

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.240410001

# 星地 P 波段信号电离层效应下 DOA-极化校正\*

孙家霖<sup>1a</sup>, 蔡力<sup>1b</sup>, 熊冉<sup>2</sup>, 吕胜杰<sup>3</sup>, 赵梦奎<sup>4</sup>, 高火涛<sup>1a</sup>

(1. 武汉大学 a. 电子信息学院; b. 电气与自动化学院, 武汉 430072;

2. 中国人民解放军 32382 部队, 武汉 430311; 3. 国家广播电视总局 2021 台, 黑龙江 齐齐哈尔 161006;

4. 鸣飞伟业技术有限公司, 武汉 430070)

**摘要:**星地通信背景下, P 波段信号在穿越大气到达地面阵列的过程中, 受到电离层效应的影响, 其波达方向 (Direction of Arrival, DOA) 与极化角均发生改变, 因此现有 DOA-极化联合估计算法得到的估计值与真实值之间存在误差。为解决此问题, 从 DOA 和极化角两个方面分别进行校正。首先考虑电离层折射效应, 建立电离层信号传播模型, 以此为基础提出俯仰角误差修正方法。其次针对电离层法拉第旋转 (Faraday Rotation, FR) 效应, 分析法拉第旋转角 (Faraday Rotation Angle, FRA) 对信号极化的影响, 根据地面目标散射过程, 提出两种基于散射矩阵的 FRA 估计方法。通过仿真实验可知, 所提方法可以准确计算 P 波段信号俯仰角修正值与 FRA, 在一定条件下, 将俯仰角估计精度提高约  $0.1^\circ$ , FRA 估计精度提高近  $1^\circ$ , 从而实现 DOA 与极化角的校正。

**关键词:**星地通信; P 波段信号; 电离层效应; DOA 校正; 俯仰角修正; FRA 估计

开放科学 (资源服务) 标识码 (OSID):



中图分类号: P352; TN011.2 文献标志码: A 文章编号: 1001-893X(2025)11-1894-09

## Correction of Ionospheric Effects on DOA-polarization Estimation of Spatial Signal

SUN Jialin<sup>1a</sup>, CAI Li<sup>1b</sup>, XIONG Ran<sup>2</sup>, LYU Shengjie<sup>3</sup>, ZHAO Mengkui<sup>4</sup>, GAO Huotao<sup>1a</sup>

(1a. School of Electronic Information; 1b. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China; 2. Unit 32382 of PLA, Wuhan 430311, China; 3. Station 2021 of National Radio and Television Administration, Qiqihar 161006, China; 4. Mingfei Weiye Technology Co., Ltd., Wuhan 430070, China)

**Abstract:** In satellite-to-ground communication, during the process of P-band signal crossing the atmosphere to reach the ground array, its direction of arrival (DOA) and polarization angle are changed by ionosphere effects. Therefore, there is an error between the estimated values obtained by the existing DOA-polarization estimation algorithm and the real values. In order to solve the problem, corrections are made from the aspects of DOA and polarization angle. Firstly, considering the ionospheric refraction effect, a signal propagation model of ionosphere is established, based on which a correction method for pitch angle error is proposed. Secondly, regarding the Faraday rotation (FR) effect of ionosphere, the influence of Faraday rotation angle (FRA) on signal polarization is analyzed, and two estimation methods of FRA based on scattering matrix are proposed according to the process of ground target scattering. Simulation results demonstrate that the proposed methods can accurately calculate the correction value of pitch angle and FRA of P-band signal. Under certain conditions, the pitch angle estimation accuracy is improved by about  $0.1^\circ$ , and the FRA estimation accuracy is improved by nearly  $1^\circ$ , so the correction of DOA and polarization angle is realized.

**Key words:** satellite-to-ground communication; P-band signal; ionospheric effect; DOA correction; pitch angle correction; FRA estimation

\* 收稿日期: 2024-04-10; 修回日期: 2024-06-11

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金项目 (2042019K50264, 2042019GF0013, 2042020GF0003); 国防科技技术预先研究基金 (61404130132); 湖北省自然科学基金 (2014CFA093);

通信作者: 高火涛 Email: gaoght863@163.com

## 0 引言

阵列信号处理技术是近几十年来学者们研究的热点问题<sup>[1-6]</sup>,其研究目的在于提取阵列接收信号,并估计波达方向(Direction of Arrival, DOA)、极化角等特征信息。极化敏感阵列具备稳健的信号检测能力与极化多址性能<sup>[7]</sup>,可同时提取信号的空间时延信息和极化信息,从而用于信号的 DOA-极化联合估计<sup>[8-10]</sup>。

近年来,针对极化敏感阵列的 DOA-极化联合估计理论研究取得了一定成果。文献[11]采用交叉电偶极子作为阵元,利用 ESPRIT 算法实现来波信号方位与极化参数联合估计。文献[12-14]针对电磁矢量传感器阵列,分别研究了存在原位误差以及近场源、相干源入射阵列时的 DOA-极化联合估计问题。文献[15]基于柱面共形阵列,实现了入射信号的二维方位角与极化参数的联合估计。文献[16-17]采用基于子阵分割的有向阵元 MUSIC 算法,分别对球面阵列与柱面阵列进行 DOA-极化联合估计。上述研究均采用自由空间信道模型对信号进行理想化建模,然而在实际信号传输过程中,由于大气对电磁波的影响,信道模型发生改变。星地通信背景下,P 波段信号在到达地面阵列的过程中,会穿过大气中的电离层,在该区域,中性气体由于太阳电磁辐射和宇宙高能粒子的碰撞而发生电离,产生大量的自由电子与正离子,大气介电性质明显改变<sup>[18]</sup>。信号受到电离层效应的影响,其特征信息变化,自由空间信道模型无法适用,因此 DOA-极化联合估计结果与真实值之间存在误差,需要通过后续处理进行校正。

