

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2315014

基于零相位拟合模型的野值识别及剔除方法

王玉海 周旭

(南京科瑞达电子装备有限责任公司 南京 211100)

摘要: 通道相位不一致性是影响干涉仪测向精度的重要因素之一,修正零相位校正数据能够提高测向精度。本文提出了基于零相位拟合模型的野值识别方法,通过推导零相位的线性拟合模型,建立拟合相位误差,分析出拟合相位误差服从正态分布,从而将零相位野值识别转换为拟合相位误差的粗大误差识别,最后采用 3σ 准则和格拉布斯准则进行粗大误差的判别及剔除。通过本方法能够有效识别并剔除零相位野值,试验计算分析表明,零相位野值识别及剔除方法能够有效提高干涉仪测向精度,并已经在工程中得到应用。

关键词: 零相位;相位校正;拟合模型;拟合相位误差;粗大误差

中图分类号: TP974 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1020

Outlier recognition and elimination method base on zero-phase difference fitting model

Wang Yuhai Zhou Xu

(Nanjing Keruida Electronic Equipment Co.,Ltd.,Nanjing 211100,China)

Abstract: Channel phase inconsistency is one of the important factors affecting the direction-finding accuracy, rectify zero-phase can improve the direction-finding accuracy. In this paper, an outlier recognition method based on zero-phase difference fitting model is proposed, by deducing the linear fitting model of zero-phase, the fitting phase error is established, and the fitting phase error follows normal distribution, so that the outlier recognition of zero-phase is converted into the gross error recognition of fitting phase error, Finally, the gross error is discriminated and eliminated by 3σ criterion and Grubbs criterion. This method can effectively identify and eliminate the outlier recognition of zero-phase. The experimental calculation shows that outlier recognition and elimination method base on zero-phase difference can effectively improve the direction-finding accuracy, and has been applied in engineering.

Keywords: zero-phase difference; phase correction; liner model; fitting phase error; gross error

0 引言

电子侦察系统对雷达辐射源测向的基本原理是利用侦察测向天线的方向性,即利用测向天线系统对不同到达电磁波所具有的振幅或相位响应,并依此分为振幅法测向和干涉仪测向。振幅法测向,利用不同测向天线接收到信号的相对幅度大小来确定信号的到达方位,但是测向精度较低,一般比幅测向系统能提供约 15° 量级的角测量误差。干涉仪测向,是利用测向天线阵接收同一信号的相对相位差来确定信号的到达方位,具有测向精度高等优点,一般干涉仪测向系统能提供约 1° 量级的角测量误差。

干涉仪测向技术具有测向精度高^[1]、频域空域覆盖范围广^[2]、结构简单^[3]、测向速度快等优点,广泛应用于电子侦察领域^[4-7]。干涉仪测向系统测量电磁波到达天线阵的

相位差,并将相位差送到接收机中计算辐射源的方位,而方位的测量精度取决于不同接收通道相位差的测量精度。干涉仪测向系统通常包含多个接收通道,而设计出电路径完全一样长的接收通道是非常困难的任务,因此需要采取相位校正系统来校正通道间的相位失配。

目前针对相位校正技术,何民提出了低系统误差的相位校正方法,需要配备标准校正件和校准射频电缆,需经过特殊处理保证幅度和相位的一致性,成本较高,不能在一般装备中配备,且只能校准硬件电路的动态校正数据。盛涛等^[8]提出了免外场辐射校准的方法,能够校准静态校正数据,通过调节调连接器保证所有通道在中心频率满足零相位差,其他频率的相位差通过计算获得,但计算获得的相位差,与真实的相位差存在误差,即引入了新的相位误差,一旦超过干涉仪角度解模糊的最大容忍误差,必

然导致较大的测向误差。先登飞^[9]提出了一种高精度宽带干涉仪相位校准方法,在各天线端口接上匹配负载,通过矢量网络分析仪输出校准信号到各通道完成相位静态校准,但忽略了天线罩、以及天线与前端之间射频电缆引入的静态相位差。

在无需高成本的校准件和不引入新误差情况下校准静态和动态校正数据,本文提出基于零相位拟合模型的野值识别方法,在一定程度上识别零相位差野值点并通过标准准则剔除,提高测向精度。

