup>[15]</sup>，简缩极化SAR的系统误差模型为

$$\mathbf{M} = \mathbf{X}_r \mathbf{S} \mathbf{X}_t \mathbf{k}_t + \mathbf{N} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{M}$ 是测量散射矩阵， $\mathbf{S}$ 是真实散射矩阵， $\mathbf{X}_r$ 与 $\mathbf{X}_t$ 分别是接收与发射误差矩阵， $\mathbf{k}_t$ 是发射Jones矢量， $\mathbf{N}$ 是各测量值中的加性噪声项。如2.1节所述，当发射圆极化波时， $\mathbf{k}_t = \sqrt{2}/2[1 \pm j]^T$ ，而当发射斜45°线性极化波时， $\mathbf{k}_t = 1/2[1 \ 1]^T$ 。如果是全极化模式， $\mathbf{k}_t$ 是 $2 \times 2$ 的单位矩阵。

在考虑法拉第旋转角以后，误差矩阵 $\mathbf{X}_r$ 与 $\mathbf{X}_t$ 分别为

$$\mathbf{X}_r = \begin{pmatrix} 1 & \delta_2 \\ \delta_1 & f_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_t = \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_4 \\ \delta_3 & f_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

其中， $\Omega$ 是法拉第旋转角， $f_1$ 与 $f_2$ 分别代表接收与发射的通道不平衡， $\delta_1, \delta_2$ 与 $\delta_3, \delta_4$ 分别代表接收与发射的通道串扰。

在实际工程应用中，误差的标定流程通常为首先通过外定标的方法估计所有误差大小，再计算发射与接收误差矩阵 $\mathbf{X}_r$ 与 $\mathbf{X}_t$ 的逆矩阵。参考式(2)，

对测量散射矩阵 $\mathbf{M}$ 左乘与右乘相应误差矩阵的逆矩阵即可得到真实散射矩阵的估计值。针对单发双收的双极化模式，可以使用文献<sup>[17]</sup>所述的外定标方法对所有误差进行大小估计。但是即便通过上述定标方法准确得到发射误差的大小，还是无法直接补偿发射误差。其原因在于，式(2)中的 $\mathbf{k}_t$ 是一个 $2 \times 1$ 的不可逆矩阵。因此，无法通过将测量散射矩阵 $\mathbf{M}$ 右乘 $\mathbf{X}_t^{-1}$ 的方式补偿测量数据中的发射误差，即消去式(2)中的 $\mathbf{X}_t$ 项。也就是说，常规的标定流程是无法补偿上述简缩极化模式的发射误差的。所以，为了更好地研究简缩极化模式，必须对发射误差所带来的影响进行分析。

## 2.3 MNE参数简介

在文献<sup>[14]</sup>中，Wang等人提出使用误差矩阵的MNE参数来评估极化系统的极化质量。在文献<sup>[15]</sup>，Guo等人将MNE参数引入简缩极化系统中用于发射误差的评估。对于简缩极化系统，MNE参数的定义为<sup>[15]</sup>

$$\text{MNE} = \|\mathbf{P}\mathbf{D} - \mathbf{P}_0\|_2 \quad (5)$$

其中，

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} p_h^t & 0 & p_v^t & 0 \\ 0 & p_h^t & 0 & p_v^t \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{D} = \left[ \begin{pmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \mathbf{X}_t \right]^T \otimes \mathbf{I} \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & 1 & 0 & j \end{pmatrix} \quad (8)$$

其中， $[p_h^t \ p_v^t]^T$ 是发射极化波的对应该Jones矢量， $\mathbf{D}$ 是代表系统误差的 $4 \times 4$ 矩阵， $\mathbf{I}$ 是单位矩阵， $\mathbf{P}_0$ 是发射不同极化波时 $\mathbf{P}$ 矩阵的理想情况。这里假设发射左旋圆极化波，则 $\mathbf{P}_0$ 如式(8)所示。

## 3 发射误差分析

上文已介绍了可以使用MNE参数分析评估简缩极化模式的发射误差。除此之外，由于本文所研究的简缩极化模式实际发射圆极化波，因此可以使用实际发射的圆极化波的AR参数对发射误差做一个分析评估。首先，本小节将简单介绍极化波的AR参数概念。

### 3.1 AR参数简介

根据电磁理论，任意极化波均可以通过极化椭圆进行描述<sup>[16]</sup>：

$$\mathbf{E} = A e^{j\alpha} \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \tau \\ j \sin \tau \end{pmatrix} \quad (9)$$

其中， $A$ 是椭圆幅度， $\phi$ 是椭圆方向角， $\tau$ 是椭圆半径， $\alpha$ 是绝对相位项，如图1所示。

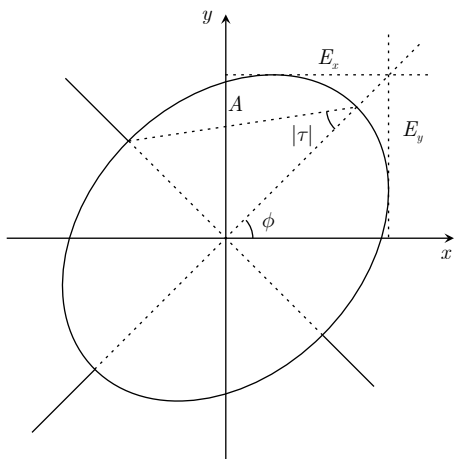


图 1 极化椭圆

Fig. 1 The polarization ellipse

椭圆孔径 $\tau$ 的定义式为

$$|\sin 2\tau| = 2 \frac{E_x E_y}{E_x^2 - E_y^2} |\sin \delta| \quad (10)$$

其中,  $E_x, E_y$  分别为极化椭圆的长短轴,  $\delta = \delta_y - \delta_x$  是极化波在两个接收基分量上的相位差。圆极化波的椭圆孔径 $|\tau| = \pi/4$ , 线极化波的椭圆孔径 $\tau = 0$ , 而其他椭圆极化波的椭圆孔径 $|\tau| \in (0, \pi/4)$ 。

