

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2005416

基于功率最小熵的毫米波交通雷达误差校准方法*

王启霞 张弓 汪亚东 胡文
(南京航空航天大学 电子信息工程学院 南京 211106)

摘要: 交通雷达利用多输入多输出(MIMO)技术达到以较小自由度获取高角度分辨率的目的,然而,由于高集成度硬件加工工艺及器件老化等因素限制,毫米波 MIMO 雷达各通道间存在幅度相位误差。考虑校准精度及交通应用场景,提出了基于功率最小熵(MPE)的误差自校准方法,随机生成误差向量作为优化初值,通过自适应优化算法搜索最小熵值对应的误差向量,实时校准各影响因素带来的误差。该方法无需离线可控环境中进行,并且无需预先估计目标数目及方位角。所提算法的推导、暗室实测和场景仿真数据的分析结果,证实了算法的有效性和优越性。

关键词: 毫米波交通雷达;通道误差;自适应优化算法;最小熵值

中图分类号: TN957.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.70

Error calibration method for millimeter wave traffic radar based on minimum entropy of power

Wang Qixia Zhang Gong Wang Yadong Hu Wen

(School of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Traffic radar uses MIMO technology to achieve the goal of obtaining high angular resolution with a small degree of freedom. However, due to factors such as highly integrated hardware processing technology and device aging, there are amplitude and phase errors between the channels of millimeter wave MIMO radar. Considering the calibration accuracy and traffic application scenarios, this paper proposes an error self-calibration method based on the minimum entropy of power (MPE). The error vector is randomly generated as the initial value of optimization, and the error vector corresponding to the minimum entropy is searched through an adaptive optimization algorithm, and each is calibrated in real time. Errors caused by influencing factors. The paper gives the derivation of the algorithm, the analysis results of the darkroom measured data and the actual scene simulation data, which proves the effectiveness and superiority of the proposed algorithm.

Keywords: millimeter wave traffic radar; channel errors; adaptive optimization algorithm; minimum entropy self-corrects

0 引言

随着毫米波半导体技术、智能交通的发展,高频毫米波 MIMO 雷达因其不受天气光线影响、分辨率高、抗干扰更强、价格低、可靠性高等诸多优点,被广泛应用于交通场景。然而,雷达射频通道的构成多为模拟器件,使用较高频段的雷达,虽然天线尺寸减小了易于安装,但由于加工工艺、安装技术等限制因素,可能导致阵元间存在幅相误差、位置误差及互耦效应,另外,在雷达产品投入使用后,随着环境温度的变化、器件使用年限加长,雷达阵列天线会产生新的幅相误差。如果这些误差严重会导致通道失配,影响到雷达

的性能,不仅大幅度降低了方位向谱峰图的主副瓣比,使角度分辨率下降,更严重的话会使待测信源谱峰的位置发生偏差^[1]。近年来,雷达领域对阵列信号处理技术的应用范围在不断扩大,多输入多输出(MIMO)雷达采用较少的阵元数即可产生较大的天线孔径,通过对等效多通道信号进行相干处理,可以获得普通阵列雷达所无法获得的性能^[2],但阵元误差对该体制雷达产生的影响更大。因此,为了保证雷达的性能,会对雷达的各种误差进行补偿校正。

消除误差影响的校正方法主要分为自适应校正和有源校正两大类^[3-4]。第一类有源校正是在空间设置方位角已知的校正源对阵列误差参数进行估计^[5-7]。党晓方等^[8]提

