

# 毫米波辅助机载激光通信

郭伟然<sup>1</sup>, 张书哲<sup>2</sup>, 魏 萌<sup>3</sup>, 武文周<sup>3</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第28研究所, 江苏南京 210007; 2. 哈尔滨工业大学, 黑龙江哈尔滨 150001;  
3. 中国电子科技集团公司第54研究所, 河北石家庄 050081)

**摘 要:** 本文研究在无法稳定获取卫星导航信号的场景中, 快速精准建立机载激光通信链路的方法。相比于空间激光通信, 机载激光通信面临平台移动性更强, 振动情况更复杂, 以及大气损耗更多等不利因素。因此机载激光通信的瞄准、捕获与跟踪策略与技术有待进一步完善。针对上述问题, 本文构建毫米波与激光相结合的机载通信系统, 研究基于卡尔曼滤波原理, 将毫米波阵面获取的测距、测角信息与平台的飞行状态信息相结合, 提升位置估计精度, 辅助快速建立机载激光通信链路的方法。首先, 根据平台的飞行状态, 建立飞行器沿等角航线的运动模型。接着, 根据毫米波阵面测距、测角原理建立测量模型。而后, 针对运动模型和测量模型的非线性特征, 采用无迹变换生成采样点和权值, 避免了扩展卡尔曼滤波中雅可比矩阵的复杂形式。最后, 获取目标飞行器位置估计的均值和方差。仿真结果表明, 本文提出的目标飞行器位置估计方法的误差显著低于毫米波的测量误差。位置估计误差被有效控制, 在激光通信终端快速捕获所需的范围之内, 满足了机载激光链路建立并维持稳定的要求。综上所述, 本文提出的毫米波辅助机载激光通信方法, 能够在卫星导航信号受限的条件下, 为机载平台间快速可靠建立激光通信链路提供技术支撑, 在机间宽带组网、灾区应急中继、航空器编队协同等领域具备应用前景。

**关键词:** 机载激光通信; 毫米波阵面; 卡尔曼滤波; 运动模型; 测量模型

中图分类号: TN928; TN929

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)08-2985-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20240947

## Millimeter-Wave-Assisted Airborne Laser Communications

GUO Wei-ran<sup>1</sup>, ZHANG Shu-zhe<sup>2</sup>, WEI Meng<sup>3</sup>, WU Wen-zhou<sup>3</sup>

(1. The 28-th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing, Jiangsu 210007, China;

2. Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

3. The 54-th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

**Abstract:** In this paper, we investigate methods for rapidly and accurately establishing airborne laser communication links in scenarios where stable satellite navigation signals are unavailable. Compared to space laser communication, airborne laser communication faces more challenging factors such as higher platform mobility, more complex vibrations, and greater atmospheric losses. Consequently, the strategies and technologies for acquisition, pointing, and tracking in airborne laser communication require further refinement. To address the above issues, this paper constructs an airborne communication system that integrates millimeter-wave and laser technologies. It explores a method based on the Kalman filter principle, combining ranging and angle measurement information obtained from the millimeter-wave planar array with the platform's flight state information to improve the accuracy of estimating the position and facilitate the rapid establishment of airborne laser communication links. First, based on the platform's flight state, a motion model of the aircraft following a rhumb line is established. Next, a measurement model is developed according to the principles of millimeter-wave planar array ranging and angle measurement. Then, to address the nonlinear characteristics of the motion and measurement models, the unscented transformation is employed to generate sample points and weights, avoiding the complicated Jacobian matrix form used in the extended Kalman filter. Finally, the mean and variance of the target aircraft's position estimation are obtained. Simulation results show that the target aircraft position estimation method proposed in this paper has significantly lower errors than those of the millimeter-wave measurement. The position estimation error is effectively controlled within the range required for rapid acquisition by the laser communication terminal, meeting the demands for establishing and

maintaining stable airborne laser links. In summary, the millimeter-wave-assisted airborne laser communication method proposed in this paper can provide technical support for rapidly and reliably establishing laser communication links between airborne platforms under conditions of unstable satellite navigation signals. It has promising application prospects in areas such as inter-aircraft broadband networking, disaster area emergency communication relay, and formation flying coordination.

**Key words:** airborne laser communications; millimeter-wave planar array; Kalman filter; motion model; measurement model

## 1 引言

得益于传输速率高、抗干扰、低截获和无须频段申请等特点,无线激光通信已成为未来通信系统中的关键使能技术<sup>[1-4]</sup>. 激光通信端机具有体积小、质量轻、功耗低等优势,已在星地、星间等场景中得到广泛应用<sup>[5]</sup>. 然而,相比于日趋成熟的星地、星间应用,实用的机载激光通信技术还有待进一步研究<sup>[6]</sup>.

相比于星地、星间场景,机载激光通信,特别是空空激光通信,面临着平台移动性更强,振动情况更复杂,以及大气损耗更多等不利因素<sup>[7]</sup>. 例如,大气湍流导致接收光斑畸变闪烁,显著降低信号捕获质量;飞机发动机和气流导致机身振动剧烈,使得稳定跟踪光斑困难. 受上述因素影响,建立实用的机载激光链路需要更加完善的瞄准、捕获与跟踪(Pointing, Acquisition and Tracking, PAT)策略与技术<sup>[8,9]</sup>. 其中,为了减少空空链路捕获时间,可要求平台提供更高精度的对端实时位置信息,以便压缩不确定区域(Field of Uncertainty, FoU).