由于简缩极化的发射误差不可被直接补偿, 因此将实际包含发射误差的发射极化波用极化椭圆表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_t \cdot \mathbf{k}_t &= \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \delta_4 \\ \delta_3 & f_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ \pm j \end{pmatrix} \\ &= A e^{j\alpha} \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \tau \\ j \sin \tau \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

由于极化分析中本文主要关注H/V分量间的相对值, 因此椭圆幅度 $A$ 以及绝对相位项 $\alpha$ 可忽略。另外, 如果发射圆极化波, 即 $\tau = \pm\pi/4$ 时, 椭圆方向角构成的旋转矩阵将变为一个同样可忽略的绝对相位项

$$A e^{j\alpha} \begin{pmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ \pm j \end{pmatrix} = A e^{j\alpha - \phi} \begin{pmatrix} 1 \\ \pm j \end{pmatrix} \quad (12)$$

因此, 所有发射误差源对简缩极化雷达系统的影响可以由实际发射极化波的椭圆孔径综合反映出来。

为了更好地量化发射误差大小, 本文使用与极化椭圆孔径等价的AR参数来对发射误差进行评估。AR是极化椭圆的长轴与短轴的比值, 与椭圆孔径之间的关系式为

$$\mathbf{AR} = \cot |\tau| \quad (13)$$

圆极化波的AR=0 dB, 线极化波的AR=+∞, 而其他椭圆极化波的AR ≥ 0 dB。

### 3.2 各误差源对AR参数的影响

在式(4)中可以看到, 简缩极化SAR系统的发射误差源主要包括发射通道串扰、发射通道不平衡以及法拉第旋转角。下面将分别针对这3个误差源使用实际发射极化波的AR参数与MNE参数逐一进行分析。

#### 3.2.1 通道不平衡

假设雷达系统中发射误差仅由通道不平衡引起, 则式(4)所示的 $\mathbf{X}_t$ 中 $\delta_3 = 0, \delta_4 = 0, \Omega = 0$ 。结合式(11)与式(13), 可计算对应发射极化波AR参数的变化。假设通道不平衡的幅度在[-2 dB, 2 dB]区间内, 相位在[-20°, 20°]区间内, 则实际发射极化波的AR变化如图2—图4所示。

图2展示的是实际发射极化波的AR随发射通道不平衡幅度与相位变化而变化的轮廓图。沿图中的两条虚线切割得到图3与图4所示的发射通道不平衡幅度等于0 dB以及相位等于0°时的切片。可以看到只有当发射通道不平衡的幅度与相位均为零值时,

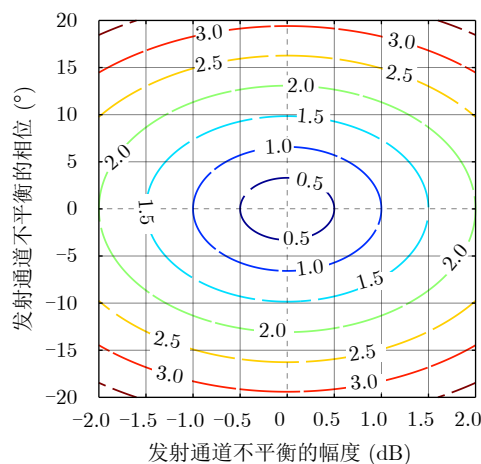


图 2 发射通道不平衡的幅度与相位对实际发射极化波AR的影响

Fig. 2 The influence of transmit channel imbalance's amplitude and phase to AR of actually transmitted polarized wave

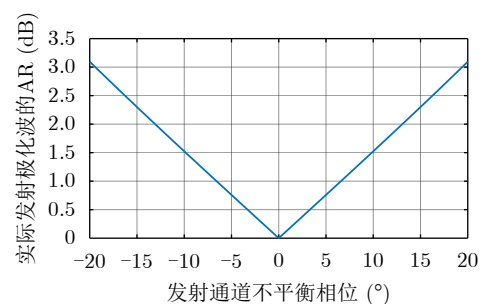


图 3 发射通道不平衡的幅度等于0 dB时, 相位对实际发射极化波AR的影响

Fig. 3 The influence of transmit channel imbalance's phase, when its amplitude equals 0 dB, to AR of actually transmitted polarized wave

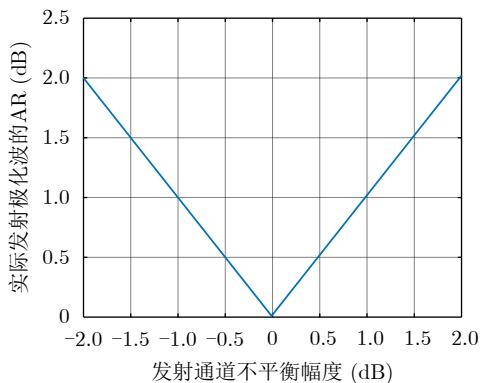


图4 发射通道不平衡的相位等于 $0^\circ$ 时，幅度对实际发射极化波AR的影响

Fig. 4 The influence of transmit channel imbalance's amplitude, when it's phase equals  $0^\circ$ , to AR of actually transmitted polarized wave