1 相位校正原理

1.1 干涉仪测向误差分析

干涉仪天线阵上两天线接收到的信号相位差^[10] $\Delta\theta$ 为:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \quad (1)$$

式(1)中: d 是指干涉仪基线长度, λ 是指电磁波波长, θ 是指辐射源信号方位角。对式(1)中 θ 进行求导,得到测向误差 $\Delta\theta$:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta \times \lambda}{2\pi \times d \times \cos\theta} \quad (2)$$

从式(2)可以看出,当辐射源方位角 θ 固定时, $\Delta\theta$ 取决于相位误差 $\Delta\theta$ 。相位误差 $\Delta\theta$ 由相位测量误差 $\Delta\varphi_m$ 、系统噪声相位误差 $\Delta\varphi_n$ 和通道相位失配误差 $\Delta\varphi_c$ 构成,即:

$$\Delta\theta = \Delta\varphi_m + \Delta\varphi_n + \Delta\varphi_c \quad (3)$$

因此控制不同接收通道之间的相位失配误差 $\Delta\varphi_c$,就可以控制相位误差 $\Delta\theta$,最终降低测向误差 $\Delta\theta$ 。在设计干涉仪测向系统时,在材料、工艺、装配等过程环节严格控制相位失配误差,比如设计相同电长度和相同走线布局的电路板、选择相位参数一致性高的滤波器、放大器等微波器件。但在检修维护干涉仪测向系统时,需要调整更换微波器件或者射频电缆,此时就无法保证接收通道间相位误差的一致性。所以在工程应用时,需要设计相位校正系统,提高干涉仪测向系统的信道一致性。

1.2 相位校正方法

相位校正系统一般分为静态校正和动态校正两级校正方式,两种校正方式均是每隔几 MHz 频率采集一组测试数据,然后将测试数据中的相位差统计值分别存入静态校正表和动态校正表,本文给出相位校正示意图,如图 1 所示。

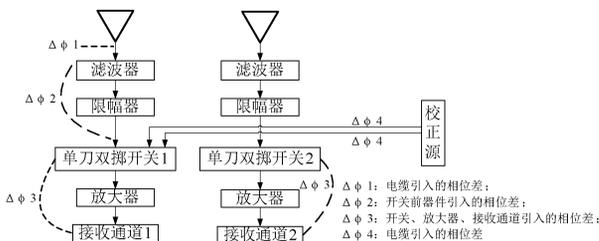


图 1 相位校正示意图

动态校正主要校正有源电路部分通道间相位差,通过系统内部自带的校正源,功放输出至各个测向接收通道,获取通道间的相位差,可以实现动态实时自动化校正。图 1 中单刀双掷开关、放大器、接收通道及连接射频电缆引入的相位差,即为动态校正需要校正的相位差,记为 $\Delta\theta_D$ 。其中校正源和单刀双掷开关之间射频电缆引入的相位差为 $\Delta\theta_1$,单刀双掷开关、放大器、接收通道、以及器件之间的射频电缆引入的相位差为 $\Delta\theta_3$ 。则 $\Delta\theta_D$ 为:

$$\Delta\theta_D = \Delta\theta_3 + \Delta\theta_4 \quad (4)$$

静态校正主要是校正无源电路部分(主要是无源微波器件和射频电缆)通道间相位差,是在装机后无法实时校正的相位差,记为 $\Delta\theta_S$,即图 1 中天线和滤波器间射频电缆引入的相位差 $\Delta\theta_1$ 、单刀双掷开关前微波器件(滤波器、限幅器和器件之间射频电缆)引入的相位差 $\Delta\theta_2$ 、校正源和单刀双掷开关之间射频电缆引入的相位差 $\Delta\theta_4$ 。即 $\Delta\theta_S$ 为:

$$\Delta\theta_S = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_4 \quad (5)$$

静态校正一般在设备装机前校正(或装机后只校正一次),但是静态校正的相位差在现有测向系统电路设计下无法直接获取,需通过外置远场辐射源,且辐射源位于干涉仪天线阵法线方向上,干涉仪测向系统在侦收模式下获取整个测向通道的相位差^[11],记为辐射校正相位差 $\Delta\theta_R$,即 $\Delta\theta_R$ 为:

$$\Delta\theta_R = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3 \quad (6)$$

