

# 面向无人机中继通信的波束对准 实现方法研究

明毅<sup>1,2</sup>, 赵琪<sup>1,2,3</sup>, 魏恒<sup>1,2</sup>, 魏浩<sup>1,2</sup>, 崔宇宇<sup>1,2</sup>,  
庞广辉<sup>3</sup>, 黄林恺<sup>3</sup>

- (1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;  
2. 中国电子科技集团公司第五十四研究所通信软件与专用集成电路设计国家工程研究中心,  
石家庄 050081; 3. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071)

**摘要:** 针对低功耗的无人机中继通信场景下, 现有波束对准方法未考虑吊舱多面阵阵面部署、阵元数目静态不变等问题, 为保证波束对准的高精度和低时延, 提出了一种基于FPGA的波束对准实现方法; 利用模拟位置和姿态信息进行坐标转换, 在常规波束对准框架中引入多面阵协同的阵元规模动态可变参数, 通过波束形成原理计算角度和移相值, 最终FPGA返回数据, 完成波束对准验证; 仿真结果表明, 在半波束宽度为 $12.7^\circ$ 的70个时隙中, 角度误差维持在 $1^\circ$ 左右, 功耗相比传统算法降低5%以上, 波束对准时间为 $123.3\ \mu\text{s}$ ; 通过基于FPGA的硬件验证, 证明了算法的工程实用性。

**关键词:** 低功耗; 中继通信; 波束对准; 多面阵协同; FPGA; 波束形成

## Research on a Beam Alignment Implementation Method for UAV Relay Communication System

MING Yi<sup>1,2</sup>, ZHAO Qi<sup>1,2,3</sup>, WEI Heng<sup>1,2</sup>, WEI Hao<sup>1,2</sup>, CUI Ziyu<sup>1,2</sup>,  
PANG Guanghui<sup>3</sup>, Huang Linkai<sup>3</sup>

- (1. The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;  
2. National Engineering Research Center of Communication Software and Asic Design,  
The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;  
3. National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xian 710071, China)

**Abstract:** To address the limitations of existing beam alignment approaches in low-power unmanned aerial vehicle (UAV) relay communication systems—which neglect practical deployment configurations of pod-mounted multi-panel phased arrays and fixed-element architectures—an FPGA-based beam alignment implementation framework is proposed. By integrating simulated position and attitude data through coordinate transformations, the methodology introduces dynamically reconfigurable antenna element scales within a multi-panel array coordination architecture. Utilizing beamforming principles to compute angular parameters and phase shift values, the system achieves beam alignment through hardware validation on a field-programmable gate array (FPGA). Simulation results demonstrate that over 70 time slots with a half-beamwidth of  $12.7^\circ$ , the proposed method maintains angular errors below  $1^\circ$ , achieving a power consumption reduction of over 5% compared to conventional algorithms. Notably, the beam alignment latency is measured at  $123.4\ \mu\text{s}$ . Hardware validation based on the FPGA platform further confirms the algorithm's engineering practicality, validating its robustness in real-time UAV relay scenarios.

收稿日期: 2025-09-11; 修回日期: 2025-11-02。

作者简介: 明毅(2000-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 魏恒(1984-), 男, 博士, 正高级工程师。

引用格式: 明毅, 魏恒, 赵琪, 等. 面向无人机中继通信的波束对准实现方法研究[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(2): 195-202.

**Keywords:** low-power; relay communications; beam steering; multi-panel array coordination; FPGA; beamforming principle

## 0 引言

无人机依靠其体积小、移动性高及操作便捷等优势,在军用和民用领域应用广泛。无人机中继通信作为无人机的应用场景之一,是近年来军民领域均在研究的热点技术<sup>[1-2]</sup>。无人机中继通信凭借中继转发的优势,可以克服传统通信受建筑和地形的限制,提升传输的可靠性。传统无人机通信大多利用全向天线,在高频段通信时发射功率不足,干扰较多,难以保证远距离通信,故近年来多采用相控阵定向天线进行研究。在无人机中继通信过程中,定向天线由于无人机的位置持续变化,在保证通信连接的前提下,需要频繁切换波束方向来实现波束对准,传统的波束对准方法主要依赖于波束训练过程,常用的波束训练算法包括穷举搜索算法<sup>[3-4]</sup>、分层搜索算法<sup>[5]</sup>、压缩感知算法<sup>[6-7]</sup>和先验信息辅助等。

波束训练需要大量导频资源来建立初始波束对,所以降低导频成本来实现波束对准的波束跟踪技术受到学者们的广泛关注。其核心思想是用贝叶斯统计法通过历史数据预测跟踪波束角度的变化。如卡尔曼滤波(KF, kalman filter)<sup>[8-9]</sup>,无迹卡尔曼滤波(UKF, unscented kalman filter)<sup>[10-13]</sup>,粒子滤波(PF, particle filter)<sup>[14]</sup>,扩展卡尔曼滤波(EKF, extended kalman filter)<sup>[15]</sup>等。但这些方法计算复杂度高,难以满足无人机低功耗的需求,且UKF还存在一定的累积误差。

穷举搜索等波束训练方案面对高速移动的无人机难以实现精准的波束对准。在毫米波车地通信场景下,有学者提出在波束训练过程中引入车辆的先验信息,即利用各种传感器获得车辆的位置信息<sup>[16-17]</sup>,例如北斗、GPS、惯性传感器等。文献[18]和[19]均提出运用车辆的运行轨迹或历史记录来预测最优波束对,对无人机场景具有一定的借鉴意义。