本文从 DOA 与极化角两个方面对星地 P 波段信号电离层效应下 DOA-极化联合估计进行校正。首先考虑电离层折射效应,根据电离层折射指数垂直分布曲线建立电离层信号传播模型,以此为基础提出俯仰角误差修正方法。其次针对电离层法拉第旋转(Faraday Rotation, FR)效应,分析法拉第旋转角(Faraday Rotation Angle, FRA)对信号极化的影响,基于地面目标散射过程,提出两种 FRA 估计方法,并与现有方法进行性能对比。

## 1 电离层折射效应与 DOA 校正

由于重力作用,电离层中的带电粒子具有垂向分布特性,因此垂直方向电子密度分布差异明显,穿行其中的电磁波受到影响,传播路径发生弯折,俯仰角改变。该现象称为电离层折射效应。受到折射效应的影响,星地 P 波段信号 DOA 估计值与真实值之

间存在误差。

为实现 DOA 校正,必须对俯仰角误差进行修正。本节从以下两个方面进行研究:首先根据电离层电子密度分布,建立电离层折射指数模型;其次建立信号在电离层中传播的几何模型,在该模型的基础上提出俯仰角误差修正方法,并通过仿真实验进行验证。

### 1.1 电离层折射指数模型

电离层在整体上呈现电中性的等离子体状态,但是大量处于游离态的带电粒子使大气介电性质发生改变,影响电磁波的传播。对于甚高频(Very High Frequency, VHF)以上,即频率高于 300 MHz 的电磁波,可忽略粒子碰撞造成的吸收项,并且除垂直于磁场方向外,其他方向上的电磁波可认为是准纵传播。若不考虑双折射效应,电离层折射指数可近似为

$$n_i \approx 1 - \frac{X_p}{2} = 1 - \frac{2\pi r_e N_e}{k_0^2} \quad (1)$$

式中: $n_i$  为电离层折射指数; $r_e = e^2 / (4\pi\epsilon_0 c^2)$  为经典电子半径, $c = 3 \times 10^8$  m/s 为真空中的光速; $N_e$  为电离层电子密度; $k_0 = 2\pi/\lambda$  为电磁波波数, $\lambda$  为对应波长。

由式(1)可知,电离层折射指数与电子密度有关。电子密度垂直分布可以通过模型获得。基于大量地基和空间测量数据的国际参考电离层(International Reference Ionosphere, IRI)模型<sup>[19]</sup>已发展为能够描述大多数规则电离层现象的经验模型,目前已得到无线电科学国际联盟(International Union of Radio Science, URSI)与国际标准化组织(International Standardization Organization, ISO)等机构的广泛认可<sup>[20-21]</sup>。本文利用 IRI 模型获取电离层电子密度分布,根据对应的时间、地理位置,可得 2012-02-11T16LT 武汉地区( $114^\circ\text{E}, 30^\circ\text{N}$ )电离层电子密度垂直分布,如图 1 所示。

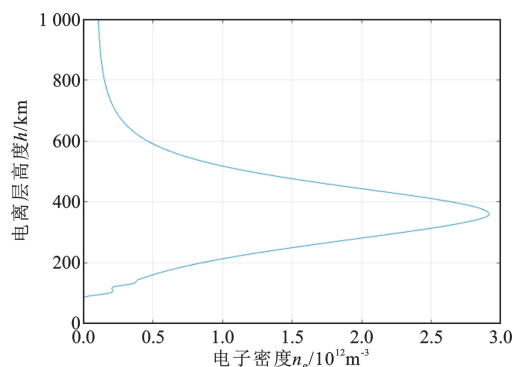


图 1 2012-02-11T16LT 武汉地区  
电离层电子密度垂直分布曲线

当 P 波段频率为 300 MHz 的电磁波通过电离层,将电磁波频率与电子密度垂直分布代入式(1),可得 2012-02-11T16LT 武汉地区电离层折射指数垂直分布曲线,如图 2 所示。

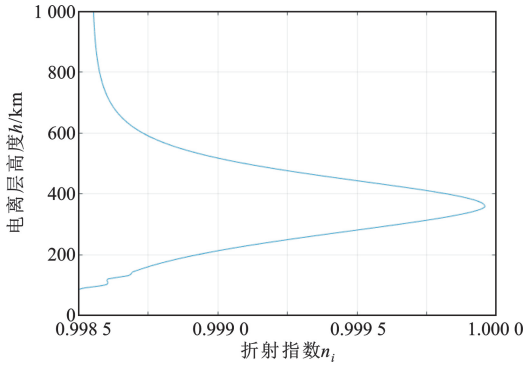


图 2 2012-02-11T16LT 武汉地区  
电离层折射指数垂直分布曲线

### 1.2 电离层信号传播模型及折射误差修正方法

一般情况下,电离层电子密度在垂直方向上的变化远大于在水平方向上的变化,可以认为电子密度在水平方向上均匀分布,进而电离层折射指数在同一水平面内保持一致。由图 2 可知,电离层折射指数在垂直方向上是缓变的,因此可以将电离层区域垂直分层,假设层内折射指数保持不变,当信号通过电离层时,在层内沿直线传播,层间发生折射。基于此原理,构建电离层信号传播模型,如图 3 所示。

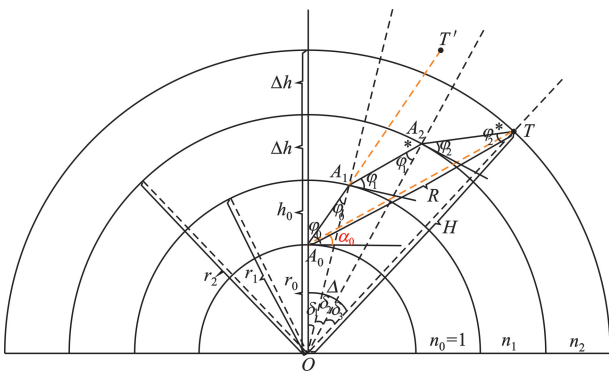


图 3 电离层信号传播模型

该模型中的物理量定义如下:  $O$  为地心;  $r_0 = 6371$  km 为地球半径;  $h_0 = 60$  km 为电离层下界高度,  $h_0$  以上高度为电离层;  $n_0 = 1$  为空气折射指数;  $A_0$  为地面阵列位置;  $\varphi_0$  为俯仰角估计值;  $\varphi_0^*$  为电磁波穿过电离层后的折射角;  $\delta_0$  为电磁波在电离层