实际发射极化波的AR最小等于0 dB。从图3与图4可以看到，单变量时，实际发射极化波的AR曲线是左右对称的。从图2可以看到实际发射极化波的AR曲线是中心对称的。

同样，作为对比可以设 $\mathbf{X}_t$ 中的 $\delta_3 = 0, \delta_4 = 0, \Omega = 0$ ，再分别代入式(7)与式(5)中计算对应的MNE。通道不平衡的幅度与相位设置与上文相同。MNE的变化如图5—图7所示。

从图5可以看到，发射通道不平衡幅度与相位引起的MNE的轮廓是以0点(0误差)为中心的同心椭圆。但是该同心圆并不是中心对称的。进一步沿虚线切割得到图6与图7，可以看到发射通道不平衡相位引起的MNE是关于0轴左右对称的，而发射通道不平衡幅度引起的MNE虽然同样在幅度误差等于0 dB时最小，但是并不是左右对称的。表现在图5中即是仅上下对称，而左右不对称。这意味着MNE指标对通道不平衡幅度大于0 dB时会更加敏感，而通道不平衡幅度小于0 dB时更加不敏感。

对比AR指标与MNE指标的结果可以看到，两者之间最大的区别在于发射通道不平衡的幅度所引起的MNE参数变化不关于0轴左右对称，而AR指标关于0轴对称。因此如果选择将发射通道不平衡幅度所引起的MNE参数与实际发射极化波的AR参数互动映射的话，得到的是两条不重合的曲线，如图8所示。而发射通道不平衡相位所引起的MNE参数与实际发射极化波的AR参数的关系曲线是两条重合的曲线，如图9所示。

在文献[14,15]中，MNE的门限被设置为-20 dB。在图8中画出MNE=-20 dB的黑色虚线，可以看到与两条曲线的交点分别为AR=1.32 dB与AR=1.15 dB。在图9中同样可以找到MNE=-20 dB时对

应的AR值1.232 dB。由于图8与图9中MNE与AR之间的关系曲线均为单调递增曲线，因此若要满足MNE一定小于等于-20 dB，AR需小于等于1.15 dB。

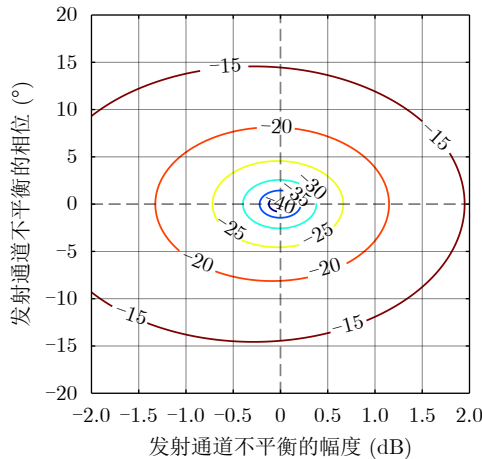


图5 发射通道不平衡幅度与相位变化共同引起的MNE

Fig. 5 MNE caused by the amplitude and phase of transmit channel imbalance

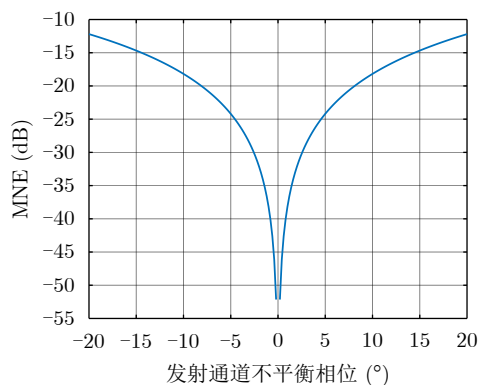


图6 发射通道不平衡的幅度为0 dB时，相位变化引起的MNE  
Fig. 6 MNE caused by the phase of transmit channel imbalance when it's amplitude equals 0 dB

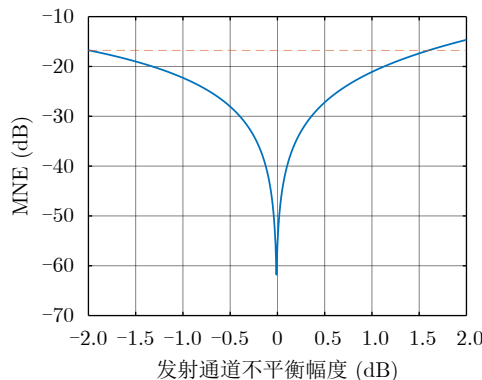


图7 发射通道不平衡的相位为 $0^\circ$ 时，幅度变化引起的MNE  
Fig. 7 MNE caused by the amplitude of transmit channel imbalance when it's phase equals  $0^\circ$

