

基于 DSP 的干涉仪测向多级数据处理方法

文彩虹¹, 沈鹏飞¹, 王先发¹, 陈欣¹, 郭林楠¹, 幸涛²

(1. 中国电子科技集团公司 第 27 研究所, 郑州 450047;

2. 中国人民解放军 93160 部队, 郑州 450050)

摘要: 针对多基线干涉仪测向系统存在测量噪声、系统误差等导致的解模糊错误和测向精度低等问题, 提出了一种有效提高测向精度的多级数据处理方法; 该方法选用了抗干扰能力强、复杂度适中、易于工程实现的立体基线法, 并着重于解模糊前后的数据处理; 针对解模糊过程中基线间相位差数据相互关联、相互影响的数据特点, 选用了中值滤波算法, 以达到既有效滤除噪声, 又尽可能保留数据原本信息的目的, 从而有效提高解模糊正确率和测向精度; 为提高测向数据可靠性, 测向解算后再次对数据进行了异常值剔除; 设计 FPGA+DSP 硬件平台, 基于 DSP 芯片 TMS320C6713 完成该多级数据处理方法的工程实现; 实测数据表明, 在最长基线仅为约 10 个波长的小型化天线阵条件下, 输入相位差数据均方根误差 (RMSE) 为 3.4° 时, 解模糊正确, 且测角均方根误差控制在 0.1° , 数据处理速率达到 100 Hz; 该测向数据处理方法有效提高了解模糊正确率, 处理速度快、测向精度高、工程实用性强。

关键词: 干涉仪; 测向; 解模糊; 中值滤波; 异常值剔除

Multi-level Data Processing Method for Interferometer Direction Finding Based on DSP

WEN Caihong¹, SHEN Pengfei¹, WANG Xianfa¹, CHEN Xin¹, GUO Linnan¹, XING Tao²

(1. The 27th Research Institute of CETC, Zhengzhou 450047, China;

2. Unit 93160 of the PLA, Zhengzhou 450050, China)

Abstract: To address issues such as ambiguity resolution errors and low direction finding accuracy caused by measurement noise and system errors, and effectively improve the direction finding accuracy of a multi baseline interferometer direction finding system, a multi-level data processing method is proposed. This method adopts the spatial baseline method with strong anti-interference ability, moderate complexity, and easy engineering implementation, and focuses on data processing before and after resolving ambiguity. In response to the mutual correlation and influence of phase difference data between baselines in the process of resolving ambiguity, the median filtering algorithm is selected to effectively filter out noise while preserving the original information of the data as much as possible, thereby effectively improving the accuracy of ambiguity resolution and direction finding. To improve the reliability of direction finding data, abnormal data are removed from the data again after direction finding calculation. Design FPGA+DSP hardware platform and achieve the multi-level data processing method based on DSP chip TMS320C6713. The test data show that under the conditions of a miniaturized antenna array with a longest baseline of only about 10 wavelengths and a root mean squared error (RMSE) of 3.4° for the input phase difference data, the ambiguity resolution is correct, the RMSE of the angle measurement can be controlled within 0.1° , and the data processing speed can reach up to 100 Hz. This direction finding data processing method effectively improves the accuracy of ambiguity resolution, with fast processing speed, high direction finding accuracy, and strong engineering practicality.

Keywords: interferometer; direction finding; resolving ambiguity; median filter; outlier elimination

0 引言

多基线干涉仪测向具有测向精度高、速度快、范围

大和适应信号能力强等优点, 因此被广泛应用于各种测向系统中^[1-3]。多基线干涉仪测向系统多采用长、短基

收稿日期:2024-11-12; 修回日期:2024-12-11。

作者简介:文彩虹(1982-),女,硕士研究生,高级工程师。

引用格式:文彩虹,沈鹏飞,王先发,等. 基于 DSP 的干涉仪测向多级数据处理方法[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(3): 219-225, 234.

线相结合的方法来解相位模糊,利用“长基线”保证测向精度,“短基线”解相位模糊^[4-5]。因此为提高测向精度,“长基线”设计得越长则测向精度越高。但对于搭载于飞行器载体上的干涉仪,设备尺寸受到严格限制,多基线干涉仪的“长基线”优势将极为减弱,单纯着眼于提高干涉仪解模糊正确率将难以满足测向精度的要求。

此外,在工程实现和应用过程中,设备实际处于复杂电磁环境,干涉仪测向系统存在多种干扰和系统误差,从而影响测向精度。这些干扰和误差包括:天线的不一致性、天线间互耦、平台对天线的影(包括天线罩和天线附近的物体引起的天线幅度,相位的畸变)、测频误差、鉴相误差以及通道失衡引起的误差等^[6-8]。由于这些干扰和系统误差的存在,导致基线间的相位差测量值存在较大噪声,从而影响测向解算,降低测向数据的有效性。