收稿日期:2020-11-23

* 基金项目:国家自然科学基金(61871218)项目资助

• 148 •

出双基地 MIMO 雷达幅相误差的校正方法,转动发射阵列得到 3 组不同的协方差矩阵,通过构造数学模型估计信号源方位角,并通过最小二乘法得到幅相误差的估值,该文方法对计算精度要求较高,且只给了发射阵列的校正方法。第二类自适应校正无需辅助校正源,在一定初始条件下,利用多元非线性优化技术联合估计目标方位角及通道间的误差^[9]。王敏等^[10]利用信号子空间与噪声子空间的正交性构造代价函数,并利用 Lagrange 乘子法获得误差向量,若在入射信号方向未知的情况下,采用迭代法交替估计波达方向和误差向量,然而此迭代算法需要较大计算量,且当估计的迭代初始值偏离真实值太远的话,代价函数可能收敛到局部最小;Liu 等^[11]将幅相误差和阵元位置误差矩阵的乘积作为一个整体来估计,该误差矩阵为一个稀疏矩阵,通过利用稀疏矩阵的性质,来实现误差和波达角的联合估计,但该方法理论性较强,应用困难且运算量较大。

实际交通应用场景复杂,测试目标数量及方位等先验信息未知,而现有误差校准方法对目标方位估计准确性依赖性较高,为了保证误差补偿的有效性,本文提出基于功率最小熵值的自适应优化校正方法。由于包含误差的方向图模糊,方位向输出功率向量的不确定性大,此时对应的熵值也较大^[12-13],本文方法则通过搜索最小熵值对应的误差并补偿,得到不确定度小的清晰谱峰图。本文方法实现简单,随机生成初值可减少对初值的依赖性,利用自适应优化算法避免陷入局部最优解。

1 毫米波 MIMO 雷达信号模型

1.1 无误差 TDM-MIMO 雷达信号模型

由于线性调频连续波(linear frequency modulation continuous wave, LFM CW)能够同时实现测距测速,且易获取高距离速度分辨率,因此交通雷达中多采用 LFM CW 技术,本文基于锯齿形调制信号展开讨论,结合考虑毫米波射频芯片及应用复杂度限制,实际应用中多采用时分多址(time division multiplexing, TDM)的方式实现发射波形的正交^[14]。

设采用的毫米波 MIMO 雷达阵列为包含 M 个发射天线、 N 个接收天线的均匀线阵(uniform linear array, ULA),各发射天线间距为 d_t ,各接收天线间距为 d_r 。若 P 个目标都距离雷达 R 且以瞬时速度 v 远离雷达,而与雷达法线的方位夹角为 θ_p ,其中 $p = 1, 2, \dots, P$ 。则 M 个发射天线发射的单脉冲信号为:

$$S_m(t) = A_0 \exp[j2\pi\eta_1 t + \varphi_0] \quad (1)$$

$$\eta_1 = f_0(t - mT) + \frac{1}{2}k(t - mT)^2$$

式中: A_0 为发射信号振幅偏移; T 表示脉冲重复周期; $m = 0, 1, \dots, M - 1$ 为发射天线序号; k 为调频斜率; f_0 为载频 φ_0 表示发射信号的相位偏移。 N 个接收天线接收的单脉冲回波信号为:

$$S_n(t) = B_0 \exp[j2\pi\eta_2 t + \varphi_0] \quad (2)$$

$$\eta_2 = f_0(t - \tau_{mn}) + \frac{1}{2}k(t - \tau_{mn})^2$$

第 n 个接收天线与发射信号的时间延时为:

$$\tau_{mn} = \frac{2(R + vt + mvT)}{c} + \frac{(md_t + nd_r)\sin\theta_p}{c} \quad (3)$$

式中: $n = 0, 1, \dots, N - 1$ 为接收天线序号; B_0 表示接收信号振幅偏移; φ_0 表示接收信号相位偏移。

1.2 误差下雷达信号模型及影响分析

各发射通道幅相不一致时的发射信号:

$$S_m(t) = A_m \exp[j2\pi\eta_1 t + \varphi_m] \quad (4)$$

式中: A_m 为各发射信号的振幅偏移; φ_m 表示各发射信号的相位偏移。各接收通道幅相不一致时的接收信号:

$$S_n(t) = B_n \exp[j2\pi\eta_2 t + \varphi_n] \quad (5)$$

式中: B_n 为各发射信号的振幅偏移; φ_n 表示各发射信号的相位偏移。

毫米波雷达发射端(TX)辐射出的信号既可作为发射信号也可用作本振信号^[15],其硬件系统如图 1 所示。

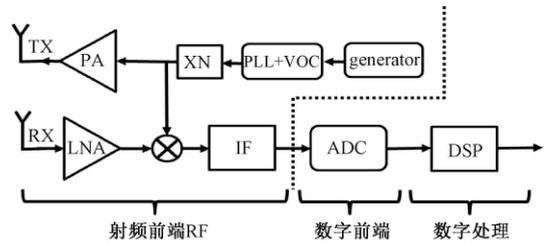


图 1 毫米波雷达硬件系统

接收端(RX)接收到的回波信号与本振信号混频,获得式(6)所示中频信号:

$$D_{mn}(t) = \frac{1}{2}A_m B_n \exp[j2\pi k \tau_{mn} t + j2\pi f_0 \tau_{mn} - k \pi \tau_{mn}^2 + \varphi_m - \varphi_n] \quad (6)$$

可以看出各通道间存在干扰相位差 $\varphi_m - \varphi_n$ 。

利用数字波束形成(digital beamforming, DBF)测角,其阵列流形为:

$$\Psi(\theta) = [\omega(\theta_1) \quad \omega(\theta_2) \quad \dots \quad \omega(\theta_f)] \quad (7)$$

$$\omega(\theta_l) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_l}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} M \cdot N \cdot d \sin\theta_l}] \quad (8)$$

式中: $l = 1, 2, \dots, f$, 方位向脉冲数 $f \gg P$ 为 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 空域范围内所有可能方向,其维度大小与方位向脉冲数保持一致; $d = (d_t + d_r)/2$ 为等效天线间距,协方差矩阵和输出功率为:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{D}_{mn} \mathbf{D}_{mn}^H] \quad (9)$$

$$\mathbf{F}_{\text{DBF}} = \Psi^H(\theta) \mathbf{R} \Psi(\theta) \quad (10)$$

可以看出,当利用 DBF 测角时,通道间的相位误差会对协方差矩阵 \mathbf{R} 带来偏差,从而影响测角准确性。因此,在进行测角前,需要先校准通道间的误差。

2 基于功率熵自校正

2.1 优化模型的代价函数

在交通应用场景中,目标数量及其方位都未知,有源校正、基于 DOA 空间谱函数自校正的方法不再适用。由于包含误差的输出功率谱峰图模糊,即不确定性大,这时对应的熵值也较大,通过不断改变误差可改变谱峰图的熵值,最小熵值谱峰图的不确定性最小,即主瓣对比最高,波束宽度最窄,因此可通过搜索最小熵值来实现误差校正。

根据 DBF 测角原理,可得方位向的输出功率,利用输出功率最小熵值构造模拟退火算法的代价函数 J 为:

$$J = - \sum_{l=0}^{f-1} p_y \ln(p_y) \quad (11)$$

$$p_y = \frac{|\mathbf{F}'_{\text{DBF}}(\theta_f)|}{\sum_{l=0}^{f-1} |\mathbf{F}'_{\text{DBF}}(\theta_f)|}$$

其中, $\mathbf{F}'_{\text{DBF}} = \mathbf{I}^H \mathbf{\Psi}^H(\theta) \mathbf{R} \mathbf{\Psi}(\theta) \mathbf{I}$, 当 J 处于全局最小点时,对应的误差即为通道间的干扰相位误差 $\Gamma^{(\text{best})} = \varphi_m - \varphi_n$ 。

2.2 基于熵值的阵列误差自校正

在目标数量未知的情况下,无法通过估计目标的方位角生成初始误差,同样无法利用估计方位角的空间谱作为代价函数^[16],因此,本文随机产生误差初始值,并通过搜索最小熵值得到幅相误差的估计值,具体算法流程如下:

算法 1 自适应优化算法

输入:协方差矩阵 \mathbf{R}

输出:相位差 $\Gamma^{(\text{best})}$

- 1) 根据方位向的输出功率构造代价函数 J 。
- 2) 令初始迭代次数 $j = 0$, 初始温度为 $T = T_0$, 并随机产生幅度相位误差作为初始值 $x_y = x_0$ 。
- 3) 若该温度满足内循环停止条件,即同一温度下代价函数最小时,转至步骤 5), 否则在邻域随机选择一个新的候选解 x_z 。
- 4) 将候选解代入代价函数,并计算 $\Delta J = J(x_z) - J(x_y)$, 若 $\Delta J \leq 0$, 则接受新解, 否则若 $\exp(-\Delta J/T_0) > \text{rand}(0,1)$, 则接受新解。
- 5) $j = j + 1, T = \ell T_0$ (ℓ 表示温度衰减系数), 若达到循环终止条件,即温度小于或等于设置的温度下界,则转至步骤 6), 否则返回步骤 3)。
- 6) 输出优化得到的代价函数和误差值。

2.3 克拉美罗界

克拉美罗界(Cramer Rao lower bound, CRB)提供了无偏估计方差的下界,通常被用于评估算法的估计性能,CRB 为 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 的倒数^[17-18], 在本文中, \mathbf{F} 可被划分成几个包含未知参数向量的子阵,这里参数向量为 $\vec{r} = [\boldsymbol{\theta}^T, \boldsymbol{\varphi}^T]$, 其中, $\boldsymbol{\theta}$ 为角度估计向量, $\boldsymbol{\varphi}$ 为相位误差向量。下面给出了 \mathbf{F} 矩阵及其每个模块。

$$\mathbf{F}_{\theta\theta} = 2\text{Re}\{(\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\theta}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta})^T + (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta}) \otimes (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta})^T\} \quad (12)$$

$$\mathbf{F}_{\theta\varphi} = 2\text{Re}\{(\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1}) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta})^T + (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s \dot{\mathbf{A}}_{\varphi}^H) \otimes (\mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta})^T\} \quad (13)$$

$$\mathbf{F}_{\varphi\theta} = 2\text{Re}\{(\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1})^T \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta}) + (\mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s \dot{\mathbf{A}}_{\varphi}^H)^T \otimes (\mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{A}}_{\theta})\} \quad (14)$$

$$\mathbf{F}_{\varphi\varphi} = 2\text{Re}\{(\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1}) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1})^T + (\mathbf{R}^{-1})^T \otimes (\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s \dot{\mathbf{A}}_{\varphi}^H)\} \quad (15)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta} & \mathbf{F}_{\theta\varphi} \\ \mathbf{F}_{\varphi\theta} & \mathbf{F}_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, $\dot{\mathbf{A}}_{\theta} = \sum_{l=1}^p \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \theta_l}$, $\dot{\mathbf{A}}_{\varphi} = \sum_{k=1}^{MN} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \varphi_k}$, \otimes 表示 Hadamard 积。

3 实验结果

3.1 熵值法误差自校正

假设两个互不相关的信号位于同距离同速度的远场,相对于雷达法线的方位角 θ_1, θ_2 分别为 -20° 和 10° , 快拍数为 256, 噪声为高斯白噪声, 信噪比 $\text{SNR} = 10$ dB。随机生成维度为虚拟通道数 $\times 1$ 的幅度和相位误差, 且幅度误差服从方差为 0.5, 均值为 0 的随机分布, 相位误差服从方差为 40 (单位为 $^\circ$), 均值为 0 的随机分布, 下面采用模拟退火法搜索最小熵的方法校正误差, 由于幅度误差对结果影响不大, 因此以下仿真只考虑相位误差的影响。表 1 所示为实际相位误差与采用目标函数 J 估计误差的对比。