在由外置远场辐射源得到辐射校正相位差 $\Delta\theta_R$,动态校正得到相位差 $\Delta\theta_D$ 后,由式(4)和(6)可以得出静态校正相位差 $\Delta\theta_S$:

$$\Delta\theta_S = \Delta\theta_R - \Delta\theta_D = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3 - (\Delta\theta_3 + \Delta\theta_4) = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_4 \quad (7)$$

工程上一般将静态校正相位差称为零相位,静态校正表称为零相位表。干涉仪测向系统在加电初始化后会立即做一次动态校正,然后会周期性或工作环境温度变化^[12]较大时再次做动态校正,动态校正能实时消除系统通道间有源电路部分引起的相位误差。此时将实时动态校正相位差加上前期存储的静态校正相位差,即能得到测向系统的通道相位失配误差 $\Delta\varphi_c$:

$$\Delta\varphi_c = \Delta\theta_S + \Delta\theta_D = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 - \Delta\theta_4 + (\Delta\theta_3 + \Delta\theta_4) = \Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3 \quad (8)$$

最终在解算信号方位时,将天线接收到的相位差 φ 加上通道相位失配误差 $\Delta\varphi_c$,作为最终的相位差并参与方位解模糊等算法。

2 常规剔除方法及存在的问题

在测量零相位时,可能会出现非点(相位差是非有效数据)或野值(明显偏离正常数据),针对野值识别,在研究^[13]中提出,直方图聚类法将宽频段零相位数据拆分成窄频段并进行直方图统计,再设置经验值作为剔除区间,在窄频段

内数据量足够多时能有效剔除野值。但是在调试相位校正系统时,会增大测试数据步进值,导致窄频段内数据样本量较少,一旦出现野值样本点数量与正常样本点数量相当时,可能会导致直方图统计出错误的剔除区间。

一段 1.2~6 GHz 零相位数据,如图 2 所示,测试数据步进为 100 MHz,按照 500 MHz 窄频段进行直方图统计,即每个窄频段统计 5 个样本点。采用上述直方图聚类法,发现在 5.8、5.9、6 GHz 测试频点处恰好出现野值,即在该样本区内存在 3 个野值和 2 个正常值,最终统计结果偏向野值所在的区间,导致将正常值判为野值并剔除,将野值判为正常值而被保留。

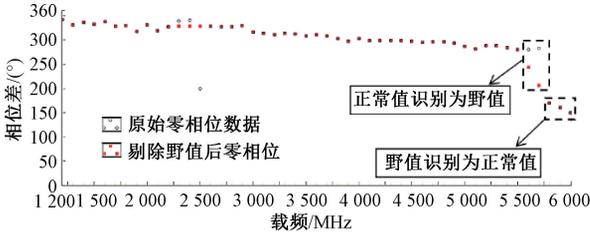


图 2 直方图聚类法剔除野值

综上,直方图聚类法由于测试数据步进较大时样本量不足,以及设置经验值作为剔除区间,导致该方法限制在窄频段内样本量足够多且有样本训练经验情况下使用。

3 基于零相位数学模型的野值识别方法

3.1 模型推导

零相位(即静态校正)包含天线和滤波器间射频电缆引入的相位差 ΔO_1 、单刀双掷开关前微波器件(滤波器、限幅器和器件之间射频电缆)引入的相位差 ΔO_2 、校正源和单刀双掷开关之间射频电缆引入的相位差 ΔO_3 。校正源和单刀双掷开关之间射频电缆均为等相电缆,相位一致性高,在推导零相位数学模型时,不考虑 ΔO_3 对零相位的影响,即零相位主要包含 ΔO_1 和 ΔO_2 ,即零相位由无源链路(射频电缆和无源微波器件)引入的相位差组成。

电磁波经天线接收,并通过接收机、低噪放、比相器后送入处理器进行数据处理,设电磁波传输速度为 c ,载频为 f ,第 1 个测向通道无源链路的电长度为 L_1 ,由电长度引起的相位延迟为 $\Delta\varphi_{11}$;第 2 个测向通道无源链路的电长度为 L_2 ,由电长度引起的相位延迟为 $\Delta\varphi_{12}$,两个通道间无源链路的电长度差为 L 。

$$\begin{cases} L = L_2 - L_1 \\ \Delta\varphi_{11} = 2\pi\left(\frac{L_1}{\lambda} - m\right) \quad m = 0, 1, 2, \dots \\ \Delta\varphi_{12} = 2\pi\left(\frac{L_2}{\lambda} - n\right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\Delta\varphi_{11}, \Delta\varphi_{12} \in [0, 2\pi)$ 。