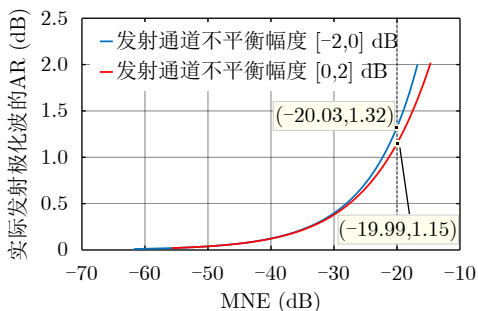


图 8 通道不平衡的相位等于 $0^\circ$ ，幅度为变量时，MNE与实际发射极化波AR之间的关系图

Fig. 8 The relationship between MNE and AR of actually transmitted polarized wave when transmit channel imbalance's phase equals  $0^\circ$  and amplitude changes

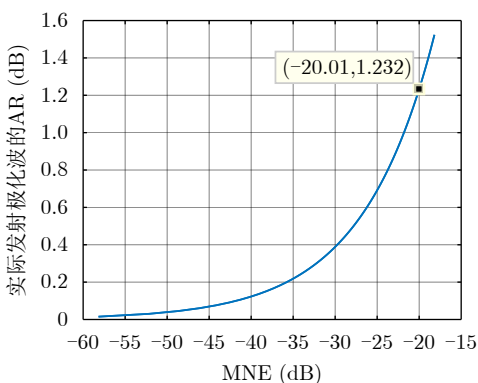


图 9 通道不平衡的相位等于 $0^\circ$  dB，相位为变量时，MNE与实际发射极化波AR之间的关系图

Fig. 9 The relationship between MNE and AR of actually transmitted polarized wave when transmit channel imbalance's amplitude equals 0 dB and phase changes

### 3.2.2 通道串扰

假设雷达系统中发射误差仅由通道串扰引起，则式(3)中 $f_2 = 1, \Omega = 0$ 。另外由于通道串扰由两项构成，假设两项的绝对值相等，即 $|\delta_3| = |\delta_4|$ 。同样可以通过式(11)与式(13)，计算对应MNE参数与AR参数的变化。

首先考察发射通道串扰对AR参数的影响。设两项发射通道串扰的相位均等于 $0^\circ$ ，幅度区间为 $[-50 \text{ dB}, -10 \text{ dB}]$ ，则发射极化波的AR随发射通道串扰的幅度变化曲线如图10所示。

可以看到，当仅存在发射通道串扰的相位误差时，其幅度误差与AR参数之间的关系仍是一条一一对应的单调曲线。AR参数随着幅度误差的增加而增加。当发射通道串扰幅度接近1(即0 dB)时，实际发射极化波的AR趋于无穷大。

另设 $|\delta_3| = |\delta_4| = -20 \text{ dB}$ 。所得发射通道串扰相位误差对AR参数的影响如图11所示。可以明显看到，AR的数值随 $\delta_3$ 与 $\delta_4$ 的相位和变化。当两者相位差满足 $p_1 = p_2$ 或 $p_1 = p_2 \pm 360^\circ$ 时，AR达到最大

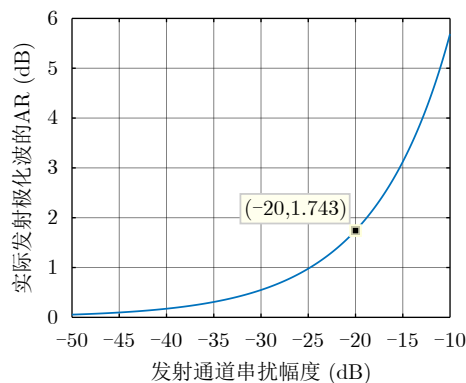


图 10 发射通道串扰相位为 $0^\circ$ 时，串扰幅度对实际发射极化波AR的影响

Fig. 10 The influence of transmit crosstalk's amplitude, when it's phase distortion equals  $0^\circ$ , to AR of actually transmitted polarized wave

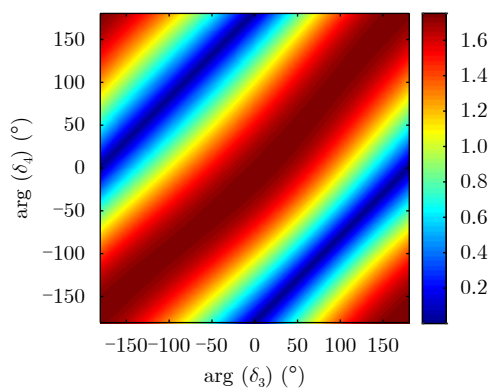


图 11 发射通道串扰幅度等于-20 dB时，串扰相位对实际发射极化波AR的影响

Fig. 11 The influence of transmit crosstalk's phase, when it's amplitude distortion equals -20 dB, to AR of actually transmitted polarized wave

值，而两者相位差满足 $p_1 = p_2 \pm 180^\circ$ 时，AR达到最小值。式中的 $p_1$ 与 $p_2$ 分别是发射通道串扰 $\delta_3$ 与 $\delta_4$ 的相位。

同样的设置下，发射通道串扰的幅度与相位误差的MNE参数变化分别如图12与图13所示。通过图12可以看到，MNE参数与发射通道串扰的幅度是一一对应的。而图13是完全绿色的，对应MNE参数值恒等于-20 dB。这表明发射通道串扰的相位并不能对MNE参数产生任何影响，或者说MNE参数无法反映发射通道串扰相位的变化。

最后，同样考察此时(两个串扰项模值相等时)MNE小于等于-20 dB对应的AR参数门限。由于MNE参数与发射通道串扰的幅度变化是一一对应的，因此直接在图10中读取MNE等于-20 dB对应的AR参数值为1.743 dB。另外，由于MNE无法反映发射通道串扰的相位变化，因此无法得到相位变化条件下MNE小于等于-20 dB对应的AR门限。