在干涉仪天线布阵已确定的情况下,干涉仪测向算法重点需要考虑两方面:1)基于硬件平台性能、算法复杂度、运算量等综合因素合理选择适合硬件平台且满足指标要求的解模糊算法;2)在解模糊正确的基础上提高测向精度。常见的解模糊算法有长短基线法、参差基线法、相位归一化比较法、逐次解模糊法、虚拟基线法、立体基线法等^[5-6,9]。基于样本数据库搜索匹配方法也可以实现干涉仪测向^[10-11],但该测向算法需要建立大量的样本空间,并且为提高测向精度,需要存储大量样本值并减小搜索步进,计算量大,硬件性能要求高。

为提高测向精度,文献[12]利用幅相信息对来波进行测向,根据幅度和相位形成联合信息向量进行测向,缩小了天线尺寸,提高了测向精度。该方法需要建立大量空间向量库,按一定频率间隔和方位间隔进行精确测量和采样并建立样本集。在测向解算过程中通过目标库拟合和测向结果插值的方式进行测向解算。文献[13]通过选取相互垂直的最长2个阵元之间的相位差作为基准相位差,缩小模糊值的搜索范围,减小了计算量。该方法需要建立角度步进为 1° 的测量相位差与理论相位差残差表,通过遍历该残差表,计算其与测量相位差的相关系数,查找相关系数最大值对应的模糊值即为正确模糊值。文献[14]提出一种基于GPU并行计算的算法实现方式,主要解决当提高测向精度时,计算量相应增大导致的测向解算速度降低问题,其测向精度仍依赖于样本库样本数据量的多少,且工程实现过程具有较大难度。文献[12-14]均是基于样本库的测向解算,该类方法为提高测向精度需要建立大量的样本库数据,存在建库过程工作量大,解算过程计算量大,以及对硬件性能要求高的缺点。文献[15]提出一种基于相位差误差估计的测向算法,主要解决工程应用中因测量

误差导致的解模糊错误,减少测向跳区问题。该方法计算相对简单,但其重点仍是解决解模糊问题,文中所述解模糊失败导致的测向跳区问题也可通过本文介绍的异常值剔除算法实现。文献[16]提出了一种基于信噪比估计和相位差矢量平均的自适应测向方法,通过对测量的相位差复数矢量求平均来提高相位差的测量精度。该方法计算复杂度小,可有效提高测向精度,其矢量平均方法达到的效果也可以通过本文介绍的数据平滑处理方法实现,且更为简洁高效。

提高干涉仪测向精度的重点是要设计一种适用于干涉仪测量数据特点的数据处理方法,达到既有效滤除噪声,又实现正确解模糊,最终达到较高的测向精度。本文提出一种干涉仪测向的多级数据处理方法。该方法强调对原始相位差数据的处理,首先通过滤波和平滑处理,优化相位差数据,从源头降低解模糊错误率并提高测向精度,同时选用抗干扰能力强、运算量适中的立体基线法解模糊,并对解模糊后的测向数据再次进行异常值剔除,提高输出数据可靠性,最后在DSP芯片TMS320C6713上完成该多级数据处理方法的软件实现、仿真测试和实物联调。

1 测向原理

干涉仪测向原理如图1所示。当辐射源距离接收机足够远时,可以将接收到的电磁波近似为平行波,利用该平行波到达天线的的时间差异,可解算出电磁波与天线视轴的夹角。

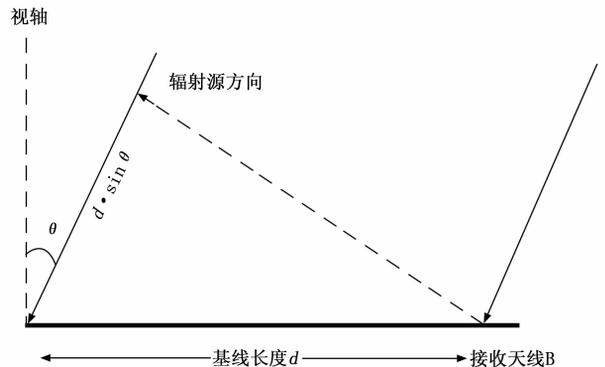


图1 干涉仪测向原理图

假设电磁波与天线视轴夹角为 θ ,则电磁波到达天线A和天线B的时间存在先后,表现为A、B两个天线接收的信号存在相位差,且该相位差 φ 为:

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

式中, λ 为信号波长, d 为天线间距。

当 $-\frac{\pi}{2} \leq \theta < \frac{\pi}{2}$,且 $d \leq \frac{\lambda}{2}$ 时,则有:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\varphi\lambda}{2\pi d}\right) \quad (2)$$

由于干涉仪相位差测量结果局限于 $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ 之间, 所以当 $d > \frac{\lambda}{2}$ 时, 实际相位差与测量相位差会存在 2π 倍数的周期模糊。此时设相位差的测量值为 φ' , 则真实值 φ 和测量值 φ' 的关系可以表示如下:

$$\varphi = 2\pi k + \varphi' \quad (3)$$

式中, k 为整数。求得该模糊数 k , 即可得真实相位差 φ 和角度 θ 。即:

$$\theta = \arcsin\left[\frac{(2\pi k + \varphi')\lambda}{2\pi d}\right] \quad (4)$$