以下区域传播路径所对应的地心夹角;  $A_i$  为电磁波在通过第  $i$  层电离层的穿刺点位置;  $\varphi_i$  为电磁波通过第  $i$  层电离层的俯仰角;  $\varphi_i^*$  为电磁波进入第  $i$  层电离层的折射角;  $\delta_i$  为电磁波在第  $i$  层电离层中传播路径所对应的地心夹角;  $n_i$  为第  $i$  层电离层的折射指数;  $r_i$  为第  $i$  层电离层与地心之间的距离,且  $r_{i+1} = r_i + \Delta h$ ,  $\Delta h$  为电离层分层高度;  $T$  为真实目标所在位置;  $T'$  为电离层折射效应导致的目标被误判的位置;  $H$  为目标距地面高度;  $R$  为目标与地面阵列之间的距离;  $\Delta$  为目标地心角;  $\alpha_0$  为俯仰角修正值。

基于图 3 模型,提出一种俯仰角误差修正方法,根据俯仰角估计值  $\varphi_0$ ,计算俯仰角修正值  $\alpha_0$ 。具体过程如下:

1) 第  $i$  层电离层的俯仰角  $\varphi_i$

根据折射定律,可以建立相邻分层之间俯仰角与折射角的关系:

$$n_i \sin \varphi_i^* = n_{i+1} \sin \left( \frac{\pi}{2} - \varphi_i \right) \quad (2)$$

在三角形  $OA_iA_{i+1}$  中,由正弦定理可得

$$\frac{r_i}{\sin \varphi_i^*} = \frac{r_{i+1}}{\sin \left( \varphi_i + \frac{\pi}{2} \right)} \quad (3)$$

通过式(2)~(3),可得电磁波通过电离层相邻两层的俯仰角关系,通过递推可得第  $i$  层电离层的俯仰角  $\varphi_i$  与俯仰角估计值  $\varphi_0$  的关系:

$$\varphi_i = \arccos \left( \frac{n_0 r_0}{n_i r_i} \cos \varphi_0 \right) \quad (4)$$

2) 目标地心角  $\Delta$

在三角形  $OA_iA_{i+1}$  中,通过式(2)~(3)求得俯仰角  $\varphi_i$  与折射角  $\varphi_i^*$ ,则传播路径对应地心夹角  $\delta_i$  可表示为

$$\delta_i = \frac{\pi}{2} - (\varphi_i + \varphi_i^*) \quad (5)$$

求得每层地心夹角,累加即可得到目标地心角  $\Delta$ ,即

$$\Delta = \sum_i \delta_i \quad (6)$$

3) 俯仰角修正值  $\alpha_0$

在三角形  $OA_0T$  中,由余弦定理可得

$$R = \sqrt{r_0^2 + (r_0 + H)^2 - 2r_0(r_0 + H) \cos \Delta} \quad (7)$$

求得目标与地面阵列之间的距离后,再次利用余弦定理,即可得到俯仰角修正值  $\alpha_0$ :

$$\alpha_0 = \arccos\left(\frac{r_0^2 + R^2 - (r_0 + H)^2}{2r_0R}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

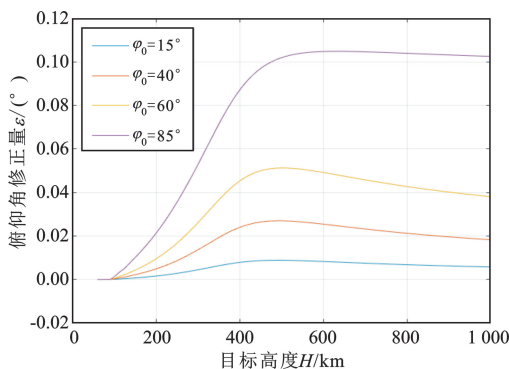
### 1.3 电离层俯仰角修正量仿真

通过 1.2 节提出的俯仰角误差修正方法,根据电磁波频率、俯仰角估计值等信息,可以求得俯仰角修正值,实现 DOA 校正。俯仰角估计值与修正值之差为俯仰角修正量,记为  $\varepsilon$ ,即

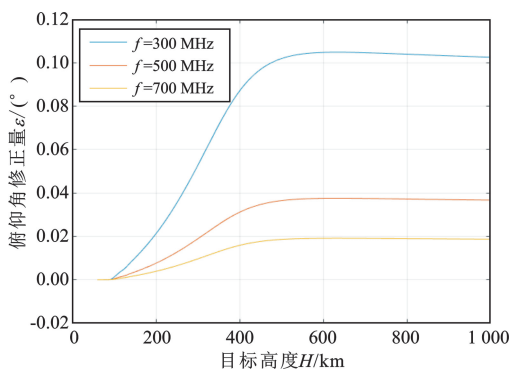
$$\varepsilon = |\alpha_0 - \varphi_0| \quad (9)$$

基于 MATLAB 编程软件,可以定量分析星地通信背景下 P 波段信号在不同入射方位与不同频率情况下的俯仰角修正量,仿真场景为 2012-02-11T16LT 武汉地区电离层。