现有关于无人机和车地通信的波束训练算法研究,主要聚焦于通过先验信息推导最优波束对组合以实现目标定位预测,然而在参数优化层面存在明显局限:首先,在阵列天线设计维度,现有成果普遍缺乏对阵元规模与波束成形性能的量化关联分析。在短距离通信场景下,阵元数目不变将导致部分时间天线功耗浪费;其次,现有研究多基于理想化的单面阵模型展开,没有考虑无人机中继通信下的多面阵部署架构,扫描范围受限;最后,当前研究多局限于软件仿真环境,缺乏硬件实现。主流硬件实现方案中,GPU计算效率高,能耗高,不符合低功耗需求;FPGA功耗低,但开发难度较

大。上述问题制约了波束训练算法在无人机中继通信场景中的实用化进程,因而具有研究意义。

本文基于上述存在的问题,构建了多面阵相控阵架构下的联合仿真平台,提出了一种动态波束对准优化框架,其核心主要体现在3个方面:首先,在常规波束对准基础上建立多面阵协同工作的动态波束调节机制;其次,设计了以功耗阈值为约束条件的最优化目标函数;最后,利用硬件端实现该方法,通过每一时隙获取目标位置信息,对当前时刻进行阵元调节和波束对准,满足无人机高动态需求。

## 1 面向无人机中继通信的波束对准原理设计

三节点的中继通信模型<sup>[20]</sup>,包括信源节点,目的节点和中继节点,信道模型分为广播信道和多址接入信道两种。广播信道中,信源节点会将数据同时发送给目的节点和中继节点,这种方式实现简单,但容易造成资源浪费;多址接入信道下,信源节点首先将数据发送给中继节点,中继节点可以对数据进行放大转发或解码转发,经过一定处理后再发送至目的节点。多址接入信道可按照不同时隙或频段区分不同用户,相比广播信道,不仅提升了系统容量,还降低了资源成本。

本文考虑的无人机中继通信系统如下:定义两个地面基站作为信源节点和目的节点,信源基站负责发送信号至无人机,目的基站负责接收来自无人机的信号,无人机作为中继节点,挂载四面相控阵,负责与两基站保持波束对准,以进行信息传输。该系统涉及的基本原理主要包含两部分:坐标转换和波束形成。

### 1.1 坐标转换

由北斗获取无人机和基站的经纬度信息后,将经纬度坐标转换为地心地固坐标系(ECEF, earth-centered, earth-fixed)坐标,本文定义 $\chi$ 为纬度弧度, $\mu$ 为经度弧度, $h$ 为高度,计算公式如下:

$$e^2 = \frac{(a-b)^2}{a^2} \left( 2 - \frac{a-b}{a} \right) \quad (1)$$

$$N = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \chi}} \quad (2)$$

$$x = (N + h) \cos \chi \cos \mu \quad (3)$$

$$y = (N + h) \cos \chi \sin \mu \quad (4)$$

$$z = [(1 - e^2)N + h] \sin \chi \quad (5)$$

其中: $e^2$ 表示第一偏心率平方, $N$ 表示卯酉圈曲率半径, $a$ 表示地球长半轴, $b$ 表示地球短半轴。

ECEF是一种以地心为原点的全局直角坐标系,适用于全球范围的精确定位,本文场景的节点坐标需要局

部坐标系进行细化, 故采用东北天坐标系 (ENU, east-north-up) 做进一步描述。东北天坐标系是一种以观测站为中心建立的局部地固坐标系, 其  $X$  轴指向当前地理正东方向,  $Y$  轴指向当前地理正北方向,  $Z$  轴指向天顶方向。

假设信源基站的 ECEF 坐标为  $(x_{\text{stal}}, y_{\text{stal}}, z_{\text{stal}})$ , 无人机的 ECEF 坐标为  $(x_0, y_0, z_0)$ , 以信源基站为原点, 则无人机的 ENU 坐标可根据以下公式得到:

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 - x_{\text{stal}} \\ y_0 - y_{\text{stal}} \\ z_0 - z_{\text{stal}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$R = \begin{bmatrix} -\sin\mu & \cos\mu & 0 \\ -\sin\chi\cos\mu & -\sin\chi\sin\mu & \cos\chi \\ \cos\chi\cos\mu & \cos\chi\sin\mu & \sin\chi \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = R * \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} \quad (8)$$

目的基站  $(x_{\text{sta2}}, y_{\text{sta2}}, z_{\text{sta2}})$  的坐标可依据上式同理获取。

欧拉角是空间中表示无人机最简洁直观的方法, 用三个角度描述物体的旋转。假设无人机的姿态信息为  $(Pitch, Roll, Yaw)$ , 其中  $Pitch$  角绕  $x$  轴转动称为俯仰角,  $Yaw$  角绕  $z$  轴转动称为偏航角,  $Roll$  角绕  $y$  轴转动称为翻滚角。本节引入姿态矩阵来描述无人机的旋转。姿态矩阵表示如下:

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos Pitch & -\sin Pitch \\ 0 & \sin Pitch & \cos Pitch \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} \cos Roll & 0 & \sin Roll \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin Roll & 0 & \cos Roll \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \cos Yaw & -\sin Yaw & 0 \\ \sin Yaw & \cos Yaw & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

假设姿态旋转顺序为:  $Yaw, Pitch, Roll$  (偏航—俯仰—翻滚), 则总的姿态矩阵为:

$$\mathbf{R}_{ZYX} = \mathbf{R}_z \times \mathbf{R}_x \times \mathbf{R}_y \quad (12)$$