电磁波被测向天线接收时,信号^[14]为:

$$s_r(t) = A \times \cos(2\pi ft + \varphi_0) \quad (10)$$

式中: A 为信号幅度, φ_0 为初相位。

电磁波进入第一个测向接收通道前(即图 1 单刀双掷开关前)信号为:

$$s_1(t) = kA \times \cos(2\pi ft + \varphi_0 + \Delta\varphi_{11}) \quad (11)$$

式中: k 为接收通道对信号的放大系数。

电磁波进入第二个测向接收通道前信号为:

$$s_2(t) = kA \times \cos(2\pi ft + \varphi_0 + \Delta\varphi_{12} + \varphi + \varphi_e) \quad (12)$$

式中: kA 为信号幅度(忽略不同通道信号幅度差异), $\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta$ 是由波程差引起的相位差,因辐射源置于远场且位于干涉仪阵法线方向,此时 φ 近似为 0, φ_e 为相邻测向接收通道相位测量等引起的误差。

则载频为 f 的电磁波信号在不同接收通道传输时无源链路产生的相位差 ΔO_s (即零相位)为:

$$\Delta O_s = \Delta\varphi_{12} - \Delta\varphi_{11} + \varphi_e = \frac{2\pi L}{\lambda} + 2\pi(m - n) + \varphi_e \quad (13)$$

在干涉仪相关测向算法中,相位差 ΔO_s 一般取值 $0 \sim 2\pi$,通过解模糊算法可以解出模糊数 $m - n$,则式(13)简化为:

$$\Delta O_s = \frac{2\pi L}{c} f + \varphi_e \quad (14)$$

令 $k = \frac{2\pi L}{c}$, c 为常数, L 近似为常量,即 k 为常量。则式(14)写为:

$$\Delta O_s = k \times f + \varphi_e \quad (15)$$

则零相位 ΔO_s 与载波频率 f 成正比,比例系数为 k ,因此零相位理论数学模型可近似为线性模型,斜率为 k ,截距为 φ_e 。当 L 趋近于 0 时,即 $k \approx 0$,此时 $\Delta O_s = \varphi_e$ 仍然可以看作线性模型,即零相位 ΔO_s 表现为均值为 0 的随机误差。

$$\lim_{k \rightarrow 0} \Delta O_s = \lim_{k \rightarrow 0} (k \times f + \varphi_e) = \varphi_e \quad (16)$$

3.2 拟合相位误差

零相位 ΔO_s 符合线性模型,对零相位数据进行拟合时,应采用线性拟合,拟合方法的选取会影响到拟合效果。拟合方法主要分为最小二乘法、最小绝对残差法和 Bisquare 法,如存在超出区间的数,可使用上述方法。考虑到零相位数据存在野值,此时样本必然超出区间,在大多数情况下, Bisquare 方法对于超出区间的数不如最小绝对残差方法敏感,综合考虑采用 Bisquare 方法进行线性拟合。对图 2 中零相位数据采用 Bisquare 方法进行线性拟合,拟合结果如图 3 所示。图 3 中空圈表示原始零相位数据,直线为零相位线性拟合模型,可以看出零相位数据变化趋势呈线性,与推导的线性模型吻合。设拟合后零相位 $\Delta O'_s$ 为:

$$\Delta O'_s = k' \times f + \varphi'_e \quad (17)$$

式中: k' 为拟合直线的斜率, f 为载波频率, φ'_e 为拟合直线的截距。

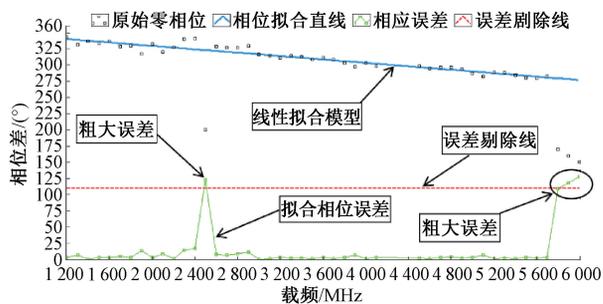


图 3 零相位拟合直线及拟合相位误差

宽频段内的零相位数据,由于通道间存在电长度差 L ,即 k 的存在导致零相位数据不再服从正态分布,但是通过将零相位数据减去线性拟合模型得到拟合相位误差 $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = |\Delta\varphi_s - \Delta\varphi'_s| = |(k - k') \times f + \varphi_e - \varphi'_e| \quad (18)$$