从式 (4) 可以看出, 只有求得正确的 k 值, 才能解算出真实角度 θ , 因此干涉仪测向中重要的环节是进行相位解模糊以得到正确的测向结果。

2 测向数据处理方法

由鉴相器送来的原始相位差数据包含多种测量噪声, 如果这些数据直接参与解模糊, 则出现解模糊错误的概率较高, 且测向精度低。理论上如果测量数据十分理想, 不包含任何噪声, 则各种解模糊算法均可正确实现解模糊, 并达到精确的测向。实际影响解模糊正确率和测向精度的根源在于相位差测量数据的质量高低。因此重视对原始相位差数据的处理将达到事半功倍的效果。

为降低解模糊错误概率, 提高测向精度, 论文首先对原始相位差数据选取了适合其数据特点的滤波算法; 选用了抗干扰能力强、复杂度适中、易于工程实现的立体基线法进行解模糊; 最后为提高测向数据可靠性, 再次对解模糊后的测向数据进行了异常值剔除。测向数据处理流程如图 2 所示。

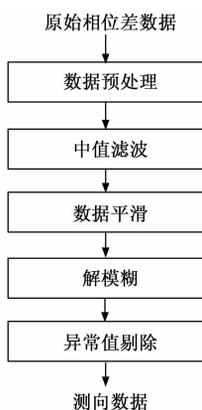


图 2 测向数据处理流程图

2.1 数据预处理

数据预处理是将鉴相器送来的原始相位差数据按接口定义进行符号位扩展、数据转换、单位换算、数据范围检查等前期处理。进行数据预处理后的相位差数据归一化到 $[0, 2\pi)$ 区间, 为后续滤波提供直接可用的数

据。原始相位差数据接口的数据位宽应定义足够大以确保测量数据精度, 数据更新率应足够快以满足测向时效。

2.2 中值滤波

解模糊过程中各基线的相位差数据存在相互关联、相互影响。滤波算法选择不合适, 可能削弱各基线相位差数据的关联性, 降低解模糊正确率。中值滤波是工程上广泛使用的一种滤波方法。中值滤波器的优点是运算简单、速度快, 在滤除噪声特别是脉冲噪声方面表现优异^[15]。由鉴相器送来的原始相位差数据通过中值滤波可以较好地剔除各种脉冲噪声, 同时又能很好地保护相位差数据的原本信息, 从而可有效提高解模糊正确率和测向精度。作者曾采用脉冲测量雷达数据处理方法中常用的多项式四点拟合外推法对原始相位差数据进行检验和校正, 但在加大噪声的情况下, 对原始相位差数据的校正, 特别是对短基线原始相位差数据的校正, 反而导致了解模糊的错误, 而同样的测试数据采用中值滤波后却实现了正确解模糊。两种滤波算法效果差异主要体现在电磁波与天线视轴夹角在 0° 附近时, 中值滤波效果明显优于多项式四点拟合外推法, 其他入射角度下两者无明显差异。理论分析可知, 当电磁波与天线视轴夹角在 0° 附近时, 式 (1) 中 $\sin\theta$ 趋近于 0° , 等效各基线间的相位差 φ 也趋近于 0° , 因此噪声影响的效果将显著增大, 特别是短基线的测量值处理不当将极易导致解模糊失败。由此可见, 由于各基线相位差数据的关联性及强, 滤波算法选择不合适, 反而滤除了有效信息, 导致解模糊失败。因此, 针对原始相位差数据推荐采用中值滤波法。

由于相位差数据归一化到 $[0, 2\pi)$ 区间, 当滤波窗口中同时存在 0° 附近和 360° 附近的数据时, 可认为角度数据出现了整周跳跃或过零。在中值滤波时需要注意对过零数据的特殊处理。

相位差数据的中值滤波处理流程设计如下:

1) 创建一个长度为奇数的数据窗口 W_{2N+1} , 用于实时接收和存储相位差数据。窗口长度应合理选择, 长度过短, 滤波效果较弱; 长度过长, 影响数据时效性并大幅增加运算量, 甚至失去数据意义;

2) 定义变量 $Index$, 将最新相位差数据存入 W_{Index} 中后 $Index$ 增 1。当 $Index > 2N+1$ 时, $Index$ 重新设置为 1;

3) 对窗口 W 中的数据范围进行判断, 对于 0 到 2π 范围的数据, 若同时存在小于 $\pi/2$ 和大于 $(3\pi)/2$ 数据时, 判定为存在过零。当存在过零时将小于 $\pi/2$ 的数据加 2π , 将原 0 到 2π 的数据范围扩宽到 0 到 4π ;

4) 定义与实时数据窗口长度相同的临时存储区 $Buff_{2N+1}$, 将窗口 W_{2N+1} 中的数据复制到 $Buff_{2N+1}$ 中;

5) 对临时存储区 $Buff_{2N+1}$ 中的数据进行排序;

6) 判断排序后 Buff_N 中的数据, 若 Buff_N 中的数据大于 2π , 则将该数据减去 2π , 使其重新恢复到 0 到 2π 的数据区间, Buff_N 中的数据即为中值滤波输出;

7) 重复 2) 到 6), 循环完成滤波输出。

2.3 数据平滑

中值滤波后的相位差数据使用均值滤波进行数据平滑处理。参与数据平滑的滑窗大小可以根据原始数据更新率和被测对象的运动特性确定。原始相位差数据采样率快, 入射角变化率慢, 则参与数据平滑的滑窗大小可以设计较大; 反之滑窗大小应适当减小。