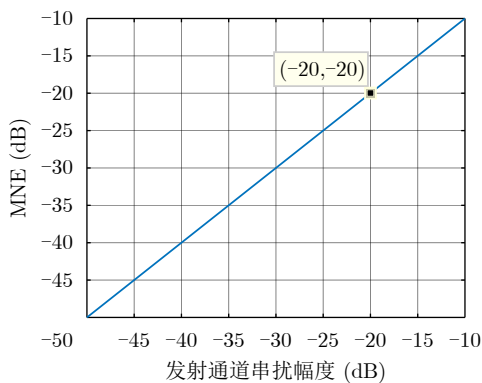


图 12 发射通道串扰相位等于0°时，串扰幅度引起的MNE

Fig. 12 MNE of transmit crosstalk's amplitude, when crosstalk's phase equals 0°

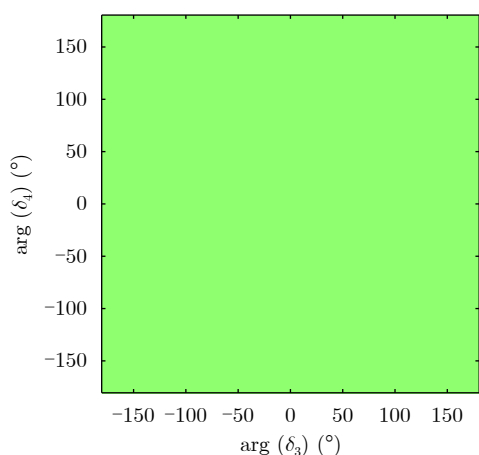


图 13 发射通道串扰幅度等于-20 dB时，串扰相位引起的MNE

Fig. 13 MNE of transmit crosstalk's phase, when crosstalk's amplitude equals -20 dB

### 3.2.3 法拉第旋转角

当发射误差仅由法拉第旋转角构成时，式(11)中 $\delta_3 = \delta_4 = 0, f_2 = 1,$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_t \cdot \mathbf{k}_t &= \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega \\ \sin \Omega & \cos \Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ \pm j \end{pmatrix} \\ &= e^{-j\Omega} \begin{pmatrix} 1 \\ \pm j \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

可以看到当发射极化波为圆极化波时，法拉第旋转角变为一个可忽略的绝对相位项。也就是说，此时法拉第旋转角对发射波极化无影响。

### 3.2.4 发射误差的综合影响

在实际极化SAR系统中，发射误差由上述3项综合构成。为了更贴近真实数据，本文选择使用高分三号卫星的实际测量误差数据进行进一步的分析。高分三号遥感卫星是我国第一部C波段的极化SAR遥感卫星，于2016年8月成功发射。

在文献[18]中，Jiang等人针对高分三号卫星的法拉第旋转角进行了相关验算。其结果是，在不同的电离层电子总含量与地磁场环境下，法拉第旋转角通常小于0.18°，而最大值为0.6°。相关研究表明，法拉第旋转角小于5°即可满足绝大部分的陆地遥感应用，是可忽略的[19,20]。在本节中，法拉第旋转角根据上述研究取最大值0.6°。

而在文献[21]中，Liang等人使用有源定标器与二面角和三面角反射器实际测量得到了高分三号卫星系统的误差数据。其测得的发射误差数据如表1所示

表1中，T11—T22分别表示发射误差矩阵中的各项数值，∠表示角度值。将每次试验测量得到的误差数据代入式(2)与式(5)可分别计算各次试验发射误差的AR与MNE参数。计算结果同样在表1中列出。

首先可以看到，高分三号搭载的极化SAR系统的通道不平衡幅度在[-1.15 dB, 0 dB]范围内，相位在[-20°, 20°]范围内，通道串扰的幅度在[-49 dB, 0 dB]范围内，相位在[-180°, 180°]范围内。这与前文仿真研究中的范围设置是一致的。因此侧面证明了前文误差范围设置的合理性。

其次，对比表1中4次实验测得的发射误差AR参数与MNE参数可以看到，2016.09.08测得的发射误差数据的AR参数与MNE参数较大。这意味着这1次测得的系统发射误差数据较剩余3次实验测得的系统发射误差数据更差。由于4次测量对象均为同一极化SAR系统，因此可以认为这一次测得的数据较其他实验测得的数据存在较大的误差。据文献[18]所述，第1次定标实验仅使用了5种不同散射矩阵的有源定标器进行标定。而其余定标实验中均借助了额外的二面角与三面角定标器。因而第1次

表 1 高分三号在轨定标试验的实测发射误差与对应的AR与MNE参数

Tab. 1 Measured transmit distortion of GF-3 on-orbit calibration experiment and corresponding AR and MNE parameters

实验时间	T11	T12	T21	T22	AR (dB)	MNE (dB)
2016.09.08	1.0∠0.0°	0.0149∠-45.2715°	0.0040∠168.4078°	0.9133∠19.3436°	3.0751	-12.4789
2016.09.19	1.0∠0.0°	0.0152∠-92.6368°	0.0026∠-49.6355°	0.8752∠8.6810°	1.8590	-17.4527
2017.07.11	1.0∠0.0°	0.0126∠-69.1254°	0.0042∠-177.2737°	0.9431∠10.4461°	1.7046	-17.4304
2017.07.16	1.0∠0.0°	0.0131∠-54.6146°	0.0032∠-178.2101°	0.9382∠11.0117°	0.6557	-26.6122