表 1 通道相位误差比较

序号	通道号	真实相位	相位估计
1	T0R0	0	0
2	T0R1	-1.052 2	-1.889 5
3	T0R2	-0.904 1	-1.104 5
4	T0R3	-0.278 7	-0.289 1
5	T1R0	0.082 6	0.050 3
6	T1R1	0.514 5	0.595 5
7	T1R2	0.071 8	0.040 5
8	T1R3	0.166 9	0.126 5
9	T2R0	0.588 5	0.618 2
10	T2R1	-1.022 9	-1.431 6
11	T2R2	0.168 3	0.009 4
12	T2R3	0.311 6	0.314 8

本文方法的计算收敛过程如图 2 所示, 校正前后谱峰图的对比如图 3 所示。

观察上述实验的结果发现, 采用本文方法校正的效果接近理想情况。图 3 所示谱峰图经校正后, 副瓣降低, 主峰值升高。另外, 不存在通道间幅相误差的情况下, DBF 测角得到两个目标的方位角为 $-20.4^\circ, 10.4^\circ$, 误差存在的情

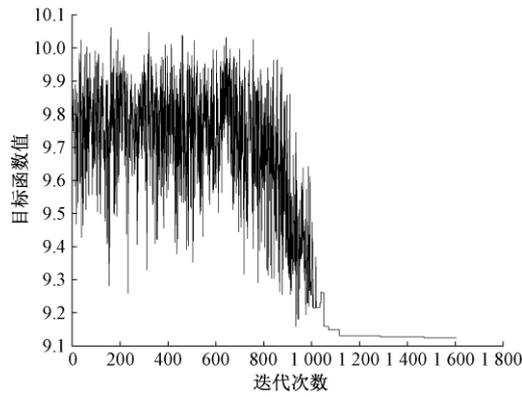


图2 计算收敛过程

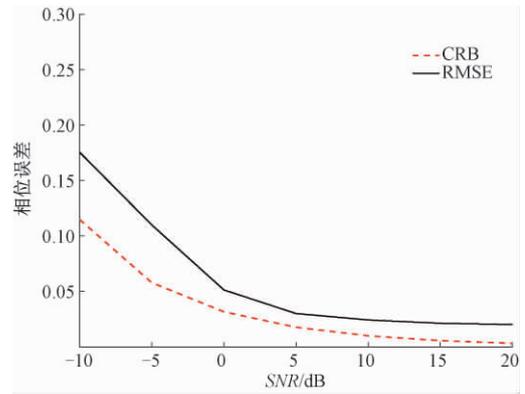


图4 相位估计误差与信噪比关系

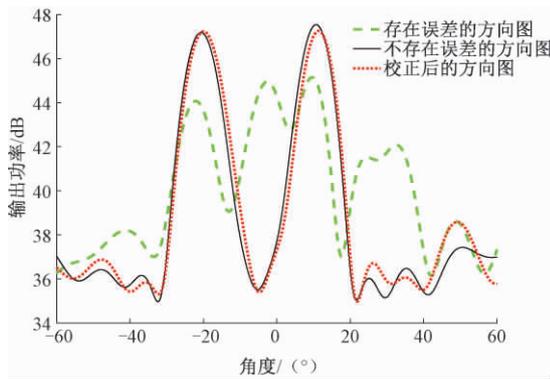


图3 校正前后谱峰图对比

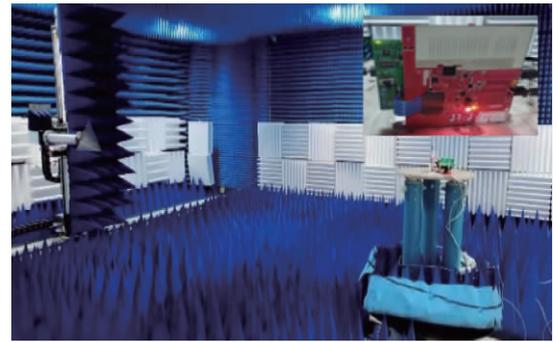


图5 实测场景

况下,两个目标的方位角为 -21.3° 、 9.4° ,采用本文方法进行通道误差校正后,估计得目标的方位角为 -20.3° 、 10.3° ,说明利用本文方法还达到了校正谱峰偏移的目的。