式中: φ_e 为相位测量等引起的误差。

$$\lim_{k \rightarrow k'} \Delta\varphi = \varphi_e - \varphi'_e \quad (19)$$

建立起零相位拟合模型后,截距 φ'_e 为常量,建立起拟合相位误差后,即可消除拟合斜率 k ,则拟合相位误差 $\Delta\varphi$ 与载波频率 f 无关,仅与相位测量误差 φ_e 和拟合模型截距 φ'_e 相关,即可近似看作服从正态分布。对图 3 中拟合相位误差进行直方图统计,统计结果如图 4 所示,从分布区间可以看出拟合相位误差符合正态分布场景。当测量数据服从正态分布时,原始零相位的野值转变为测量数据的粗大误差,从而将野值识别转换为拟合相位误差的粗大误差识别。

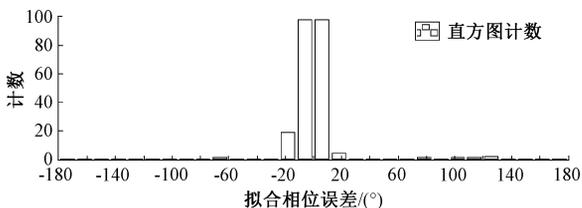


图 4 拟合相位误差的直方图分布

从图 3 中看出零相位数据出现野值时,其拟合相位误差(图中点直线)必然出现粗大误差,通过拟合相位误差曲线可以更容易且直观的展示野值点位置及离散程度。鉴于拟合相位误差服从正态分布,因此可采用 3σ 准则等方法进行粗大误差的识别。

3.3 粗大误差剔除准则

给定一个置信概率,并确定一个置信区间,区间之外的误差即认为是粗大误差,予以剔除。判定粗大误差的准则有多种,主要分为 3σ 准则^[15]和格拉布斯准则^[16]等, 3σ 准则适合样本容量充分大,格拉布斯准则适合样本容量较小。

1) 3σ 准则

测量列中测量值残差的绝对值大于该测量列的 3 倍标准偏差,即认为测量值存在粗大误差。数学表达式为:

$$|v_b| = |x_b - \bar{x}| > 3\sigma \quad (20)$$

式中: x_b 为坏值, v_b 为坏值的残差, \bar{x} 为包含坏值在内的

全部测量值算术平均值, σ 为测量列的标准偏差。

按照上述准则剔除坏值后,重新计算剔除坏值后测量列的算术平均值和标准偏差,再行判断,直至余下测量列中无坏值存在。

2) 格拉布斯准则

凡残差大于格拉布斯鉴别值的误差就是粗大误差,相应的测量值就是坏值。应用格拉布斯准则时,先计算测量列的算术平均值 \bar{x} 和标准偏差 σ ,再取置信水平 α ,根据测量次数 n 查出相应的格拉布斯临界系数 $g(n, \alpha)$,计算格拉布斯鉴别值 $g(n, \alpha) \times \sigma$;将各测量值的残差与格拉布斯鉴别值比较,若满足鉴别式,则认为对应的测量值 x_i 为坏值,应予以剔除。剔除一个坏值后需重新计算测量列的算术平均值和标准偏差,再进行判别,直至无坏值为止。数学表达式为:

$$|v_b| = |x_b - \bar{x}| > g(n, \alpha) \times \sigma \quad (21)$$

式中: x_b 为坏值, v_b 为坏值的残差, \bar{x} 为包含坏值在内的全部测量值算术平均值, σ 为测量列的标准偏差, $g(n, \alpha)$ 为格拉布斯临界系数, $g(n, \alpha)\sigma$ 为格拉布斯鉴别值。