实验测量得到的通道不平衡误差较大。参考图2可以看到, 接近 $20^\circ$ 的发射通道不平衡相位误差对应至少3 dB的AR参数值。这与表1中计算得到的结果是吻合的。

### 3.3 AR参数与MNE参数的对比

在3.2节中, 本文逐一分析了不同发射误差源对AR参数的影响。同时, 作为对比还展示了不同发射误差源对应的MNE参数变化。可以看到, 无论是AR参数还是MNE参数, 均与不同发射源的变化数值呈一一对应关系, 因此这两个参数均可用于发射误差大小的评估分析。

#### 3.3.1 AR参数相对MNE参数的优势

进一步对比AR参数与MNE参数可以看到, 在评估发射误差方面AR参数要优于MNE参数。这主要体现在两方面:

首先对比图4与图7可以看到, 固定发射通道不平衡的相位并改变发射通道不平衡的幅度时, 图4表示的AR变化曲线关于幅度等于0左右对称, 而图7所代表的MNE变化曲线时非对称的。这意味着, 对于发射通道不平衡的幅度大于与小于零两种情况, MNE参数的敏感度并不一样, 而AR参数是一样的。

另外对比图11与图13可以看到, 固定发射通道串扰的幅度并改变发射通道串扰的相位时, 图11表示的AR变化图随两个发射通道的串扰相位变化而变化, 而图13表示的MNE恒定不变。也就是说, 当仅存在发射通道串扰误差时, MNE参数仅受发射通道串扰的幅度影响, 而无法表征发射通道串扰的相位变化。

除了以上两点优点以外, 在工程实际应用中AR参数也是优于MNE参数的。从式(5)MNE的定义式可以看到, 计算MNE参数必须事先准确知道误差的大小值。对于工程实际应用而言, 这意味着在计算MNE指标前需要进行外定标工作。但是实际上在某些应用场合下, 如天基对月观测中, 并没有办法实地(这里为在月球上)布置定标器。这样就没有办法进行外定标工作。而从式(10)与式(13)可以看到, 计算实际发射极化波的AR参数只需要知道构成发射极化波H与V分量间的幅度比与相位差。这两组数据相比准确的误差数据更容易得到。例如上述天基对月观测应用场景中, 可以通过雷达系统的内部回路实时测量内部通道间的数据。为了获得包括收发天线在内的通道间数据, 可以通过调整卫星姿态, 使之正面垂直照射月球表面并使用地基天线接收的方式测量实际发射极化波H与V分量间的幅度比与相位差<sup>[22]</sup>。这样便可利用测得的数据

进一步计算发射误差对应的AR参数, 从而更好地评估发射误差大小。另外, 由于极化SAR系统内部的通道数据可以通过内定标回路实时测得, 因此利用AR参数可以实时跟踪系统内部发射误差的大小。

#### 3.3.2 AR参数的门限值

在文献[14,15]中, MNE的门限被设定为-20 dB。根据图8, 当发射通道不平衡的相位变化, 而幅度固定且小于等于零时, MNE参数小于等于-20 dB对应AR参数小于等于1.32 dB。当发射通道不平衡的相位变化, 而幅度固定且大于等于零时, MNE参数小于等于-20 dB对应AR参数小于等于1.15 dB。根据图9, 当发射通道不平衡的幅度变化时, MNE参数小于等于-20 dB对应AR参数小于等于1.232 dB。根据图10与图12, 当发射通道串扰的幅度变化时, MNE参数小于等于-20 dB对应AR参数小于等于1.743 dB。综上, 当存在发射误差时, 发射误差的MNE参数小于等于-20 dB对应实际发射极化波AR参数小于等于1.15 dB。

从表1中可以看到, 实际的极化SAR系统有可能并不能满足MNE小于等于-20 dB这一门限要求。但是通过分别对比单项发射误差源MNE参数值对应的AR参数值, 可以类似得到不同MNE门限值对应的AR门限值。

AR参数的门限值除了可以通过上述与MNE参数值进行对比获得以外, 还可以根据不同的实际应用的实际需求进行设置。

## 4 发射圆极化波的系统指标的综合分析

基于AR参数的误差分析方法除了可以用于评估极化SAR系统的发射误差以外, 还可以反过来应用于综合评估分析实际极化SAR系统的相关设计指标是否达标。对于实际极化SAR系统而言, 由于发射误差无法直接被补偿, 因而需要通过系统设计使得发射误差尽可能小。

根据式(10)与式(13), 可以通过测量实际发射通道的幅度比与相位差计算对应的AR值。假设系统理想发射极化波为左旋圆极化波, 即理想的幅度比(dB差)为0 dB, 相位差为 $90^\circ$ 。发射通道的幅度与相位关系与AR之间的关系为:

从图14可以看出, 实际发射极化波的AR参数构成以理想值为中心的同心圆。利用此图可以在知道幅度比与相位差后, 快速估算AR值。

在文献[7]中介绍了本文研究小组研制的圆极化发射波实验系统。该实验系统通过两个互相垂直的线极化天线在远场合成圆极化发射波。系统内的衰减器与移相器可以调节两路发射通道间的幅度比与