P 波段频率为 300 MHz 的信号到达地面阵列,当俯仰角估计值  $\varphi_0$  分别为  $15^\circ$ 、 $40^\circ$ 、 $60^\circ$  和  $85^\circ$  时,俯仰角修正量随目标高度的变化规律如图 4(a) 所示。当频率分别为 300 MHz、500 MHz 和 700 MHz 的信号到达地面阵列时,若俯仰角估计值  $\varphi_0$  均为  $85^\circ$ ,俯仰角修正量随目标高度的变化规律如图 4(b) 所示。



(a) 不同入射方位俯仰角修正量



(b) 不同频率俯仰角修正量

图 4 俯仰角修正量随目标高度变化曲线

由图 4(a) 可知,信号俯仰角估计值越大,即入射方位越接近平行于地面,俯仰角修正量越大。当俯仰角估计值为  $85^\circ$  时,俯仰角修正量在部分高度范围内超过  $0.1^\circ$ 。由图 4(b) 可知,信号频率越低,俯仰角修正量越大。当频率为 300 MHz 的信号通过电离层时,俯仰角修正量在部分高度范围内超过  $0.1^\circ$ 。

综上所述,在大俯仰角入射和较低频段的情况下,本文提出的修正方法计算所得俯仰角修正量较大,提高了 DOA 估计的准确性,实现了星地 P 波段信号 DOA 校正。

## 2 电离层 FR 效应与极化角校正

本节分析电离层效应对线极化电磁波的影响。其他极化模式的电磁波均可分解为不同幅度、相位线极化波的组合,可以同理分析。线极化波在电离层中传输时,受到双折射效应的影响,会分裂为能量相等、旋向相反的两个圆极化波,由于相速度不同,两个圆极化波偏转角度有所差异。穿过电离层后,两个圆极化波重新合成一个线极化波,但其极化方向相比原线极化波存在角度偏差,该角度称为法拉第旋转角(Faraday Rotation Angle, FRA),记为  $\Omega$ ,该现象称为法拉第旋转(Faraday Rotation, FR)效应。受到 FR 效应的影响,星地 P 波段信号极化角估计值与真实值之间存在误差。

为实现极化角校正,必须对 FRA 准确估计。本节从以下两个方面进行研究:首先基于地面目标散射的过程,分析 FRA 估计原理;其次提出两种 FRA 估计方法,并与现有方法进行性能对比。

### 2.1 FRA 估计原理

电磁波信号可由两个分量构成的列向量表示,该列向量称为琼斯矢量,其表达式为

$$\mathbf{E}_0 = [E_{0H} \ E_{0V}]^T \quad (10)$$

式中:  $E_{0H}$  与  $E_{0V}$  表示两个垂直分量。

当线极化波进入电离层时,分解为两个圆极化波,可表示为

$$\mathbf{E}_0 = \mathbf{E}_{01} + \mathbf{E}_{02} = E_{01} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} + E_{02} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $\mathbf{E}_{01} = (E_{0H} + jE_{0V})/2$ ;  $\mathbf{E}_{02} = (E_{0H} - jE_{0V})/2$ 。两圆极化波传播常量分别为  $k_0 n_+$  与  $k_0 n_-$ 。

两圆极化波离开电离层后,重新合成线极化波,其表达式为

$$\mathbf{E} = \mathbf{F} \mathbf{E}_0 e^{-jk_0 \cdot r_0} e^{j\Omega r_c \text{TEC}} \quad (12)$$

式中:  $e^{-jk_0 \cdot r_0}$  表示信号传输过程中的相位延迟;  $e^{j\lambda r_e \text{TEC}}$  表示电离层色散效应的影响,  $r_e$  为经典电子半径, TEC 为电离层电子总量;  $F$  为法拉第旋转矩阵 (Faraday Rotation Matrix, FRM), 其表达式为

$$F = \begin{bmatrix} \cos \Omega & \sin \Omega \\ -\sin \Omega & \cos \Omega \end{bmatrix} \quad (13)$$

经过地面目标散射后的信号表达式为

$$E_s = SE = SFE_0 e^{-jk_0 \cdot r_0} e^{j\lambda r_e \text{TEC}} \quad (14)$$

式中:  $S$  为地面目标散射矩阵, 其形式为

$$S = \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{vh} \\ S_{hv} & S_{vv} \end{bmatrix} \quad (15)$$

散射矩阵  $S$  中的元素对应收发天线通道,  $h$  表示天线采用水平极化,  $v$  表示天线采用垂直极化。根据收发天线极化方式的异同,  $S_{hh}$  与  $S_{vv}$  为同极化通道,  $S_{hv}$  与  $S_{vh}$  为交叉极化通道。电磁波被地面目标散射后, 会再次穿过电离层并被重新接收, 接收信号可表示为

$$E_a = FE_s = FSFE_0 e^{-jk_0 \cdot r_0} e^{j\lambda r_e \text{TEC}} = ME_0 e^{-jk_0 \cdot r_0} e^{j\lambda r_e \text{TEC}} \quad (16)$$

式中:  $M$  为测量散射矩阵, 其形式为

$$M = FSF = \begin{bmatrix} M_{hh} & M_{vh} \\ M_{hv} & M_{vv} \end{bmatrix} \quad (17)$$

在给定背景电离层场景中,  $e^{-jk_0 \cdot r_0}$  与  $e^{j\lambda r_e \text{TEC}}$  均为已知量, 因此, 对 FR 效应的研究取决于测量散射矩阵  $M$ 。根据散射互异性原理, 有  $S_{hv} = S_{vh}$ , 将矩阵  $M$  展开并化简可得

$$\begin{cases} M_{hh} = S_{hh} \cos^2 \Omega - S_{vv} \sin^2 \Omega \\ M_{hv} = S_{hv} + (S_{hh} + S_{vv}) \sin(2\Omega) / 2 \\ M_{vh} = S_{hv} - (S_{hh} + S_{vv}) \sin(2\Omega) / 2 \\ M_{vv} = S_{vv} \cos^2 \Omega - S_{hh} \sin^2 \Omega \end{cases} \quad (18)$$