为了降低计算复杂度, 考虑在坐标原点处利用姿态矩阵  $\mathbf{R}_{ZYX}$  计算相控阵各阵面顶点坐标, 以模拟无人机的姿态变化。其第  $i$  个顶点坐标可表示为:

$$\begin{aligned} (x_i, y_i, z_i)^T &= \mathbf{R}_{ZYX}^T [(x_i, y_i, z_i) - (x_0, y_0, z_0)]^T + \\ &(x_0, y_0, z_0) \quad (i = 1, 2, \dots, 8) \end{aligned} \quad (13)$$

## 1.2 波束形成

波束形成利用适当的加权向量补偿各天线阵元的传播时延, 在一定时间内抑制非期望方向信号, 增强期望

方向信号, 进而使阵列在特定方向产生主瓣波束, 抑制干扰的同时, 有效提高了信号的信噪比。随着相控阵阵元数目的增加, 波束宽度越来越窄, 波束对准精度越来越高<sup>[21]</sup>。

波束成形运用在发送端时, 相控阵可以根据目标方向调整各阵元的移相值, 以保证信号波束朝既定方向发送, 建立定向通信; 运用在接收端时, 波束成形可以根据各阵元接收信号的波程差反向推断出信号的发射角度, 完成角度估计。

相控阵在不同规格阵列下波束宽度不同, 阵元数目越大, 波束越窄; 扫描角度越大, 波束越宽。在保证接收功率达到门限的前提下, 远距离情况下采用窄波束赋形, 近距离情况下采用宽波束赋形。波束宽度采用方向图主瓣增益下降 3 dB 时对应宽度, 公式如下:

$$\theta_a = \frac{0.886\lambda}{Nd} (\text{rad}) = \frac{51\lambda}{Nd} (^\circ) \quad (14)$$

$$\theta_b = \frac{0.886\lambda}{Nd \cos\theta_0} (\text{rad}) = \frac{51\lambda}{Nd \cos\theta_0} (^\circ) \quad (15)$$

其中:  $\theta_a$  为法线方向的主瓣宽度, 决定了理论上波束的覆盖范围,  $\lambda$  为信号波长,  $d$  为阵元间距,  $N$  为阵元数目,  $\theta_0$  为偏离法线的扫描角度, 理论上的扫描范围为  $[-45^\circ, +45^\circ]$ ,  $\theta_b$  为扫描角度下的主瓣宽度。

假设基站所在方向用余弦函数可以表示为  $(\cos\alpha_x, \cos\alpha_y, \cos\alpha_z)$ , 对应的相控阵面位于  $yo-z$  平面上, 此时基站方向到各个阵元的波程差决定了各阵元间的相位差。第  $(m, n)$  个阵元和第  $(0, 0)$  个阵元不同方向的相位差分别为:

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos\alpha_y \quad (16)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos\alpha_z \quad (17)$$

由几何关系可知:

$$\cos\alpha_y = \cos\varphi \sin\theta \quad (18)$$

$$\cos\alpha_z = \sin\varphi \quad (19)$$

其中:  $\theta$  为方位角,  $\varphi$  为俯仰角,  $\lambda$  为信号波长,  $d$  为阵元间距。

根据上述公式, 可得第  $(m, n)$  个阵元与  $(0, 0)$  个参考阵元之间的阵内相位差为:

$$\Delta\varphi_{mn} = m\Delta\varphi_1 + n\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi d}{\lambda} (\sin\theta \cos\varphi + \sin\varphi) \quad (20)$$

相控阵天线的方向图函数由此可得:

$$F(\theta, \varphi) =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} f_{mn}(\theta, \varphi) e^{j2\pi/\lambda [d_x (\cos\varphi \sin\theta - \cos\varphi_0 \sin\theta_0) + d_z (\sin\varphi - \sin\varphi_0)]} \quad (21)$$

## 2 面向无人机中继通信的波束对准算法设计

定义四面相控阵均为均匀面阵, 每个面阵包含 64

个天线单元，单元间距为  $d=0.5\lambda$ 。本文将无人机模拟为正方体，无人机携带的相控阵模拟为正方体的前后左右四面，利用正方体顶点的变化模拟无人机的姿态变化。

1) 阵面选择。目前，无人机中继通信主要采用全向天线或定向天线实现信号的发射和接收<sup>[22]</sup>。全向天线即  $360^\circ$  均匀辐射，没有方向性，在短距离的场景下，可实现与多个目标节点的快速连接，缺点在于易受干扰，通信距离受限；定向天线在特定方向上才具备较强的发射和接收能力，其常应用于通信距离远，覆盖范围小的环境中。对于无人机中继通信，可采用多个定向天线来同时解决通信距离和覆盖范围的问题，所以本文采用多面相控阵作为发射和接收基站的中继基站，利用数字波束合成技术将天线波束对准地面站。

每个时隙选取夹角最小者作为对应基站的阵面，根据阵面的外向法线和基站无人机的距离向量计算两者的夹角：

$$\beta_j = \operatorname{argmin}\{f(i) = \cos(\mathbf{l}_i, \mathbf{a}_j)\} \quad (i = 1, 2, 3, 4; j = 1, 2) \quad (22)$$

其中： $\mathbf{l}_i$  表示第  $i$  个阵面的外法线向量， $\mathbf{a}_j$  为距离向量， $\beta_j$  为基站对应阵面序号。