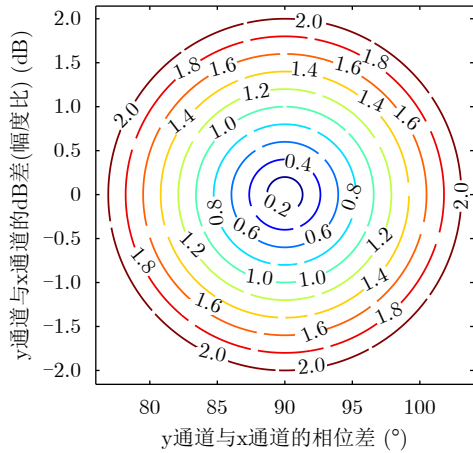


图 14 两路发射通道间的相位差、幅度比(dB差)与AR参数之间的关系

Fig. 14 Relationship between the difference of phase, the ratio of amplitude (difference in dB) of two transmit channels and the AR parameter

相位差，进而合成发射不同椭圆度的极化波。幅度与相位的调节精度分别为0.5 dB与5.625°。

为了综合评估该实验系统的相关设计指标是否达标，本文进行了两次发射通道的特性测试。每次测试均遍历了所有调幅与调相组合。鉴于篇幅，本文重点探讨AR小于等于1.15 dB范围内的部分测试结果，以评估发射圆极化波时实验系统的性能表现，详见表2与表3。

从表2与表3中可以看到，满足AR小于等于1.15 dB条件的调幅调相组合有4组，分别对应两对发射左旋与右旋圆极化波的情况。调幅设置为2.5 dB时，系统发射的实际圆极化发射波更小，约为0.3 dB。根据第3节的分析，这意味着此时系统的发射误差较小。同时，也侧面验证了该实验系统的相关设计指标是达标的。

表 2 第1次发射通道部分测试结果

Tab. 2 Partial measured results of the first transmit channel test

编号	调幅设置(dB)	调相设置(°)	x通道幅度(dB)	x通道相位(°)	y通道幅度(dB)	y通道相位(°)	幅度比(dB)	相位差(°)	AR参数(dB)
1	2.5	5.625	-13.3275	-40.4487	-13.4555	-132.3204	0.1281	91.8717	0.3114
2	2.5	185.625	-13.3081	139.3082	-13.4567	-132.3170	0.1486	-88.3748	0.2878
3	3.0	11.250	-13.5909	-45.1950	-13.4556	-132.3143	-0.1353	87.1193	0.4574
4	3.0	191.250	-13.5295	134.5363	-13.4578	-132.3216	-0.0717	-93.1422	0.4819

表 3 第2次发射通道部分测试结果

Tab. 3 Partial measured results of the second transmit channel test

编号	调幅设置(dB)	调相设置(°)	x通道幅度(dB)	x通道相位(°)	y通道幅度(dB)	y通道相位(°)	幅度比(dB)	相位差(°)	AR参数(dB)
1	2.5	5.625	-13.3411	-39.9068	-13.4518	-131.8972	0.1106	91.9904	0.3214
2	2.5	185.625	-13.3186	139.9906	-13.4539	-131.8965	0.1353	-88.1129	0.3165
3	3.0	11.250	-13.6044	-44.5745	-13.4533	-131.8974	-0.1511	87.3299	0.4332
4	3.0	191.250	-13.5426	135.2489	-13.4533	-131.8920	-0.0894	-92.8591	0.4427

## 5 结论

本文提出了使用实际发射极化波的AR参数对发射圆极化波的简缩极化模式的发射误差进行分析评估。相比同样用于评估雷达系统极化质量的MNE参数，AR参数拥有3个优势：AR参数可以更好量化发射通道不平衡的幅度误差；AR参数可以量化发射通道串扰的相位误差；在工程应用中，AR参数更容易测量估计，因此更具有实际的应用价值。通过发射圆极化波的实验系统的测试数据，本文最后还展示了基于AR参数的发射误差分析方法还可以应用于综合评估分析实际极化SAR系统的相关设计指标是否达标。

## 参考文献

- [1] MOREIRA A, PRATS-IRAOLA P, YOUNIS M, *et al.* A tutorial on synthetic aperture radar[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine*, 2013, 1(1): 6-43. doi: 10.1109/MGRS.2013.2248301.
- [2] CHEN Siwei, LI Yongzhen, WANG Xuesong, *et al.* Modeling and interpretation of scattering mechanisms in polarimetric synthetic aperture radar: Advances and perspectives[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2014, 31(4): 79-89. doi: 10.1109/MSP.2014.2312099.
- [3] CHARBONNEAU F J, BRISCO B, RANEY R K, *et al.* Compact polarimetry overview and applications assessment[J]. *Canadian Journal of Remote Sensing*, 2010,