定义相位的均方根误差(RMSE)公式如下:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{M_o \times MN} \sum_{i=1}^{M_o} \left[\sum_{l=1}^{MN} (\hat{x}_{l,i} - x_l)^2 \right]} \quad (17)$$

其中, M_o 为蒙特卡洛试验次数; MN 为通道数; x_l 表示真实的相位误差; $\hat{x}_{l,i}$ 表示第 i 次蒙特卡洛实验所得的误差估计值。令信噪比 SNR 从 -10 dB 变化至 10 dB, 并进行 100 次蒙特卡洛实验得到图 4 所示结果。从图 4 可以看出随着信噪比的增大, RMSE 降低, 误差估计精度也随之提高, 当 $\text{SNR} > 10$ 时趋于稳定。

3.2 有源校正与熵值法自校正对比

暗室环境下,将毫米波板卡放置在转台上,通过控制机械操作平台,可以得到校正源在各方位向上的回波信号,实测场景如图 5 所示。

采用 3 发 4 收毫米波 MIMO 雷达对单校正源进行测试,发射天线间距为 12 倍半波长,接收天线间距为 6 倍半波长等效为 12 个间距为 1.5 倍半波长的虚拟阵列,其对应的 12 个单通道方向图如图 6 所示。

取这 12 个单通道方向图对应的角度信息,并计算其均

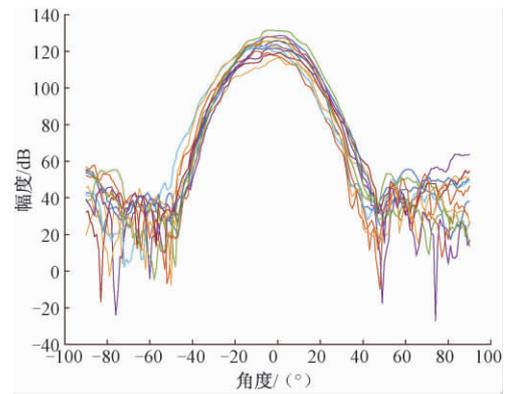


图6 单通道谱峰图

值 $\theta_l = -2.75^\circ$ 作为校正源的波达角,用以消除波达角估计误差,从而得到通道间的固定误差,最后补偿估计的固定误差得到校正后的方向图。

利用上述过程得到误差的过程较为复杂,需要辅助校正源,实际操作过程麻烦,不适用于外场环境的实时调试,这里将基于输出功率自校正算法应用于此场景,验证本文方法的有效性,校正结果的对比如图 7 所示。