由式 (18) 可知, FRA 的存在使得测量散射矩阵  $M$  不同于真实散射矩阵  $S$ 。对于已知地面目标, 可以通过测量散射矩阵  $M$  得到 FRA 估计值, 从而实现极化角校正。

## 2.2 FRA 估计方法

对测量散射矩阵  $M$  进行一定的变换, 可以得到两种 FRA 估计方法。

### 2.2.1 基于极化协方差矩阵的 FRA 估计方法

令  $M_1 = [M_{hh} \ M_{hv} \ M_{vh} \ M_{vv}]^T$ ,  $M_1$  对应的极化协方差矩阵 (Polarimetric Covariance Matrix, PCM) 定义为

$$C = \langle M_1 M_1^T \rangle \quad (19)$$

式中:  $\langle \cdot \rangle$  为空间平均运算。将式 (19) 展开可得

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle M_{hh} M_{hh}^* \rangle & \langle M_{hh} M_{hv}^* \rangle & \langle M_{hh} M_{vh}^* \rangle & \langle M_{hh} M_{vv}^* \rangle \\ \langle M_{hv} M_{hh}^* \rangle & \langle M_{hv} M_{hv}^* \rangle & \langle M_{hv} M_{vh}^* \rangle & \langle M_{hv} M_{vv}^* \rangle \\ \langle M_{vh} M_{hh}^* \rangle & \langle M_{vh} M_{hv}^* \rangle & \langle M_{vh} M_{vh}^* \rangle & \langle M_{vh} M_{vv}^* \rangle \\ \langle M_{vv} M_{hh}^* \rangle & \langle M_{vv} M_{hv}^* \rangle & \langle M_{vv} M_{vh}^* \rangle & \langle M_{vv} M_{vv}^* \rangle \end{bmatrix} \quad (20)$$

PCM 各元素之间有以下关系成立:

$$\begin{cases} C_{11} - C_{22} - C_{33} + C_{44} + C_{23} + C_{32} + C_{14} + C_{41} = (\sigma_{11} + 2\text{Re}(C_{13})) \cos 4\Omega \\ C_{13} + C_{31} + C_{34} + C_{43} - C_{12} - C_{21} - C_{24} - C_{42} = (\sigma_{11} + 2\text{Re}(C_{13})) \sin 4\Omega \end{cases} \quad (21)$$

根据式 (21), 构造复数  $Z$ , 其表达式为

$$Z = (C_{11} - C_{22} - C_{33} + C_{44} + C_{23} + C_{32} + C_{14} + C_{41}) + j(C_{13} + C_{31} + C_{34} + C_{43} - C_{12} - C_{21} - C_{24} - C_{42}) \quad (22)$$

对复数  $Z$  取幅角, 可以得到一种 FRA 估计方法, 记为 N1 方法:

$$\hat{\Omega}_{N1} = \frac{1}{4} \arg(Z) \quad (23)$$

### 2.2.2 圆极化基下 PCM 数据的 FRA 估计方法

将线极化的测量散射矩阵  $M$  转化为圆极化基, 有以下关系成立:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{hh} & M_{vh} \\ M_{hv} & M_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

令  $Z_{\text{cir}} = [Z_{11} \ Z_{12} \ Z_{21} \ Z_{22}]^T$ ,  $Z_{\text{cir}}$  对应的 PCM 定义为

$$C_{\text{cir}} = \langle Z_{\text{cir}} Z_{\text{cir}}^T \rangle \quad (25)$$

将式 (25) 展开可得

$$\begin{bmatrix} C_{\text{cir}11} & C_{\text{cir}12} & C_{\text{cir}13} & C_{\text{cir}14} \\ C_{\text{cir}21} & C_{\text{cir}22} & C_{\text{cir}23} & C_{\text{cir}24} \\ C_{\text{cir}31} & C_{\text{cir}32} & C_{\text{cir}33} & C_{\text{cir}34} \\ C_{\text{cir}41} & C_{\text{cir}42} & C_{\text{cir}43} & C_{\text{cir}44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle Z_{11} Z_{11}^* \rangle & \langle Z_{11} Z_{12}^* \rangle & \langle Z_{11} Z_{21}^* \rangle & \langle Z_{11} Z_{22}^* \rangle \\ \langle Z_{12} Z_{11}^* \rangle & \langle Z_{12} Z_{12}^* \rangle & \langle Z_{12} Z_{21}^* \rangle & \langle Z_{12} Z_{22}^* \rangle \\ \langle Z_{21} Z_{11}^* \rangle & \langle Z_{21} Z_{12}^* \rangle & \langle Z_{21} Z_{21}^* \rangle & \langle Z_{21} Z_{22}^* \rangle \\ \langle Z_{22} Z_{11}^* \rangle & \langle Z_{22} Z_{12}^* \rangle & \langle Z_{22} Z_{21}^* \rangle & \langle Z_{22} Z_{22}^* \rangle \end{bmatrix} \quad (26)$$

在散射互异性假设与方位反射对称性假设下,有以下关系成立:

$$\langle S_{hh} S_{hv}^* \rangle = \langle S_{hh} S_{vh}^* \rangle = \langle S_{vv} S_{hv}^* \rangle = \langle S_{vv} S_{vh}^* \rangle = 0 \quad (27)$$

在该假设下,  $C_{cir}$  中的元素满足以下关系:

$$\begin{cases} \text{Re}(C_{cir24}) = (|S_{vv}|^2 - |S_{hh}|^2) \sin 2\Omega - 2\text{Im}(S_{hh} S_{vv}^*) \cos 2\Omega \\ \text{Im}(C_{cir24}) = (|S_{vv}|^2 - |S_{hh}|^2) \cos 2\Omega + 2\text{Im}(S_{hh} S_{vv}^*) \sin 2\Omega \\ \text{Re}(C_{cir34}) = -( |S_{vv}|^2 - |S_{hh}|^2 ) \sin 2\Omega - 2\text{Im}(S_{hh} S_{vv}^*) \cos 2\Omega \\ \text{Im}(C_{cir34}) = ( |S_{vv}|^2 - |S_{hh}|^2 ) \cos 2\Omega - 2\text{Im}(S_{hh} S_{vv}^*) \sin 2\Omega \end{cases} \quad (28)$$