针对相位差数据的平均算法可采用矢量均值滤波方法, 即将对相位差标量信号的均值滤波转换为对矢量的均值滤波问题, 以解决相位差测量值模 2π 时存在的“周跳现象”。矢量均值滤波算法需要反复使用三角公式进行数据转换, 效率相对较低。本文提出一种简单高效的处理方法, 通过对相位差数据进行过零判断和数据范围扩展实现相位差数据的算术平均。具体方法为: 对相位差数据进行算术平均时, 首先判断该组数据是否存在过零数据, 判别方法参见中值滤波 3), 当存在过零数据时, 将小于 $\pi/2$ 的数据加 2π , 即将原 $[0, 2\pi)$ 的数据范围扩展到 $[0, 4\pi)$, 按扩展后的数据进行算术平均, 取得均值后再将数据进行归一化处理, 重新恢复到 $[0, 2\pi)$ 区间。

数据平滑处理流程设计如下:

1) 创建一个长度为 M 数据存储区 AvgBuff , 用于实时接收和存储中值滤波输出数据;

2) 定义变量 Index , 将最新中值滤波输出数据存入 $\text{AvgBuff}_{\text{Index}}$ 中后 Index 增 1。当 $\text{Index} > M$ 时, Index 重新设置为 1;

3) 对数据存储区 AvgBuff 中的数据范围进行判断, 对于 0 到 2π 范围的数据, 若同时存在小于 $\pi/2$ 和大于 $(3\pi)/2$ 数据时, 判定数据存在过零。存在过零时将小于 $\pi/2$ 的数据加 2π , 将原 $[0, 2\pi)$ 的数据范围扩展到 $[0, 4\pi)$;

4) 对数据存储区 AvgBuff 中的所有数据求平均值 Avg , 若 Avg 大于 2π , 则将 Avg 减去 2π , 使其回到 0 到 2π 的数据区间, Avg 即为数据平滑后的相位差输出;

5) 重复 2) 到 4), 循环完成数据平滑处理。

2.4 立体基线法解模糊

立体基线法充分利用所有基线参与解模糊, 解模糊能力高, 虽然其运算量相对较大, 但在满足处理速度要求的条件下, 推荐采用此解模糊方法。

根据基线长度与入射电磁波波长 λ 的倍数关系以及相位差测量值, 计算出 n 条基线所有可能的相位差集 $\Phi_1, \Phi_2 \cdots \Phi_n$, 再进一步得到所有的可能入射角度集合 $\Theta_1, \Theta_2 \cdots \Theta_n$ 。每个集合 Θ_n 中必然包含一个真实值 θ_n 。因为真

实信号 θ_n 是每个集合中的共同元素, 因此可以对集合间的元素进行相互比较, 找到相互最为接近的一组元素即判定为真实值集合, 取真实值集合中最长基线对应的元素为最终入射角度。

1) 首先求所有的可能入射角度集合 $\Theta_1, \Theta_2 \cdots \Theta_n$ 。根据式 (4) 可知, 要求 k 的所有可能值, 即求所有能满足下式的 k 的取值, k 取整数:

$$-1 \leq \frac{(2\pi k + \varphi')\lambda}{2\pi d} \leq 1 \quad (5)$$

式中, φ' 为相位差测量值。

对上式进行变换, 得:

$$-\frac{d}{\lambda} - \frac{\varphi'}{2\pi} \leq k \leq \frac{d}{\lambda} - \frac{\varphi'}{2\pi} \quad (6)$$

再将满足上式的所有为整数的 k 代入式 (4), 即可求得可能入射角度集合 Θ 。

2) 在集合 Θ_1 和集合 Θ_2 中找到一组 $\hat{\theta}_1$ 和 $\hat{\theta}_2$, 使得:

$$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2 = \operatorname{argmin} |\theta_1 - \theta_2| \quad (7)$$

其中: $\theta_1 \in \Theta_1, \theta_2 \in \Theta_2$ 。

3) 对 $\hat{\theta}_1$ 和 $\hat{\theta}_2$ 作平均, 得:

$$\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2} \quad (8)$$

4) 以 $\hat{\theta}$ 为参考值, 在集合 Θ_3 中继续寻找一个 $\hat{\theta}_3$, 使得:

$$\hat{\theta}_3 = \operatorname{argmin} |\theta_3 - \hat{\theta}| \quad (9)$$

其中: $\theta_3 \in \Theta_3$;

5) 参照步骤 3 和步骤 4, 依次寻找 $\hat{\theta}_4, \hat{\theta}_5 \cdots \hat{\theta}_n$, 最长基线对应的 $\hat{\theta}_n$ 即为入射角真实值。

2.5 异常值剔除

针对相位差数据进行的数据处理主要用于提高解模糊正确率和提高测向精度, 异常值剔除则进一步识别并抛弃异常状态下的数据。结合已知被测对象运动特性, 根据角度变化范围, 角速率变化范围设计异常值剔除算法。对于超出角度变化和角速率变化超出预设范围的数据判断为野值, 进行抛弃。异常值剔除流程设计如下:

1) 创建大小为 M 的滑动窗口存储区 AngBuff , AngBuff 滑窗中的数据均满足最大角变化率时, 最新解模糊数据正常输出, 否则输出上一时刻输出值。因此 M 的大小代表当异常数据出现时, 判断为恢复正常状态的必要保持时间;

2) 移动滑窗数据, 令 $\text{AngBuff}_n = \text{AngBuff}_{(n+1)}$, n 依次从 1 到 $M-1$;

3) AngBuff_M 更新为最新解模糊得到的角度 Angle_n ;

4) 角度限幅判断: 当 AngBuff_M 超出测量角度范围时, AngBuff_M 判定为异常值, $\text{Angle}_{\text{out}}$ 输出上一时刻数据;

5) 角变化率限幅判断: 当 AngBuff 中的数据均满

足 $\text{abs}(\text{AngBuff}_n, \text{AngBuff}_{(n+1)}) < \text{ChgRate}_{\max}$, $n = \{1, 2, \dots, M-1\}$ (ChgRate_{\max} 为被测对象在最大角变化率时, 转换到当前数据处理速率下相邻两次采样数据间的最大差值), 则 AngBuff_M 判定为正常值, 否则 $\text{Angle}_{\text{out}}$ 输出上一时刻数据;

6) 循环执行 2) 到 5), 完成异常值剔除, 并输出测角数据。

3 工程实现

3.1 基线布阵设计

某多基线干涉仪设计为对两个飞行器相对运动时双向视线方位角和视线俯仰角的测量。为满足飞行器平台对重量、体积和功耗的要求, 采用小型化、短基线设计。该干涉仪设计为 L 形的正交基线, 以实现方位和俯仰的测量, 单个方向上的基线布设如图 3 所示, 其中, 相邻天线间的间隔设计为: $d_{12} = \lambda$; $d_{23} = (4/3)\lambda$; $d_{34} = 2\lambda$; $d_{45} = 6\lambda$ 。

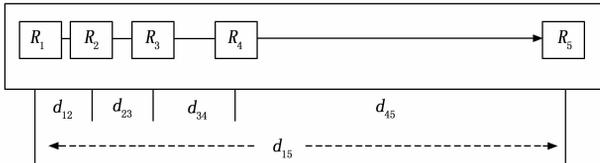


图 3 基线布设示意图

为便于安装, 减小天线间的影响, 构建虚拟基线以满足短基线间距小于 $\lambda/2$ 的无模糊要求。基线 $R_1 \sim R_2$ 间距设计为 1 个波长 (λ), 基线 $R_2 \sim R_3$ 间距设计为 $4\lambda/3$, 基线 $R_2 \sim R_3$ 与基线 $R_1 \sim R_2$ 的距离差值等于 $\lambda/3$, 以该距离差值构建“短基线”, 可满足间距小于 $\lambda/2$ 的无模糊要求。最长基线 $R_1 \sim R_5$ 由系统尺寸要求决定, 设计为 $(31/3)\lambda$ 。此外为提高解模糊正确率, 增设基线 $R_3 \sim R_4$ 。

3.2 硬件架构设计

该多基线干涉仪硬件架构设计为 FPGA+DSP 模式。FPGA 选用 Xilinx 公司的 XC7K410T 芯片, DSP 选用 TI 公司的 TMS320C6713 芯片。TMS320C6713 为 32 bit 浮点型芯片, 其处理速度快、运算能力强, 工作主频可达 200 MHz, 峰值运算能力为 1 600 MIPS/1 200 MFLOPS, 可以满足测向数据处理速度要求。FPGA 与 DSP 通过 DSP 外部存储器接口 (External Memory Interface, EMIF 接口) 实现相位差数据的实时交互, 该接口可以满足 FPGA 与 DSP 之间高速数据的传输。

ADC 信号采集单元选用 ADI 公司的 AD9653, 采用 3 片 AD9653 芯片实现 10 路中频输入信号的采集, 即 5 路 X 轴 (方位) 和 5 路 Y 轴 (俯仰) 射频信号采集。AD9653 是一款 4 通道、16 位、125 MSPS 模数转

换器 (ADC), 内置片内采样保持电路, 专门针对低功耗、小尺寸和易用性设计。该产品的转换速率最高可达 125 MSPS, 具有杰出的动态性能与低功耗特性。

多基线干涉仪硬件架构如图 4 所示。

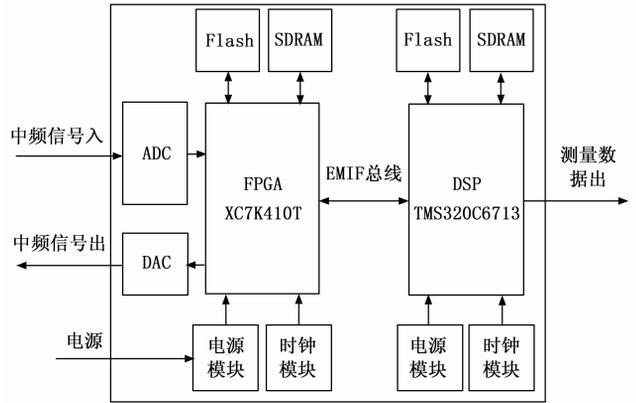


图 4 硬件架构图

该干涉仪信号体制采用 PCM-CDMA-BPSK, 可实现相位测量和遥测数据传输。FPGA 负责射频信号处理和鉴相, 载波和伪码采用三阶环路设计, 实现零稳态的相位提取, 并将相位差数据按 100 Hz 频率周期发送至 DSP, 由 DSP 测向解算软件完成测向数据解算。