无人机在低空飞行的场景下，容易因阵面频繁切换导致通信波动不稳的问题，为此引入防抖动策略加以改善。在连续的一定时隙内，不执行阵面切换以保证通信连续性；在前后夹角差值低于某阈值的情况下，不执行阵面切换以降低切换频率；高于阈值则执行切换并更新用于比较的夹角值。在波束衔接时提前完成波控码计算，降低阵面切换时间差对通信的影响：

$$\beta'_{j,t_k} = \begin{cases} \beta_{j,t_i} & t_k - t_i \leq t_0 \\ \beta_{j,t_k} & |\beta_{j,t_k} - \beta_{j,t_i}| \leq \eta_0 \\ \beta_{j,t_i} & |\beta_{j,t_k} - \beta_{j,t_i}| > \eta_0 \end{cases} \quad (23)$$

其中： $\beta_{j,t_i}$  表示第  $t_i$  个时隙下第  $j$  个基站对应的夹角， $t_0$  为固定时隙区间， $\eta_0$  为夹角阈值， $\beta'$  为实际采用的夹角。

2) 阵元数目调整。传统相控阵在进行波束形成时，阵元数目  $N$  通常取固定值，即工作状态下所有阵元保持开启。在静止场景下，接收功率和波束指标都能维持在期望范围内，但在动态场景下，固定阵元不能保证任意距离下都能满足低功耗的要求。我们希望在无人机运行过程中，每个时隙的阵元都能选取合适值来充分发挥波束对准的性能。通过自适应调整阵元数目，在发射或接收功率满足一定门限的前提下，减少阵元数目来降低功耗；在发射或接收功率不达标时，增加阵元数目以保证功率大小。故本文提出一种自适应选取  $N$  的方法，在发射基站向无人机发射信号时，无人机的接收功率需

满足以下公式：

$$\begin{cases} \min N \\ \text{s. t. } P_t \left( \frac{cN}{4\pi df} \right)^2 G_{re} \geq P_{r0} \end{cases} \quad (24)$$

其中： $c$  为光速， $P_t$  为发射功率， $d$  为无人机和基站的距离， $G_{re}$  为天线单元增益， $P_{r0}$  为无人机接收功率门限。

在无人机向接收基站发射信号时，无人机的发射功率需满足以下公式：

$$\begin{cases} \min N \\ \text{s. t. } P_{t1} \left( \frac{c}{4\pi df} \right)^2 N^4 G_{re}^2 \geq P_{r1} \end{cases} \quad (25)$$

其中： $P_{t1}$  为发射机功率， $P_{r1}$  为基站的接收功率。

接收功率门限为：

$$Pr = -174 + 10\lg(Rb) + Eb/N_0 + NF \quad (26)$$

其中： $N_0$  为热噪声谱密度， $Rb$  为信息传输速率， $Eb$  为比特能量， $NF$  为噪声系数。

3) 角度计算。获取阵面和阵元数目后，问题转化为动态场景下求解俯仰角和方位角的问题。1.1 节提到，根据顶点坐标变化可以模拟无人机姿态，角度求解可以由顶点坐标继续延伸获取。首先利用横向和纵向的顶点坐标差可以表征当前时隙阵面姿态的部分信息：

$$\mathbf{d}_k = (x_{iu}, y_{iu}, z_{iu}) - (x_{i1}, y_{i1}, z_{i1}) \quad (i = 1, 2, 3, 4; u = 1, 2 \dots 4; k = 1, 2) \quad (27)$$

其中： $(x_{iu}, y_{iu}, z_{iu})$  表示第  $i$  个阵面的第  $u$  个顶点的坐标。

根据基站方向相对阵面的投影可计算出俯仰向的投影向量：

$$\mathbf{l}_{e,\perp}^{azi} = \frac{\mathbf{a}_j}{\|\mathbf{a}_j\|} - \frac{\cos(\mathbf{a}_j, \mathbf{d}_{i1})}{\|\mathbf{a}_j\| \|\mathbf{d}_{i1}\|} \frac{\mathbf{d}_{i1}}{\|\mathbf{d}_{i1}\|} \quad (j = 1, 2) \quad (28)$$

其中： $\mathbf{a}_j$  表示无人机和基站的距离向量。

俯仰角和方位角由此可得：

$$\theta = 90^\circ - \arccos(\mathbf{l}_{e,\perp}^{azi} \cdot \mathbf{d}_{i2}) \quad (29)$$

$$\varphi = 90^\circ - \arccos(\mathbf{l}_e \cdot \mathbf{l}_{e,\perp}^{azi}) \quad (30)$$

其中： $\mathbf{d}_{i2}$  表示阵面横向的方向向量。

### 3 面向无人机中继通信的波束对准的系统设计

中继实时信息传输系统应具有信息数据的输入、处理和输出的功能，本文基于 FPGA 进行了波束对准系统设计。

算法的角度计算和坐标转换包含三角函数、矩阵乘法等计算，故系统的数据采集、坐标转换、移相值计算及数据输出等操作均采用软件形式在 FPGA 的可编程系统端 (PS 端) 进行。

在图 1 所示的系统结构中，系统的模拟姿态和位置信息由仿真软件端发送，仿真软件端通过 USB 转 TTL

接口, 将姿态和位置信息依据通用异步接收器/发送器 (UART, universal asynchronous receive/transmitter) 通信协议发送至 FPGA 的寄存器中。

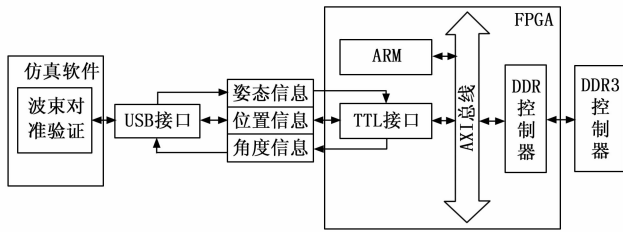


图 1 中继实时信息传输系统结构框图

在该系统下, FPGA 的 PS 端的软件主函数用于控制系统的整个工作流程, 源文件的函数对应流程中各功能函数的实现, 主要包括数据信息的解析, 数字波束形成计算和数据回传等, PS 端的软件运行流程如图 2 所示。