3.4 粗大误差剔除

为了便于展示野值剔除效果,将最后一次剔除的粗大误差作为门限画出误差剔除线(图 3 中虚线所示),大于误差剔除线的拟合相位误差即为粗大误差,对应的零相位数据点即为野值点。

对图 3 中零相位数据(存在非点)进行野值识别,鉴于 100 MHz 测试步进样本量较少,采用格拉布斯准则进行粗大误差识别,识别到粗大误差后将对应的零相位数据点剔除,剔除数据点后需要进行数据补偿,前文推导了零相位数据符合线性模型,因此采用一维线性插值来补偿剔除的野值点和非点,最终剔除效果如图 5 所示。图 5 中空心圆表示对零相位数据直接进行一维线性插值,实心圆表示采用格拉布斯准则进行粗大误差识别、剔除及一维线性插值。从图 5 可以看出通过识别拟合相位误差的粗大误差,能够在样本点较少时依然能准确识别及剔除野值。

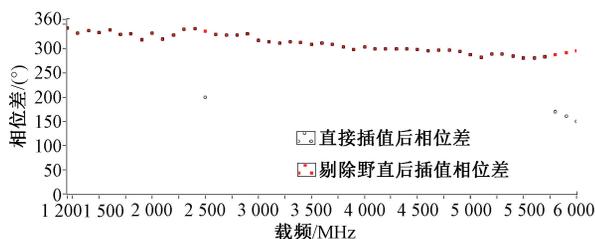
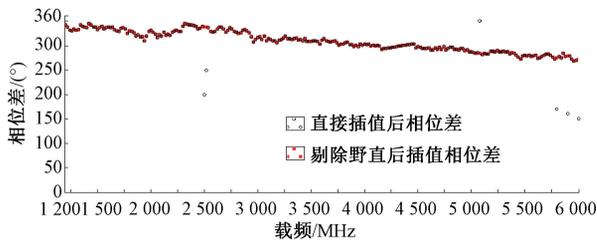


图 5 采用格拉布斯准则剔除粗大误差后的零相位

对同一套干涉仪测向设备的零相位数据(测试步进缩小为 20 MHz)进行野值识别剔除,鉴于 20 MHz 测试步进样本量较多,采用 3σ 准则进行粗大误差识别及剔除。剔除效果如图 6 所示,在样本点较多时采用 3σ 准则同样能准确识别及剔除野值。

综上,针对不同样本量的数据,无需将宽频段拆分成窄

图6 采用 3σ 准则剔除粗大误差后的零相位

频段,依据样本量大小采取相应的粗大误差剔除准则,都能有效地识别野值位置并剔除补偿,而且拟合相位误差能够直观展示零相位的离散程度,便于设计师分析干涉仪测向系统的通道测量误差情况。

3.5 测向误差对比

为了验证含野值的零相位数据对测向精度的影响,采用现役干涉仪测向设备,在微波暗室搭建测向环境,测向起止频率为1.2~6 GHz(步进0.4 GHz,另外选取图2中野值对应的频点:2.5、5.8、5.9、6 GHz),喇叭天线架设于干涉仪天线阵法线方向,辐射功率设置为干涉仪测向设备系统灵敏度以上6 dB。分别将图2对应的原始零相位数据、野值剔除后直接补偿零值(相位差是 0°),以及按照本文提出的野值识别剔除后线性插值的零相位数据加载到设备中,分别测试其在法线方向(0° 方向)的测向误差,测向误差如图7所示。图7中短虚线表示的是原始零相位加载到设备后的测向数据,长虚线是零相位野值剔除后直接补偿零值加载到设备后的测向数据,实线是零相位野值识别剔除后线性插值加载到设备后的测向数据。

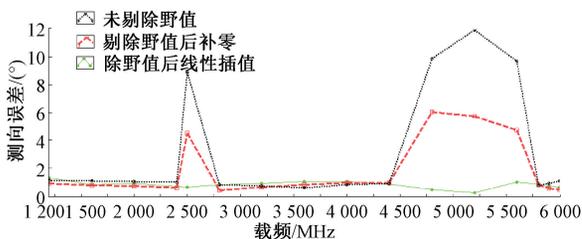


图7 测向误差对比

试验结果表明,在野值点处,剔除野值后线性插值的测向误差与非野值点处测向误差相当,单频点的测向精度符合干涉仪体制测向指标要求。剔除野值后线性插值的测向误差(测向精度 0.85°)明显优于未处理野值的测向误差(测向精度 10.11°)和野值剔除后直接补偿零值的测向误差(测向精度 4.15°),大大提高了测向准确度,目前该方法已在现役测向设备上广泛应用。