- 36(Suppl 2): S298–S315. doi: [10.5589/M10-062](https://doi.org/10.5589/M10-062).
- [4] SOUYRIS J C, IMBO P, FJORTOFT R, *et al.* Compact polarimetry based on symmetry properties of geophysical media: The  $\pi/4$  mode[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2005, 43(3): 634–646. doi: [10.1109/TGRS.2004.842486](https://doi.org/10.1109/TGRS.2004.842486).
- [5] STACY N and PREISS M. Compact polarimetric analysis of X-band SAR data[C]. The 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, 2006.
- [6] RANEY R K. Hybrid-polarity SAR architecture[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2007, 45(11): 3397–3404. doi: [10.1109/TGRS.2007.895883](https://doi.org/10.1109/TGRS.2007.895883).
- [7] 洪文. 基于混合极化架构的极化SAR: 原理与应用(中英文)[J]. 雷达学报, 2016, 5(6): 559–595. doi: [10.12000/JR16074](https://doi.org/10.12000/JR16074).  
HONG Wen. Hybrid-polarity architecture based polarimetric SAR: Principles and applications (in Chinese and in English)[J]. *Journal of Radars*, 2016, 5(6): 559–595. doi: [10.12000/JR16074](https://doi.org/10.12000/JR16074).
- [8] RANEY R K. Comparing compact and quadrature polarimetric SAR performance[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2016, 13(6): 861–864. doi: [10.1109/LGRS.2016.2550863](https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2550863).
- [9] RANEY R K, SPUDIS P D, BUSSEY B, *et al.* The lunar mini-RF radars: Hybrid polarimetric architecture and initial results[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(5): 808–823. doi: [10.1109/JPROC.2010.2084970](https://doi.org/10.1109/JPROC.2010.2084970).
- [10] MISRA T and KIRANKUMAR A S. RISAT-1: Configuration and performance evaluation[C]. 2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium, Beijing, China, 2014: 1–4. doi: [10.1109/URSIGASS.2014.6929612](https://doi.org/10.1109/URSIGASS.2014.6929612).
- [11] KANKAKU Y, OSAWA Y, SUZUKI S, *et al.* The overview of the L-band SAR onboard ALOS-2[C]. The Progress in Electromagnetics Research Symposium, Moscow, Russia, 2009: 735–738.
- [12] TOUZI R and CHARBONNEAU F. Requirements on the calibration of hybrid-compact SAR[C]. 2014 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium, Quebec City, Canada, 2014: 1109–1112. doi: [10.1109/IGARSS.2014.6946623](https://doi.org/10.1109/IGARSS.2014.6946623).
- [13] THOMPSON A A. Overview of the RADARSAT constellation mission[J]. *Canadian Journal of Remote Sensing*, 2015, 41(5): 401–407. doi: [10.1080/07038992.2015.1104633](https://doi.org/10.1080/07038992.2015.1104633).
- [14] WANG Yanting, AINSWORTH T L, and LEE J S. Assessment of system polarization quality for polarimetric SAR imagery and target decomposition[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(5): 1755–1771. doi: [10.1109/TGRS.2010.2087342](https://doi.org/10.1109/TGRS.2010.2087342).
- [15] GUO Shenglong, ZHANG Jingjing, LI Yang, *et al.* Effects of polarization distortion at transmission and faraday rotation on compact polarimetric SAR system and  $H/\bar{\alpha}$  decomposition[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2015, 12(8): 1700–1704. doi: [10.1109/LGRS.2015.2420116](https://doi.org/10.1109/LGRS.2015.2420116).
- [16] LEE J S and POTTIER E. Polarimetric Radar Imaging: From Basics to Applications[M]. Boca Raton: CRC press, 2009.
- [17] 陈琳, 张晶晶, 李洋, 等. 单发双收SAR系统通用极化定标算法[J]. 雷达学报, 2012, 1(3): 323–328. doi: [10.3724/SP.J.1300.2012.20062](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2012.20062).  
CHEN Lin, ZHANG Jingjing, LI Yang, *et al.* General calibration algorithm for single-transmitting-dual-receiving polarimetric SAR system[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(3): 323–328. doi: [10.3724/SP.J.1300.2012.20062](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2012.20062).
- [18] JIANG Sha, QIU Xiaolan, HAN Bing, *et al.* Error source analysis and correction of GF-3 polarimetric data[J]. *Remote Sensing*, 2018, 10(11): 1685. doi: [10.3390/rs10111685](https://doi.org/10.3390/rs10111685).
- [19] WRIGHT P A, QUEGAN S, WHEADON N S, *et al.* Faraday rotation effects on L-band spaceborne SAR data[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2003, 41(12): 2735–2744. doi: [10.1109/TGRS.2003.815399](https://doi.org/10.1109/TGRS.2003.815399).
- [20] FREEMAN A and SAATCHI S S. On the detection of faraday rotation in linearly polarized L-band SAR backscatter signatures[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2004, 42(8): 1607–1616. doi: [10.1109/TGRS.2004.830163](https://doi.org/10.1109/TGRS.2004.830163).
- [21] LIANG Weibin, JIA Zengzeng, QIU Xiaolan, *et al.* Polarimetric calibration of the GaoFen-3 mission using active radar calibrators and the applicable conditions of system model for radar polarimeters[J]. *Remote Sensing*, 2019, 11(2): 176. doi: [10.3390/rs11020176](https://doi.org/10.3390/rs11020176).
- [22] MCKERRACHER P L, JENSEN J R, SEQUEIRA H B, *et al.* Mini-RF calibration, a unique approach to on-orbit synthetic aperture radar system calibration[C]. The 41st Lunar and Planetary Science Conference, The Woodlands, USA, 2010: 2352.

### 作者简介



陈诗强(1990-), 男, 中国科学院电子学研究所读博士生, 研究方向为混合极化系统误差分析及相关应用研究。

E-mail: chenshiqiang13@mails.ucas.ac.cn



洪文(1968-), 女, 中国科学院电子学研究所研究员, 博士生导师, 研究方向为极化/极化干涉SAR处理及应用、三维SAR信号处理、圆迹SAR信号处理以及稀疏微波成像技术等。

E-mail: whong@mail.ie.ac.cn