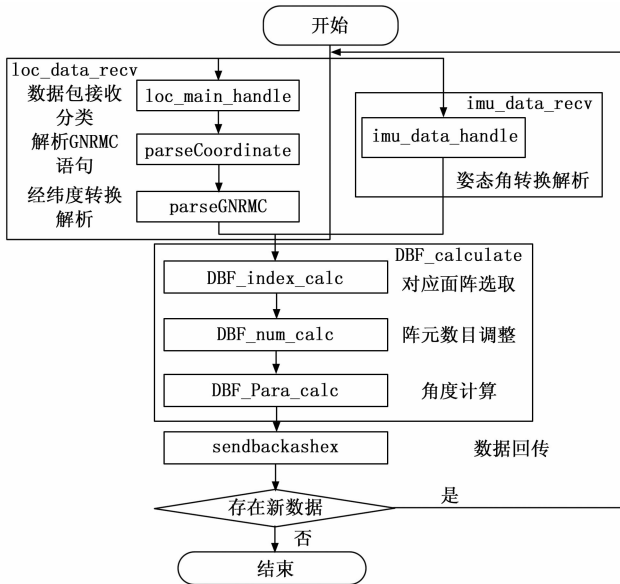


图 2 软件运行流程图

PS 端的软件设计主要包括数据解析、DBF 参数计算和数据回传验证 3 部分。串口及串口中断初始化完成后, 进入 while 循环。位置信息和惯导信息分别由各自的串口接收, 在判定数据包完整的情况下, 执行数据解析和惯导数据解析。位置信息发送分为两个阶段: 第一阶段共发送 4 条信息, 包括两个基站的位置坐标和无人机的始末坐标; 第二阶段共发送 70 个连续时隙的无人机坐标。惯导信息则随着位置信息的第二阶段同步发送。解析后的信息经过 DBF 参数计算, 获得当前时隙的基站对应面阵、阵元数目、方位角、俯仰角及各阵元的移相值。最后封装为固定帧, 经过串口返回至仿真软件端, 当前时隙流程结束, 下一时隙继续执行。

1) 数据解析包括位置数据解析和惯导数据解析两部分。模拟位置信息采用 NEMA 0183 GPGGA 格式, NMEA0183 协议是常用于设备导航的通信协议, 其中最常见的话语之一是 GPGGA 语句, 可以提供位置、时间、卫星数量等有效信息。位置解析可划分为 3 个部分: 分类、解析和转换。loc\_main\_handle 函数负责接收并存储完整的位置数据, 判断数据的分属类别; parseCoordinate 函数负责将 GPGGA 语句按照分隔符切割为字符串, 提取经纬度并转换为浮点数; parseGNRMC 函数负责将分转换为度, 然后将度和转换后的分相加得到十进制的度数, 根据经纬度方向判定结果是否取反。

模拟惯导的帧格式按照翻滚角、俯仰角、偏航角的顺序发送, 一个完整数据包括 11 个字节: 1~2 字节为帧头, 每个姿态角分为两个字节的十六进制数据, 最后为帧尾和校验和。由于每个姿态角为两字节的八位二进制数据, 故通过强制类型转换、移位及逻辑或操作, 可将姿态数据还原合并为原数据, 并经转换函数可得十进制度数。

2) DBF 参数计算包括面阵选择、阵元数目调整和角度计算 3 部分。将无人机的四面相控阵看作正方体的前后左右 4 面, 通过平移操作模拟无人机的位置更新, 通过顶点的矩阵转换模拟无人机的姿态更新, 通过计算正方体中心到基站的距离向量模拟无人机和基站的相对位置关系, 通过计算 4 个面的外法线向量模拟面阵和基站的角关系。DBF\_index\_calc 函数依据面阵的外法线向量和节点间距离向量的夹角进行选择, 角度小者为当前时隙基站对应的面阵。若出现两个夹角相等且同为最小值时, 记录第一个序号为对应面阵。DBF\_num\_calc 函数根据实时距离和功率门限判断阵元开启数量。

在确定面阵和阵元数量后, 通过阵面的方向向量和节点间的方向向量, 结合几何投影, 可计算得到基站的方位角和俯仰角和移相值。

3) 数据回传验证。回传数据采用十六进制, 有统一的发送格式, 将计算数据回传至仿真软件验证, 绘制实时无人机飞行轨迹和波束示意图, 并根据数据绘制发射和接收基站的俯仰向和方位向的方向图, 完成波束对准验证。

将无人机初步等效为正方体, 将无人机所携带的阵面雷达等效为正方体的 4 个平面, 其颜色为蓝色, 当正方体的某个平面被选择作为与基站通信的阵面时, 其颜色变为红色; 未被选作雷达阵面的两个平面设为透明。

将雷达波束等效为以无人机阵面为顶点, 覆盖地面基站的圆锥体。当地面两个基站选择不同的无人机阵面进行通信时, 根据距离自适应调整阵元数目, 发射对应

的波束覆盖基站；当地面的两个基站选择相同的无人机阵面进行通信时，阵面发射宽波束同时覆盖两个地面基站，初步以两地面基站连线的中心作为波束中心，以无人机与其中心连线的向量来计算波束方位向和俯仰向的方向图和阵面的移向值。