4 结论

针对直方图聚类法需在窄频段内样本量足够多,且通过样本训练得到经验值作为剔除门限等前提条件,本文提出了基于零相位拟合模型的野值识别及剔除方法。首先介绍了

静态校正和动态校正的原理及方法,推导了零相位的数学模型,得到拟合相位误差,然后分析出其拟合相位误差服从正态分布,从而将窄频段内的零相位野值识别转化为宽频段内拟合相位误差的粗大误差识别,拟合相位误差更加直观展示零相位数据的离散程度和野值点分布情况。针对不同样本量的零相位数据,自适应采用 3σ 准则或格拉布斯准则识别粗大误差并剔除,剔除野值后采用一维线性插值进行数据补偿,最终能有效地剔除野值点,并补偿非点和剔除的野值点。文中针对少量样本时采用格拉布斯准则进行粗大误差识别,针对较多样本时采用 3σ 准则,目前简单通过样本量数值判定选用哪种粗大误差识别准则,后续可以依据数据的分布特征和样本量同步判断并采用最合适的粗大误差识别准则。

参考文献

- [1] 李宝鹏,彭志刚,王艳军,等.基于VST-FPGA的雷达侦察与干扰系统设计[J].电子测量与仪器学报,2020(11):181-187.
- [2] 孙超,徐盼盼,柏如龙.基于IFF信号单站无源定位技术研究[J].无线电通信技术,2018,44(2):192-196.
- [3] 邬江,龙银东,廖羽宇.不同基线的干涉仪测向误差分析[J].电子信息对抗技术,2020,35(5):16-19.
- [4] 范秋虎,张部生,王天宝,等.基于无人机编队提高干涉仪测向性能[J].电子测量技术,2013(7):27-30.
- [5] 杨明洋,向长波.相关干涉仪测向算法俯仰角误差分析[J].电子测量技术,2020,43(18):1-5.
- [6] 杨明洋,向长波,房鹏飞.基于相关峰的理论样本干涉仪测向算法[J].电子测量与仪器学报,2021,35(10):33-40.
- [7] 段源鸿,韩森,唐寿鸿,等.一种用于相移干涉仪的高压放大电路[J].电子测量技术,2017,40(8):217-220.
- [8] 盛涛,罗德已,周旭,等.一种干涉仪设备免外场辐射校准的设计方法[J].电子信息对抗技术,2021,36(1):94-97.
- [9] 先登飞.一种高精度宽带干涉仪相位校准方法[J].数字技术与应用,2019,37(3):210-212.
- [10] 苗峻,窦修全,聂宏印,等.基于阵列天线接收响应幅度修正的干涉仪算法[J].电子测量技术,2021,44(24):47-51.
- [11] 曹离然,王小雨,王帅,等.面向干涉仪系统的一种近场测试方法[J].电子信息对抗技术,2019,34(2):52-57.
- [12] 张娟,刘恒,何冠良.干涉仪测向系统相位误差校准方法[J].雷达与对抗,2014,34(3):23-26.
- [13] 王玉海,谢军.零相位差非点插值和野值识别剔除技术研究[J].科学与信息化,2023(7):106-109.
- [14] 石荣,邓科.干涉仪相位差测量精度的匹配滤波理论解释[J].太赫兹科学与电子信息学报,2021,19(6):996-1001.
- [15] 徐雷,杨会民,刘连照,等.基于图像处理的指针式温湿度计读数识别方法[J].国外电子测量技术,2019(7):32-36.
- [16] 郝旭娥,沈大伟,张艳兵,等.基于格拉布斯准则的膛压测试仪校准数据拟合方法[J].传感器与微系统,2022,41(9):61-64.

作者简介

王玉海,硕士,工程师,主要研究方向为电子对抗系统设计。

E-mail:1447340118@qq.com

周旭,硕士,工程师,主要研究方向为电子对抗软件设计。

E-mail:1650649174@qq.com