根据式(28),可以得出一种 FRA 估计方法,记为 N2 方法:

$$\hat{\Omega}_{N2} = \frac{1}{2} \arctan \left( \frac{\text{Re}(C_{cir24} - C_{cir34})}{\text{Im}(C_{cir24} + C_{cir34})} \right) \quad (29)$$

### 2.3 FRA 估计方法性能仿真

考虑地面目标所处环境,目标散射矩阵  $S$  可能受到系统加性噪声的影响,信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)可定义为

$$\text{SNR} = \frac{\langle |S_{hh}|^2 \rangle + \langle |S_{vv}|^2 \rangle + 2\langle |S_{hv}|^2 \rangle}{\langle |N_{hh}|^2 \rangle + \langle |N_{vv}|^2 \rangle + 2\langle |N_{hv}|^2 \rangle} \quad (30)$$

此外,电磁波信号在经历地面目标散射并重新接收的过程中,会受到收发天线的扰动影响。因此,在式(16)的基础上,接收信号可以修正为

$$E_f = RFSFTE_0 e^{-jk_0 \cdot r_0} e^{j\Delta r_e \text{TEC}} \quad (31)$$

式中: $R$ 为接收天线扰动矩阵; $T$ 为发射天线扰动矩阵。 $R$ 和 $T$ 的表达式分别为

$$R = \begin{bmatrix} 1 & \delta_1 \\ \delta_2 & f_1 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 & \delta_3 \\ \delta_4 & f_2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中: $\delta_1$ 表示接收系统 H 极化天线与 V 极化天线之间的串扰; $\delta_2$ 表示接收系统 V 极化天线与 H 极化天线之间的串扰; $\delta_3$ 表示发射系统 H 极化天线与 V 极化天线之间的串扰; $\delta_4$ 表示发射系统 V 极化天线与 H 极化天线之间的串扰; $f_1$ 表示接收系统 H 极化天线与发射系统 V 极化天线之间的通道不平衡; $f_2$ 表示接收系统 V 极化天线与发射系统 H 极化天线之间的通道不平衡。

现有 FRA 估计方法中,整体性能最好的是 Bickel 和 Bates 于 1965 年提出的 B&B 方法<sup>[22]</sup>。

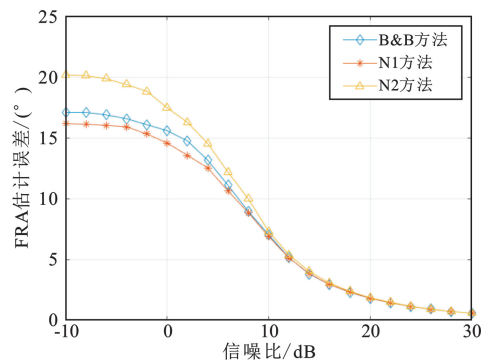
B&B 方法直接运用圆极化基下的测量散射矩阵元素进行 FRA 估计,散射矩阵元素受到系统误差的影响,使得 B&B 方法计算所得 FRA 估计值与真实值误差偏大。相比之下,N1 方法与 N2 方法通过空间平均的方法降低了系统误差,理论上可以提高 FRA 估计性能。以下将分别研究系统加性噪声、幅度不平衡、相位不平衡和串扰 4 种系统误差对 FRA 估计性能的影响,对比 N1 方法、N2 方法与 B&B 方法的性能。

对于某配试地面目标,在暗室中测得其散射矩阵为

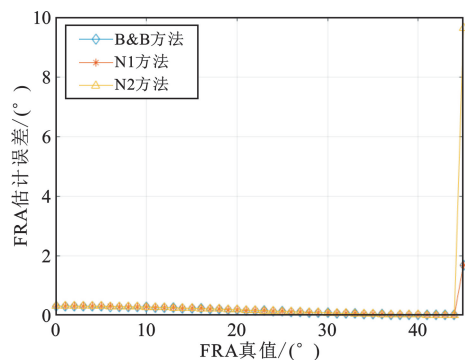
$$S = \begin{bmatrix} 0.36 - 0.54j & 0.30 - 0.38j \\ 0.30 - 0.38j & -0.33 + 0.16j \end{bmatrix} \quad (34)$$

针对每种误差,分别设计两类仿真实验。第一类实验中,向散射矩阵数据添加确定的 FRA 真值,对于 P 波段信号,可设为  $20^\circ$ ,探究系统误差大小对 FRA 估计方法性能的影响。第二类实验中,向散射矩阵数据添加确定的系统误差值,探究 FRA 真值大小对 FRA 估计性能的影响。

系统加性噪声对 FRA 估计性能的影响如图 5 所示。



(a) FRA 估计误差与信噪比的关系

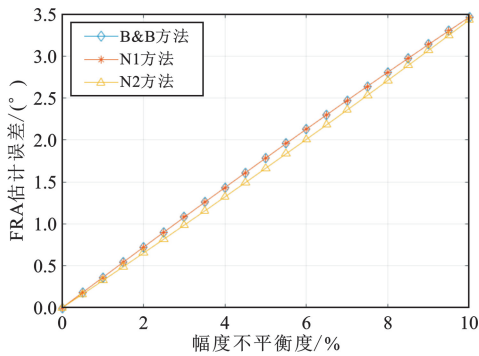


(b) FRA 估计误差与 FRA 真值的关系

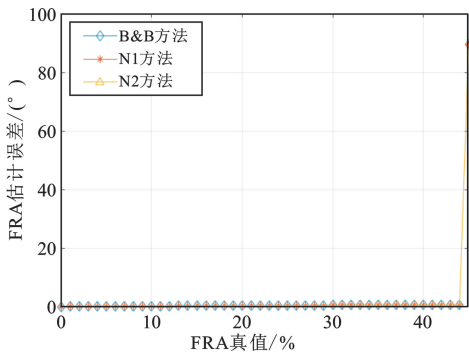
图 5 系统加性噪声对 FRA 估计性能的影响

由图 5(a)可知,N1 方法计算所得 FRA 估计误差低于 B&B 方法,3 种方法在信噪比高于 20 dB 时,估计误差均在 2°以下。由图 5(b)可知,当 FRA 真值为 45°时,由于 FRA 估计值超出±45°范围,FRA 估计出现严重误差;3 种方法估计所得结果均出现畸变点,存在估计模糊问题,N1 方法与 B&B 方法模糊程度低于 N2 方法。