从图 7 可以看出,熵值校正法与暗室有源校正的效果接近,但比较实验的复杂度,暗室方法对测试场景要求较高,在实际应用中较难实现。

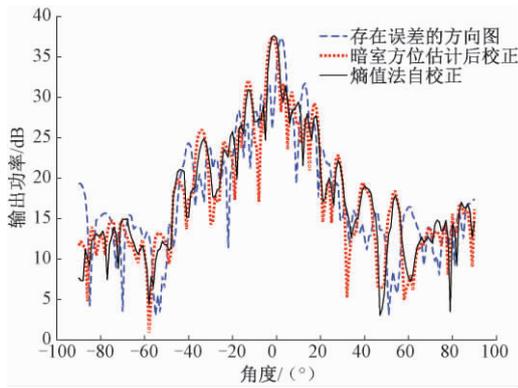


图 7 校正前后谱峰图的对比

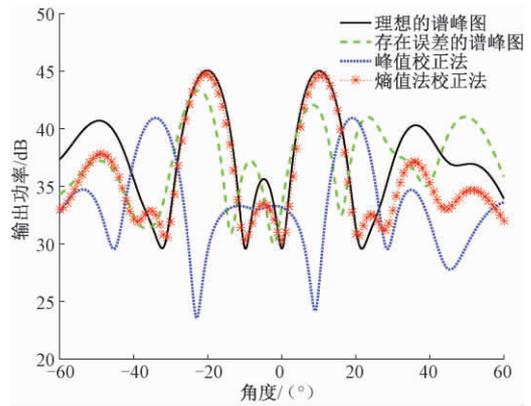


图 10 同频同幅度的两个目标

3.3 熵值自校正的应用场景对比

本文提出的熵值自校正算法无需已知目标的先验信息,但传统的自校正算法需要已知目标的数量,才能构造代价函数和误差初始值,这里为了方便对比不同场景下两种方法的性能,假设目标数为 2,信噪比 10 dB。各目标不相关且幅值一致场景下的校正效果如图 8 所示,各目标不相关且幅值不一致场景下的校正效果如图 9 所示,各目标相关且幅值一致场景下的校正效果如图 10 所示,各目标相关且幅值不一致场景下的校正效果如图 11 所示。

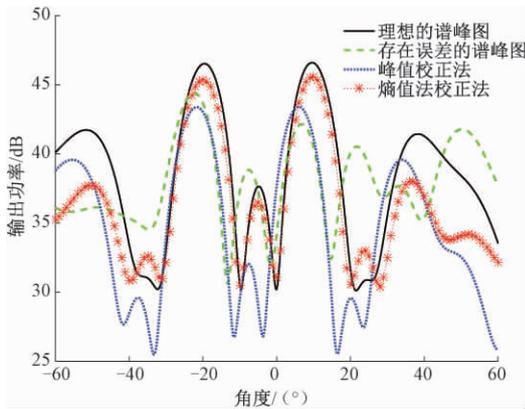


图 8 不同频同幅度的两个目标

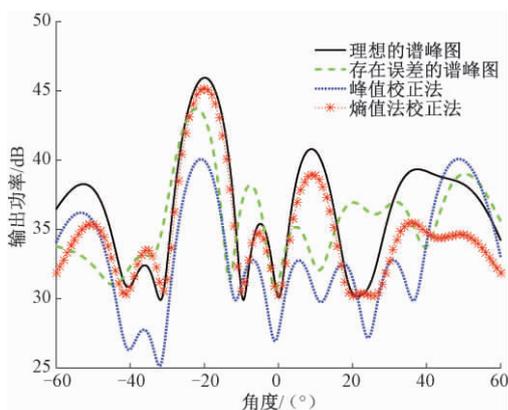


图 9 不同频不同幅度的两个目标

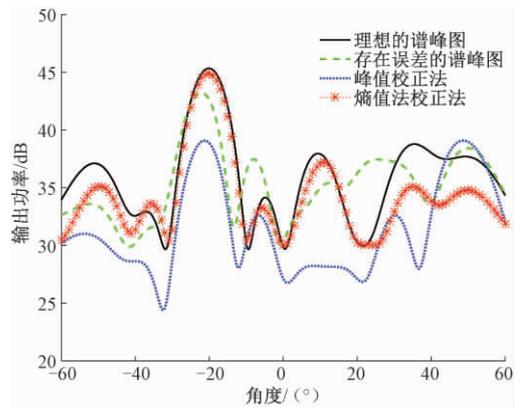


图 11 同频不同幅度的两个目标

实验结果表明,当通道间的相位误差较大时,估计的目标方位角较其真实值相差大,而误差初始值估计与方位角有关,若采用传统的自校正迭代算法,会导致校正出错。另外,在多目标幅值不一致或频率一致的场景中,本文校正效果更佳。