### 4 结果与分析

#### 4.1 仿真参数设置

如表 1 所示，本次模拟仿真的无人机采用四面  $8 \times 8$  阵元的均匀平面相控阵天线，相控阵天线的阵元间距为半波长，计算得到的半波束宽度为  $12.7^\circ$ ，初始波束指向依据模拟位置信息获取。

本节对波束对准算法在两种模拟轨迹下进行仿真，通过模拟位置和惯导，给硬件发送两个地面站和无人机的位置信息（包含经纬度、高度和当前时间）以及无人机的姿态信息（俯仰角、翻滚角、偏航角），总的对准时隙为 70 次，硬件端平均运行时间为  $123.3 \mu\text{m}$ 。

表 1 波束对准参数设置

仿真参数	数值
天线数	$8 \times 8$
阵元间距/波长	0.5
半波束宽度	$12.7^\circ$
波束范围	$[-45^\circ, 45^\circ]$
移相器位数	6 bit
天线单元增益	3.5 dBi
阵面切换阈值	$10^\circ$
阵面切换时隙	3
通信频段	14~18 GHz
基站间距	29.7 km
无人机飞行速度	10 km/h

#### 4.2 结果分析

仿真一为无人机直飞并盘旋过程的仿真图，方位角变化幅度大，俯仰角变化幅度较小，每个时隙的方位角变化在  $1.5^\circ$  以上。当波束对准误差超出 3 dB 半波束宽度时，对准误差过大，判定为对准失败；未超过 3 dB 半波束宽度时则判定为对准成功。

在轨迹一，70 个时隙下，两个基站的方位角角度对比如图 3 所示，实线为实际的方位角轨迹变化，虚线为本文方法所得方位角轨迹变化，点线为 UKF 所得方位角轨迹变化。在第 30~40 时隙间，基站 1 的方位角变化幅度较大，此时无人机处于围绕基站 1 盘旋的状态，进行波束对准的面阵发生改变，本文方法并未出现对准误差过大的情况。UKF 在对准过程中，不及时对信息更新和对移相值校准，易造成误差累积，从第 45 个时隙开始，误差明显增大。本文方法对无人机和阵元状态进行实时检测和更新，保证误差保持在可控范围

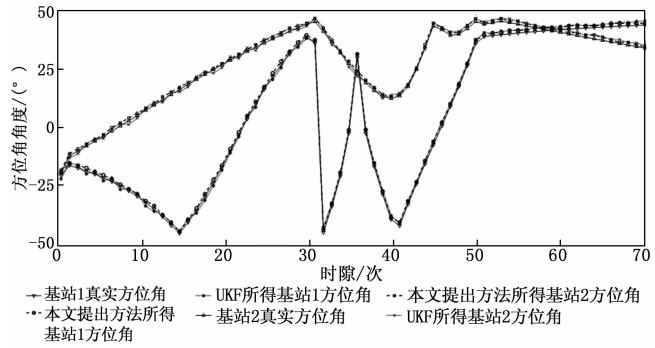


图 3 轨迹一方位角变化示意图

内。在 70 次时隙内，误差没有超过半波束宽度，对准情况良好。图 4 为轨迹 1 下两个基站的俯仰角角度对比示意图，其中基站 1 俯仰角出现尖峰，也是无人机离基站 1 过近导致，其余时隙俯仰角变化小，对准误差保持在理想范围内，满足要求。轨迹一场景下，和固定  $8 \times 8$  面阵相比，本文方法功耗降低了 10.62%；和固定面阵下的 UKF 算法相比，本文方法功耗降低了 9.84%，轨迹一对准误差如图 5 所示。

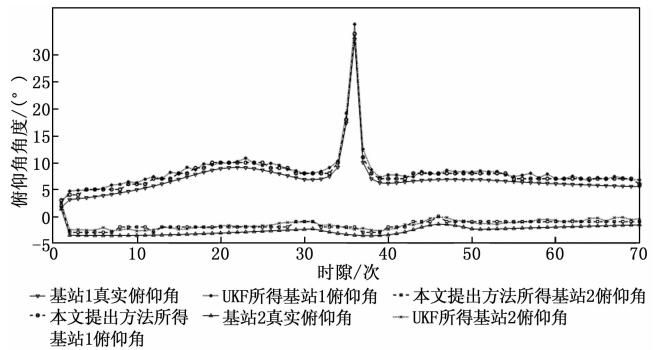


图 4 轨迹一俯仰角变化示意图

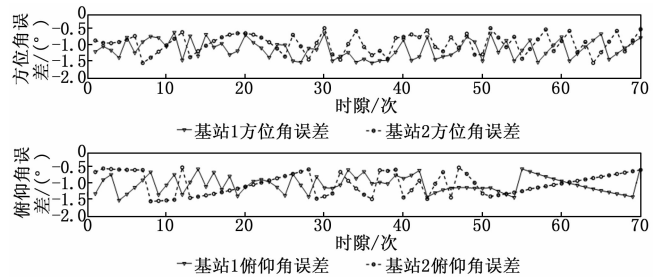


图 5 轨迹一对准误差示意图

仿真二为无人机横穿基站过程的仿真图，方位角和俯仰角的变化速率平稳。轨迹二、70 个时隙下，两个基站的方位角和俯仰角角度对比如图 6 和图 7 所示。图 7 中可以看出，基站 1 在第 26 个时隙进行了面阵转换，基站 2 在第 54 个时隙进行了面阵转换，验证了算法的面阵转换能力。俯仰角在小范围平稳变化的情况下，移相器精度达到极限，无法针对俯仰角的变化做出改变。