幅度不平衡对 FRA 估计性能的影响如图 6 所示。由图 6(a)可知,N1 方法与 B&B 方法计算所得 FRA 估计误差相似,N2 方法误差更小,在相同幅度不平衡度下将估计误差缩小了近 0.2°,提升了 FRA 估计的性能;3 种方法在幅度不平衡度不超过 10% 时,估计误差均在 4°以下。由图 6(b)可知,当 FRA 真值为 45°时,由于 FRA 估计值超出±45°范围,FRA 估计出现严重误差,3 种方法估计所得结果均出现畸变点,存在估计模糊问题。



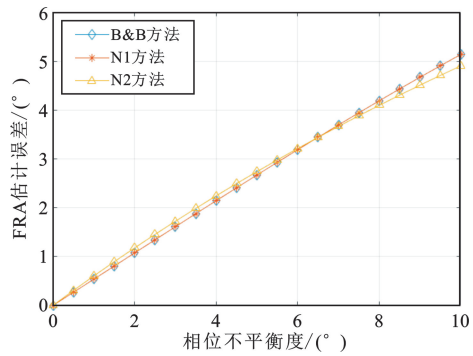
(a) FRA 估计误差与幅度不平衡度的关系



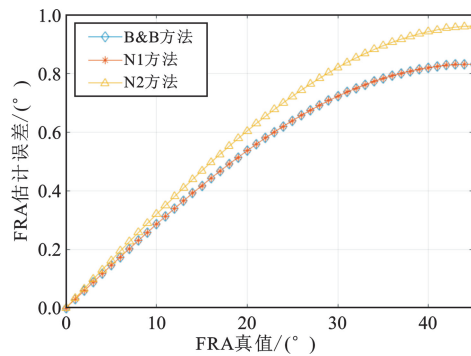
(b) FRA 估计误差与 FRA 真值的关系

图 6 幅度不平衡度对 FRA 估计方法性能的影响

相位不平衡对 FRA 估计性能的影响如图 7 所示。由图 7(a)可知,N1 方法与 B&B 方法计算所得 FRA 估计误差相似;当相位不平衡度超过 6°时,N2 方法误差更小,在相同相位不平衡度下将估计误差缩小了近 0.2°,提升了 FRA 估计的性能;3 种方法在幅度不平衡度不超过 10°时,估计误差均在 6°以下。由图 7(b)可知,3 种方法在 FRA 真值为 45°时均未出现畸变点,不存在估计模糊问题。



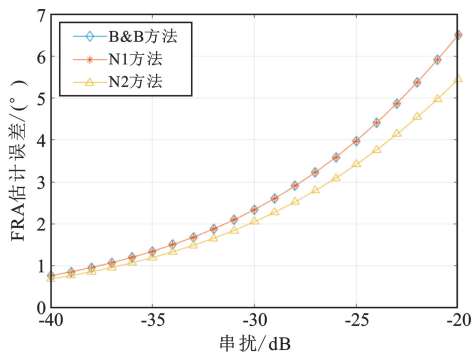
(a) FRA 估计误差与相位不平衡度的关系



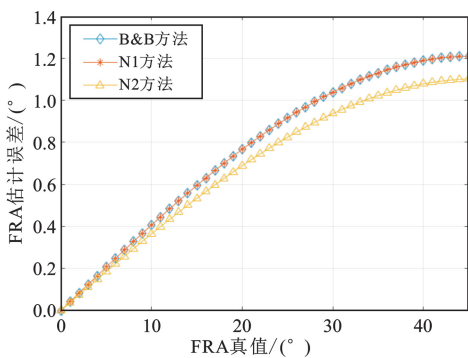
(b) FRA 估计误差与 FRA 真值的关系

图 7 相位不平衡度对 FRA 估计方法性能的影响

串扰对 FRA 估计性能的影响如图 8 所示。由图 8(a)可知,N1 方法与 B&B 方法计算所得 FRA 估计误差相似,N2 方法误差更小,在串扰不超过 -20 dB 时将估计误差降低到 6°以下,在串扰下将估计误差缩小了近 1°,提升了 FRA 估计的性能。由图 8(b)可知,3 种方法在 FRA 真值为 45°时均未出现畸变点,不存在估计模糊问题。



(a) FRA 估计误差与串扰的关系



(b) FRA 估计误差与 FRA 真值的关系

图 8 串扰对 FRA 估计方法性能的影响

综上所述,N1 方法改善了 B&B 方法在系统加性噪声影响下的 FRA 估计性能,N2 方法优化了 B&B 方法在幅相不平衡度和串扰影响下的 FRA 估计性能。因此,通过 N1 方法与 N2 方法能得到更加准确的 FRA 估计值,提高了极化角估计的准确性,与理论分析结果一致,实现了星地 P 波段信号极化角校正。

### 3 结束语

本文针对星地通信中 P 波段信号在电离层效应影响下的 DOA-极化校正问题,从 DOA 修正和极化角修正两个方面分别进行了研究,通过理论分析和仿真实验,得到了以下结论:

1) 电离层折射效应产生的俯仰角误差对信号 DOA 估计产生影响。基于电离层信号传播模型的俯仰角误差修正方法可以准确计算俯仰角修正值,在大俯仰角入射和较低频段的情况下,俯仰角修正量较大,在本文仿真场景下可达  $0.1^\circ$  以上,提高了 DOA 估计的准确性,实现了星地 P 波段信号 DOA 校正。

2) 电离层 FR 效应产生的 FRA 对信号极化角

估计产生影响。基于地面目标散射的 N1 方法与 N2 方法可以得到 FRA 估计值,N1 方法改善了系统加性噪声影响下的 FRA 估计性能,N2 方法优化了幅相不平衡度和串扰影响下的 FRA 估计性能,两者缩小了 FRA 估计误差,提高了极化角估计的准确性,在本文仿真场景下可将 FRA 估计精度提高近  $1^\circ$ ,实现了星地 P 波段信号极化角校正。

综上所述,本文提出的方法可以准确计算俯仰角修正值与 FRA,实现了星地 P 波段信号在电离层效应影响下的 DOA-极化校正。

由于 N1 方法与 N2 方法在系统加性噪声与幅度不平衡度的影响下,均存在估计模糊问题,后续将从该问题入手,探究在该系统误差下的 FRA 估计解模糊方法。

### 参考文献:

- [ 1 ] 庄钊文,肖顺平,王雪松. 雷达极化信息处理及其应用[M]. 北京:国防工业出版社,1999.
- [ 2 ] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京:清华大学出版社,2002.
- [ 3 ] 张小飞,汪飞,徐大专. 阵列信号处理的理论和应用[M]. 北京:国防工业出版社,2010.
- [ 4 ] KOSTINSKI A, BOERNER W. On the polarimetric contrast optimization [ J ]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1987,35(8):988-991.
- [ 5 ] LI J, COMPTON R T. Angle estimation using a polarization sensitive array [ J ]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1991,39(10):1539-1543.
- [ 6 ] RUSSER P. Signal processing for wideband smart antenna array applications [ J ]. IEEE Microwave Magazine,2004,5(1):57-67.
- [ 7 ] 蓝晓宇,姜来,耿莽河,等. 共形极化敏感阵列单元失效下的稳健参数估计[J]. 西安电子科技大学学报,2023,50(3):192-201.
- [ 8 ] 曾富红,彭占立,司伟建,等. 基于双平行互质极化敏感阵列的二维非网格 DOA 及极化参数估计[J]. 航空兵器,2023,30(3):129-135.
- [ 9 ] 王栗沅,何华锋,韩晓斐,等. 宽带相干信号 DOA 和极化参数联合估计方法[J]. 系统工程与电子技术,2024,46(3):805-813.
- [ 10 ] 蓝晓宇,高佳琦,耿莽河,等. 基于张量四元数极化平滑的极化-DOA 估计[J]. 电讯技术,2024,64(1):106-113.
- [ 11 ] LI J, COMPTON R T. Two-dimensional angle and polarization estimation using the ESPRIT algorithm[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1992,40(5):550-555.
- [ 12 ] 黄家才,陶建武,温秀兰. 原位误差情况下 DOA 和极化

- 参数盲估计[J]. 电波科学学报, 2009, 24(1): 179-184.
- [13] 黄家才, 石要武. 近场源 DOA、距离和极化参数联合估计新算法[J]. 电波科学学报, 2007(6): 1002-1007.
- [14] EL KORSO M N, BOYER R, RENAUX A, et al. Statistical resolution limit of the uniform linear cocentered orthogonal loop and dipole array [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 59(1): 425-431.
- [15] 彭文灿, 魏江, 瞿颜, 等. 柱面共形阵列天线的极化-DOA 估计[J]. 计算机仿真, 2013, 30(9): 173-176.
- [16] 汤金燕, 谢跃雷, 彭诚诚. 基于 MUSIC 算法的球面共形阵 DOA 估计[J]. 电视技术, 2014, 38(11): 150-153.
- [17] 杨仰强, 王世练, 张尔扬. 柱面共形阵列高性能低复杂度 DOA 估计算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 14(6): 897-904.
- [18] 熊年禄, 唐存琛, 李行健. 电离层物理概论[M]. 武汉: 武汉大学出版社, 1999.
- [19] BILITZA D, REINISCH B W. International reference ionosphere 2007: improvements and new parameters [J]. Advances in Space Research, 2008, 42(4): 599-609.
- [20] BILITZA D, ALTADILL D, TRUHLIK V, et al. International reference ionosphere 2016: from ionospheric climate to real-time weather predictions [J]. Space Weather, 2017, 15(2): 418-429.
- [21] BILITZA D, REINISCH B, TRISKOVA L, et al. IRI, an international standard for the ionosphere [J]. Advances in Radio Science, 2018, 16(1): 1-11.
- [22] BICKEL S H, BATES R H T. Effects of magneto-ionic propagation on the polarization scattering matrix [J]. Proceedings of the IEEE, 1965, 53(8): 1089-1091.

#### 作者简介:

**孙家霖** 男, 2000 年生于江苏镇江, 2022 年获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理和空间谱估计。

**蔡力** 男, 1987 年生于湖北黄冈, 2013 年获博士学位, 现为教授、博士生导师, 主要从事雷电物理、雷电探测与雷电防护等方面的研究工作。

**熊冉** 男, 1988 年生于陕西南郑, 硕士, 工程师, 主要研究方向为天线电磁发射、效应及加固。

**吕胜杰** 男, 1976 年生于河北廊坊, 高级工程师, 主要研究方向为广播发送技术。

**赵梦奎** 男, 1979 年生于湖北武汉, 高级工程师, 主要研究方向为应急通信技术。

**高火涛** 男, 1964 年生于湖北孝感, 博士, 教授、博士生导师, 主要从事复杂系统电波传播与散射以及天线、新体制雷达通信系统与信息处理研究。