4 结 论

本文提出了一种新的 MIMO 交通雷达天线阵列误差校正的方法,基于方位向输出功率的熵值构造代价函数,并利用自适应优化算法搜索全局最小熵值解。该方法适用于目标方位及数目未知、同频多目标位于同一距离-多普勒门的情况,无需估计误差的初始值,相较于现有的有源校正和自校正算法,具有更好的工程应用前景。仿真和实测数据的实验证明了本文方法的有效性。

参考文献

[1] GONG B W, YAO Z C, YANG J, et al. Digital array radar channel error analysis [J]. The Journal of Engineering, 2019(20): 6439-6443.
 [2] 李烁,马云飞,谢谨.基于 Wi-Fi 入射信号到达角超分辨率估计的无源车速测量[J].仪器仪表学报,2020,

- 41(10):268-276.
- [3] TIAN Y, WANG Y R, SHI B S. Gain-phase errors calibration of nested array for underdetermined direction of arrival estimation[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2019, 108:87-90.
- [4] DAI Z, SU W M, GU H. Gain-phase errors calibration for a linear array based on blind signal separation[J]. Sensors, 2020, 20 (15): 4233, DOI: 10.3390/s20154233.
- [5] 侯冰倩,宋红军.基于内定标的高分三号通道误差校正方法[J].雷达科学与技术,2019,17(6):641-646.
- [6] TIAN Y, SHI J X, YUE H, et al. Calibrating nested sensor arrays for DOA estimation utilizing continuous multiplication operator [J]. Signal Processing: The Official Publication of the European Association for Signal Processing (EURASIP), 2020, DOI:10.1016/j.sigpro.2020.107674.
- [7] 万祝娟,尹勇生,庞高远,等.适用于 TIADC 时间误差校准的斩波调制算法[J].电子测量与仪器学报,2020,34(5):112-121.
- [8] 党晓方,杨明磊,陈伯孝.双基地 MIMO 雷达发射阵列幅相误差的旋转阵列校正法[J].系统工程与电子技术,2013,35(12):2483-2488.
- [9] HUO R G, TIAN W M, MEI H Y, et al. Compensation method of multiple-channel amplitude and phase errors for MIMO imaging radar [J]. The Journal of Engineering, 2019(19): 5901-5904.
- [10] 王敏,马晓川,鄢社峰,等.阵列幅度/相位误差的有源校正新方法[J].信号处理,2015,31(11):1389-1395.
- [11] LIU H Q, ZHAO L M, LI Y, et al. A sparse-based approach for DOA estimation and array calibration in uniform linear array[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(15):6018-6027.
- [12] 乔纯捷,马璐,黄志刚.一种星载数字波束形成系统的通道幅相校正方法[J].仪器仪表学报,2014,35(S2):73-77.
- [13] 李奥坤,洪峻,明峰.幅相误差对多发多收模式 SAR 成像影响分析[J].雷达科学与技术,2017,15(6):571-579.
- [14] MA Y, MIAO C, ZHAO Y Y, et al. An MIMO radar system based on the sparse-array and its frequency migration calibration method [J]. Sensors, 2019, 19(16): 3580, DOI:10.3390/s19163580
- [15] 蒋留兵,温和鑫,车俐,等.一种 TDM-MIMO 雷达的运动目标相位补偿方法[J].太赫兹科学与电子信息学报,2020,18(4):575-580.
- [16] 范文泉,肖文书.基于 MUSIC 和 ESPRIT 算法的 DOA 动态布站[J].电子测量技术,2019,42(2):142-148.
- [17] KOOCHAKZADEH A, PAL P. Cramér-Rao bounds for underdetermined source localization [J]. IEEE, 2016, 23(7):919-923.
- [18] 刘畅,张丕状,姚金杰,等.基于 FFT+FT 的 FMCW 雷达高精度测距算法研究[J].国外电子测量技术,2019,38(10):65-69.

作者简介

王启霞,硕士,主要研究方向为毫米波雷达信号处理。

E-mail: Wqixia@163.com