3.3 软件处理流程

FPGA 将鉴相输出的相位差数据通过 EMIF 总线发送至 DSP, 当 EMIF 总线接收到一包数据后, 产生一个中断告知 DSP 已有新数据更新; DSP 响应该中断, 并将接收的数据存入待处理队列。DSP 主程序循环判断该相位差接收数据队列中是否有未处理数据, 若有, 则取出并进行数据处理。进行数据处理时, 首先判断该数据是否有效, 在载波信号为失锁状态时, 数据判断为无效, DSP 软件应抛弃所有无效的相位差数据, 并对相关变量重新进行初始化, 恢复初始化状态。

按照论文所述数据处理方法, DSP 测向处理软件完成相位差数据预处理、中值滤波、数据平滑、解模糊和异常值剔除, 最后输出测向数据。DSP 测向处理软件处理流程如图 5 所示。

3.4 仿真与实物验证

通过 Matlab 生成的仿真数据及测试结果如图 6 所示, 实物联调实测数据及测试结果如图 7 所示。Matlab 仿真测试数据是入射角设定为 45° 时, 先由各基线的相位差关系得到理论相位差数据, 再使用 awgn 语句在理论相位差基础上累加高斯白噪声, 并生成测试数据文件存储到本地计算机, 由 DSP 处理软件读取文件并按论文所述数据处理方法进行测向数据解算。实物联调是测向接收机在入射角为 0° 时的实测情况。图 6 仿真测试数据的各基线相位差均方根误差分别为 16.090° 、

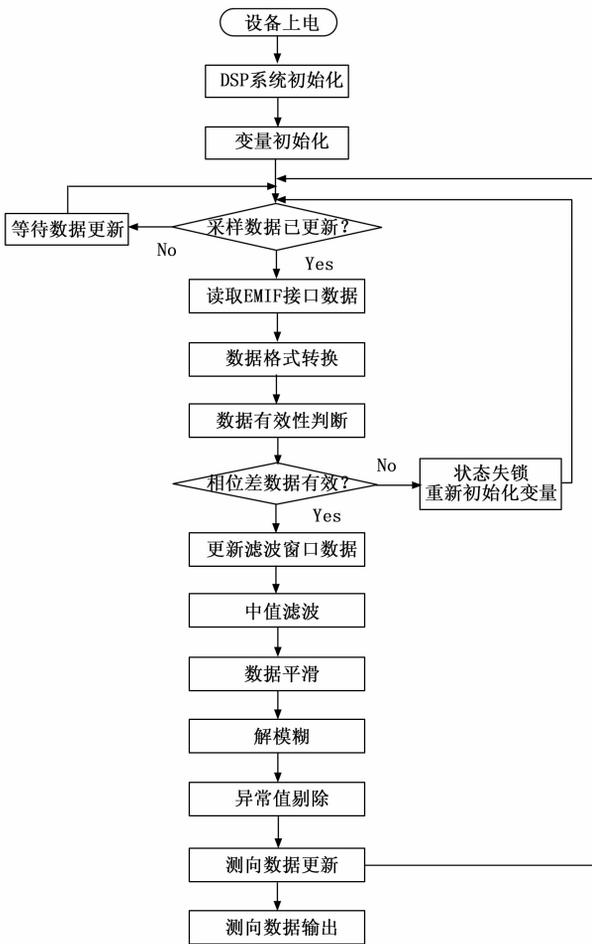
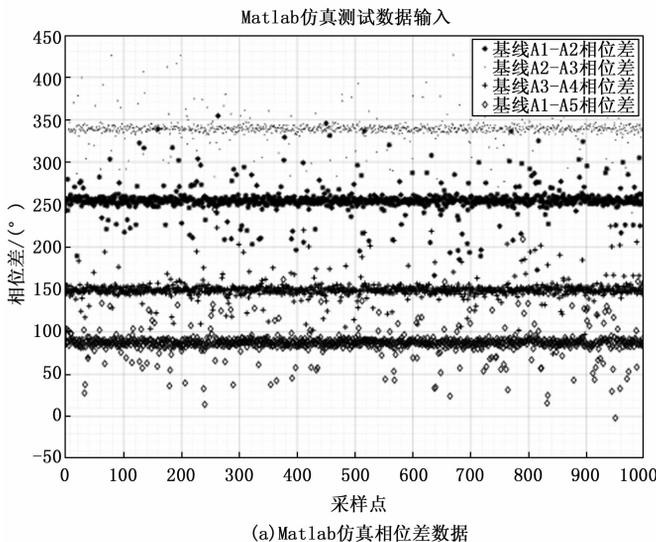
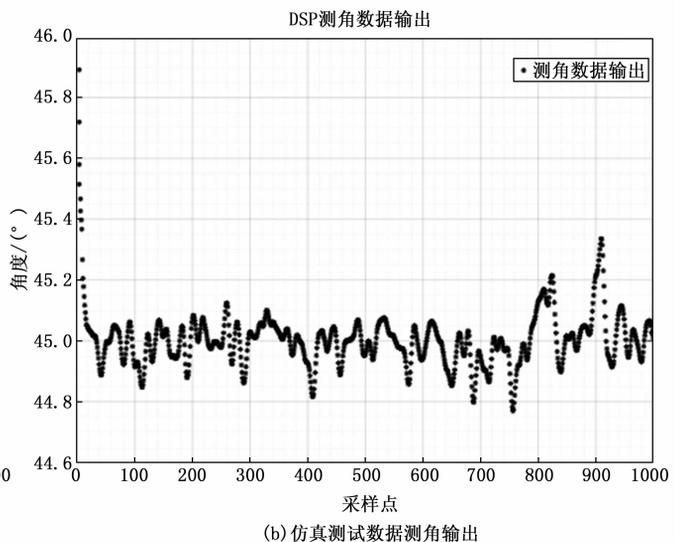