轨迹二的方位角和俯仰角误差如图 8 所示, 本文方法 70 个时隙下两种角度的误差都始终保持在  $2^\circ$  以内, 符合对准要求。而 UKF 从第 53 个时隙开始, 误差变大, 且不断累积。轨迹二场景下, 和固定  $8 \times 8$  面阵相比, 本文方法功耗降低了 5.84%; 和固定面阵下的 UKF 算法相比, 本文方法功耗降低了 5.95%。

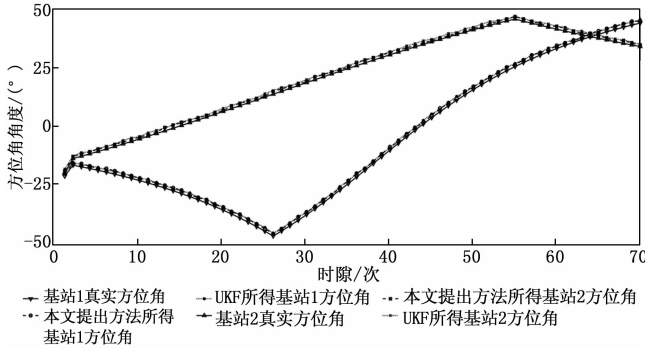


图 6 轨迹二方位角变化示意图

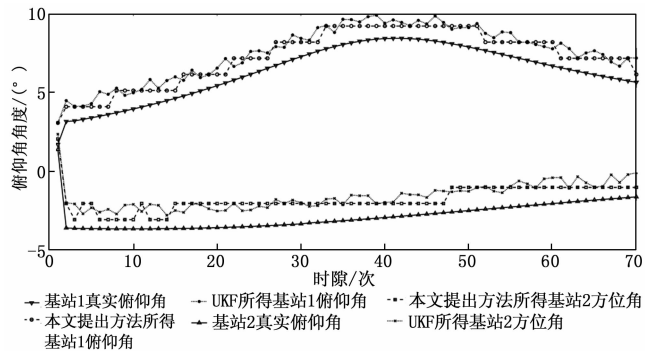


图 7 轨迹二俯仰角变化示意图

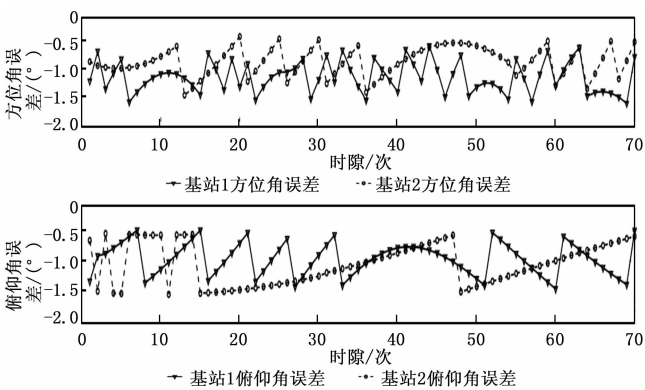


图 8 轨迹二对准误差示意图

波束对准算法在 70 次采样时隙中, 轨迹一无人飞机盘旋的条件下, 方位角的平均误差为  $1.08^\circ$ , 俯仰角的平均误差为  $1.05^\circ$ ; 轨迹二无人机横飞的条件下, 方位角的平均误差为  $0.9^\circ$ , 俯仰角的平均误差为  $1.02^\circ$ 。

仿真软件端的结果验证如图 9 所示, 界面包括无人机和基站的实时相对位置以及两个基站各自对应的俯仰

角和方位角方向图, 红点代表当前时刻的最大波束指向。其中图 (a) 和 (b) 为一般情况下不同视角的波束对准结果, 此时无人机和两基站的直线距离均在 10 km 以上, 远距离情况下, 无人机需要集中波束达到基站的接收功率, 故阵元选择为  $8 \times 8$ , 用窄波束进行指向, 前向波束宽度为  $12.7^\circ$ 。图 (c) 和 (d) 为不同阵元选择下的波束对准结果, 图 (c) 中无人机和基站 1 的距离在 1 km 以内, 在阵元数目少的情况下, 基站的接收功率能得到满足, 故阵元调整为  $2 \times 2$ , 用宽波束进行指向, 前向波束宽度为  $50.8^\circ$ , 无人机和基站 2 在距离较远的情况下仍采用窄波束指向, 图 (d) 和 (c) 同理, 无人机面对基站 2 采取宽波束, 面对基站 1 采取窄波束。

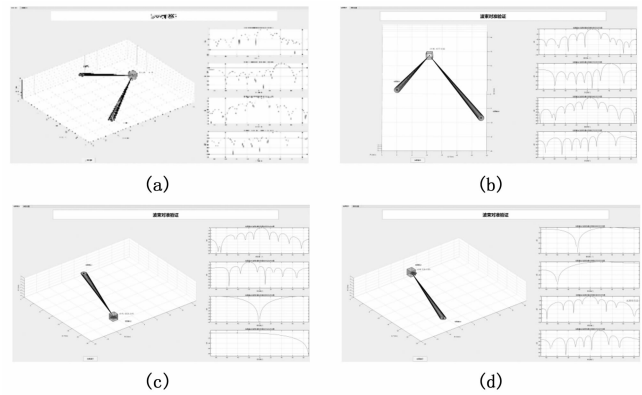


图 9 回传验证结果示意图

图 10 为特殊位置下的回传验证结果示意图, 在两个基站所选阵面为同一阵面时, 原俯仰角和方位角计算方法失效, 当前时刻多阵元的窄波束方式无法同时满足两个基站的接收要求, 在两个基站的接收功率尽可能平均的前提下, 利用  $2 \times 2$  阵元展开宽波束, 波束指向以两基站连线中心和无人机的方向向量为合成方向为准, 以满足该时刻一定质量的通信。

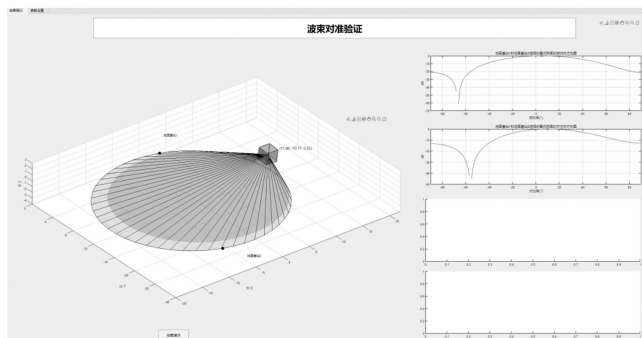


图 10 特殊位置回传验证结果示意图

综上所述, 本文提出的波束对准方法在不同轨迹下均可以维持约  $1^\circ$  误差, 功耗降低 5% 以上, 且针对不同情况具备对应的措施, 验证了对准方法的有效性。

## 5 结束语

在无人机中继通信场景中实现高效的波束对准硬件方案仍是一个亟待深入探索的研究方向。本文提出了一种基于 FPGA 的波束对准方法, 首先利用转换和姿态矩阵对模拟位置和姿态信息进行坐标转换处理, 建立以基站为中心的东北天坐标系, 依据无人机和基站的距离和角度关系选择面阵, 并对阵元数目进行自适应调整, 通过几何投影计算角度和移相值, 最后硬件返回数据验证算法准确性。通过仿真分析, 算法能应对不同飞行状态下的波束对准场景, 功耗降低了 5% 以上, 误差能维持在  $1^\circ$  左右, 具有一定的工程意义。

### 参考文献:

- [1] LIAO N, HE P, DU Y, et al. Joint mission planning and spectrum resources optimization for multi-UAV reconnaissance [J]. *IET Communications*, 2023, 17 (3): 324-335.
- [2] XIAO Z Y, ZHU L P, LIU Y M, et al. A survey on millimeterwave beamforming enabled UAV communications and networking [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, 24 (1): 557-610.
- [3] WANG J Y, ZHOU L, CHANG W P, et al. Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeterwave WPAN systems [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27 (8): 1390-1399.
- [4] HUR S, KIM T, LOVE D J, et al. Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61 (10): 4391-4403.
- [5] SEO J, SUNG Y, LEE G, et al. Training beam sequence design for millimeter-wave MIMO systems: a POMDP framework [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64 (5): 1228-1242.
- [6] ALKHATEEB A, NAM Y, RAHMAN M S, et al. Initial beam association in millimeter wave cellular systems: analysis and design insights [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16 (5): 2807-2821.
- [7] RODRIGUEZ-FERNANDEZ J, GON-ZALEZ-PRELCIC N, VENUGOPAL K, et al. Frequency-domain compressive channel estimation for frequency-selective hybrid millimeter wave MIMO systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17 (5): 2946-2960.
- [8] ZHANG C, GUO D, FAN P. Tracking angles of departure and arrival in a mobile millimeter wave channel [C] // 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC), Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2016: 1-6.
- [9] YAN L, FANG X, FANG Y, et al. KF-LSTM based beam tracking for UAV-assisted mmwave HSR wireless networks [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71 (10): 10796-10807.
- [10] ZHAO J, GAO F, JIA W, et al. Angle domain hybrid precoding and channel tracking for millimeter wave massive MIMO systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16 (10): 6868-6880.
- [11] LAREW S G, LOVE D J. Adaptive beam tracking with the unscented Kalman filter for millimeter wave communication [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26 (11): 1658-1662.
- [12] CHEN L, ZHOU S, WANG W. Mm wave beam tracking with spatial information based on extended Kalman filter [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12 (4): 615-619.
- [13] GE Z Z, ZHANG T. Unscented kalman filter based beam tracking for UAV-enabled millimeter wave massive MIMO systems [C] // 2019 16th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Cyprus: IEEE, 2019: 260-264.
- [14] CHUNG H, KANG J, KIM H, et al. Adaptive beamwidth control for mm wave beam tracking [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25 (1): 137-141.
- [15] SONG H L, KOY C, CHO J, et al. Beam tracking algorithm for UAV communications using Kalman filter [C] // 2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Korea (South): IEEE, 2020: 1101-1104.
- [16] 林一川. 多天线通信系统的低开销信道和波束训练技术研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2023.
- [17] YAN L, FANG X, WANG C X. Position-based limited feedback scheme for railway MU-MIMO systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65 (10): 8361-8370.
- [18] YAN L, FANG X, HAO L, et al. A fast beam alignment scheme for dual-band HSR wireless networks [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69 (4): 3968-3979.
- [19] CHENG M, WANG J B, WANG J Y, et al. A fast beam searching scheme in mmwave communications for high-speed trains [C] // IEEE International Conference on Communications (ICC), Shanghai: IEEE, 2019: 1-6.
- [20] 刘世昌. 无人机定向波束中继通信物理层设计与验证 [D]. 成都: 电子科技大学, 2024.
- [21] 崔宇宇, 魏浩, 赵琪, 等. 基于指纹库更新补偿的波束跟踪算法研究 [J]. *计算机测量与控制*, 2024, 32 (2): 291-298.
- [22] 吴韵怡. 感知辅助的无人机通信系统波束跟踪算法与系统级仿真 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2024.