图 5 DSP 测向处理软件流程图

15.286°、13.217°、15.456°，测向均方值误差为 0.092°；图 7 实物联调测试数据的各基线相位差均方根误差分别为 2.954°、3.418°、0.050°、1.830°，测向均方根误差为 0.097°。



(a) Matlab 仿真相位差数据



(b) 仿真测试数据测角输出

图 6 Matlab 仿真测试结果

为比较该数据处理方法效果，作者将其与常用的逐次解模糊算法进行了比对。使用 Matlab 软件将图 6 和图 7 中的相位差输入数据进行滑动均值后再进行逐次解模糊，得到测向数据输出，实验结果如图 8 所示。从图 8 可以看出，对于入射角为 45°的仿真测试数据，逐次解模糊法出现了较多的解模糊错误；入射角为 0°的实物联调测试数据，测向均方根误差为 0.164 0°，未出现明显的解模糊错误，但测向精度低于论文处理方法。

从图 6、图 7 的 DSP 测角数据输出结果可以看出，论文提出的数据处理方法有效滤除了输入信号中的随机噪声，并保留了原本信息，未出现解模糊错误。仿真和实测联调中的相位差数据的均方根误差分别达到了 16°和 3.4°，而测角均方根误差可控制在 0.1°。

4 结束语

本文提出了一种基于 DSP 的干涉仪测向多级数据处理方法。通过设计适用于干涉仪测量数据特点的数据处理方法，实现有效滤除噪声，提高解模糊正确率，最终达到较高测向精度。该数据处理方法包括数据预处理、中值滤波、数据平滑、立体基线法解模糊和异常值剔除。基于 FPGA+DSP 硬件架构，在 DSP 芯片上完成了该数据处理方法的软件实现，经仿真测试和实物验证，实现了在最长基线仅约 10 个波长的小型化天线阵条件下，输入相位差数据均方根误差 (RMSE) 为 3.4°时，解模糊正确，测角均方根误差控制在 0.1°，数据处理速率达到 100 Hz。

仿真测试和实物测试数据表明，该数据处理方法有效提高了解模糊正确率，处理速度快，测向精度高，具有较高的工程应用价值。考虑系统复杂度、处理速度和稳定性等方面因素，该多级数据处理方法暂未增加卡尔

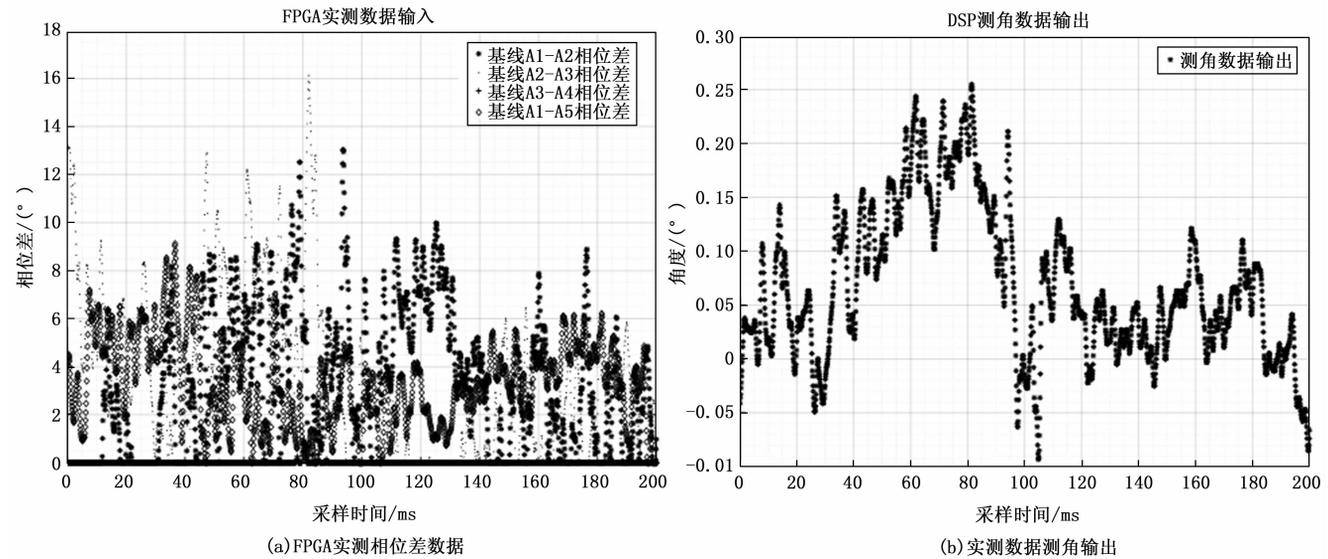


图 7 实物联调测试结果

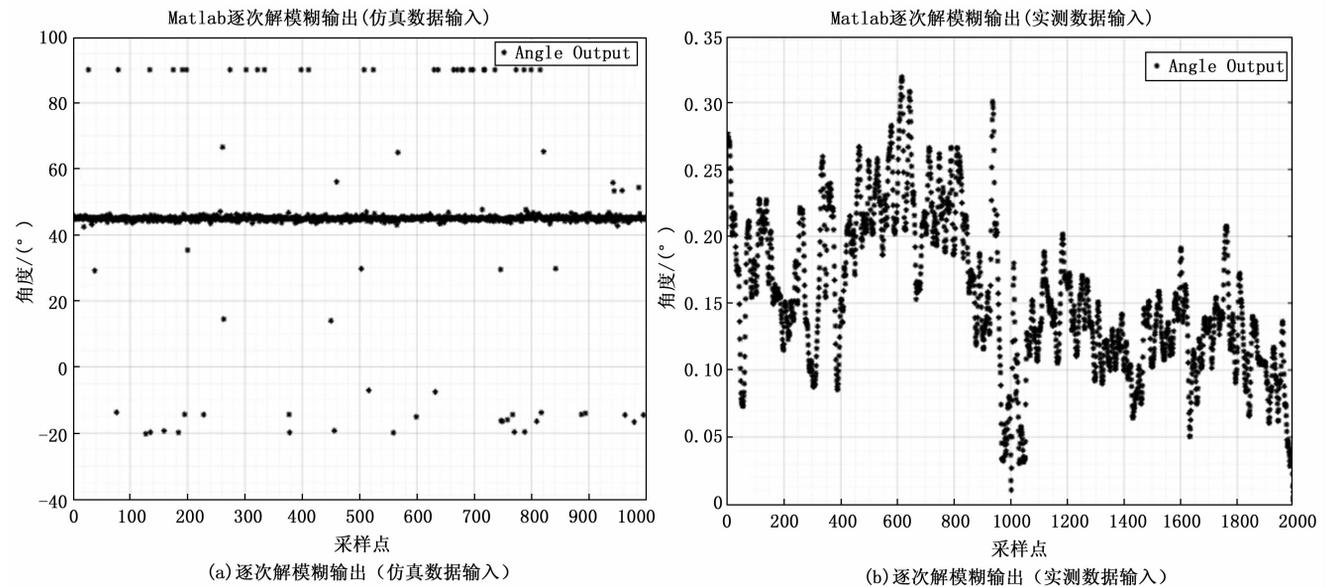


图 8 逐次解模糊仿真测试结果

曼滤波, 后续将尝试对当前测向输出进行卡尔曼滤波, 以进一步提高测向精度。

参考文献:

[1] 朱新国, 崔 崑. 一种新的干涉仪测角数据处理算法 [J]. 北京理工大学学报, 2008, 28 (6): 541-544.
 [2] 韦贤岁. 一种实时的干涉仪测向异常值检测和纠错方法 [J]. 舰船电子对抗, 2022, 45 (3): 89-92.
 [3] 徐文君, 赵荣琦, 刘志永. 基于基线比值法的多基线相位干涉仪解模糊算法研究 [J]. 舰船电子对抗, 2023, 46 (5): 75-79.
 [4] 周一宇. 电子对抗原理 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
 [5] 韩 广, 王 斌, 王 成. 相关运算在相位干涉仪解模糊中的应用 [J]. 声学技术, 2010, 29 (5): 538-542.

[6] 张国立, 毕大平, 杨军佳. 对干涉仪测向系统的干扰方法 [J]. 电子信息对抗技术, 2012, 27 (5): 46-49.
 [7] 左 乐, 聂剑坤. 一种高精度求解入射角的新方法 [J]. 电子信息对抗技术, 2014, 29 (4): 23-26.
 [8] 刘满朝, 刘 乐. 二维干涉仪测向技术研究 [J]. 现代雷达, 2018, 40 (2): 44-48.
 [9] 任 鹏, 李建军, 周 彬, 等. 多基线干涉仪解模糊算法 [J]. 电子信息对抗技术, 2015, 30 (3): 6-8.
 [10] 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.
 [11] 林泽龙, 曲英杰. 基于 FPGA 的相关干涉仪测向算法的设计与实现 [J]. 计算机测量与控制, 2024, 32 (5): 318-324.

(下转第 234 页)