为了实时获取高精度的对端位置信息,一种可能的方案是:在待建链的2个平台上分别安装机载卫星导航设备,并分别与能够自主建立链路的机载射频通信端机相连接. 若2个平台上的机载卫星导航设备能够稳定获取卫星导航信号,就可以通过机载射频通信端机交互对面平台的位置坐标<sup>[10]</sup>. 采用该方案获取的对端位置信息,其精度通常在十米量级,相应的 $3\sigma$ 不确定区域直径在数十米量级,能够为激光链路建立提供必要的支撑. 然而,该方案存在如下缺点:链路建立过程高度依赖平台外部的卫星导航信号. 在卫星导航信号无法稳定获取的场景中<sup>[11,12]</sup>,存在平台间无法建立激光链路的危险,其限制了机载激光通信的应用范围. 因此,如何降低机载激光通信对平台外部的依赖,成为亟待解决的问题.

毫米波频段具有丰富的频谱资源,大规模天线阵面在提升频谱和能量效率方面具有显著优势,因此将二者结合,实现优势互补,从而获得更好的信号覆盖和更高的传输速率,是移动通信发展的重要方向之一<sup>[13]</sup>. 基于毫米波器件构建的大规模天线阵面,具备小型化优势,适合用于空中平台远距离通信,可支撑在空中平台间实时交互状态信息. 与此同时,可基于大规模天线

阵面产生和差波束,经过比相后获取较高精度的测角信息,其精度随着天线规模的提升而提高. 另外,还可基于毫米波通信的同步机制获取较高精度的测距信息,其精度主要受同步误差影响. 然而,为了兼顾飞行器的载荷能力及续航时间,毫米波天线阵面的规模及相应功耗不宜过度增加. 例如,若采用具备上千阵元的毫米波天线阵面,其测角精度大致在10 mrad量级,直接引导激光通信快速稳定建链仍有难度.

针对上述问题,本文构建毫米波与激光相结合的机载通信系统,研究基于卡尔曼滤波原理,将毫米波阵面获取的测距、测角信息与平台的飞行状态信息相结合,提升对端位置估计精度,辅助快速建立机载激光通信链路的方法. 本文根据平台的飞行状态,建立飞行器沿等角航线的运动模型,并结合毫米波阵面测距、测角原理建立测量模型. 针对运动模型和测量模型具备的非线性特征,为避免扩展卡尔曼滤波中雅可比矩阵的复杂形式,基于无迹变换生成采样点和权值,进而获取对端位置的均值和方差.

本文研究必要性与主要贡献总结如下:

(1)针对依赖高精度实时对端位置信息的机载激光链路建立需求,提出基于机载毫米波交换对端位置信息辅助建立激光链路的方案,相比基于卫星的对端位置交换方案,得益于更短的传输路径和定向窄波束,机载毫米波在实时性和抗干扰等方面具备优势;

(2)针对卫星导航信号受到干扰压制或飞行器处于卫星导航信号盲区时,平台基于惯性导航获得自身位置精度随时间推移迅速恶化的问题,提出基于卡尔曼滤波原理,将毫米波阵面获取的测距、测角信息与平台的飞行状态信息相结合,协助减小位置估计的不确定区域,辅助快速建立机载激光通信链路的方法;

(3)针对飞行器运动模型和毫米波阵面测量模型的非线性特征,采用无迹变换生成采样点和权值,避免对端位置估计过程出现雅可比矩阵的复杂形式,仿真结果表明,提出的对端位置估计算法,融合了飞行状态信息与测量信息,提升后的位置估计精度能满足建立激光链路的要求.

## 2 系统模型

本章首先给出机载通信系统的配置. 而后,根据平

台的飞行状态,建立飞行器沿等角航线的运动模型.最后,将运动模型与毫米波阵面测距、测角原理相结合,建立测量模型.

## 2.1 系统配置

如图 1 所示,机载通信系统由组合导航设备、毫米波通信设备、激光通信设备以及综合组网设备四部分构成.其中,组合导航设备向其他设备提供本平台的卫星导航和惯性导航信息;毫米波通信设备包含大规模天线阵面,能够测量对端飞行器相对于本飞行器的角度和距离,并可通过综合组网设备接收来自本平台的飞行状态数据用于和对端飞行器交互;综合组网设备基于卡尔曼滤波原理,根据组合导航设备提供的本平台位置坐标,并结合来自毫米波通信设备的测距、测角信息以及本平台和对端飞行器的飞行状态数据,估计对端飞行器的位置坐标,用于辅助激光通信设备建立链路.

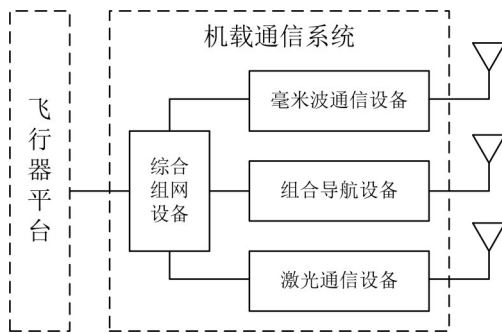


图 1 机载通信系统配置

注意到激光通信设备必须获取两侧端机的位置信息才能进入链路建立流程.飞行器基于卫星导航信号获取自身位置后,通过毫米波实现位置交换.该方案相比卫星通信等途径具备传输时延短、抗干扰能力强的优势,有助于降低激光链路建立耗时并提升成功率,且适合在对抗场景中作为保底通信手段.当卫星导航信号受到干扰压制或飞行器处于卫星导航信号盲区时,毫米波波束负责对另一侧飞行器实施测距测角,协助减小位置估计的不确定区域.

激光链路完成建立后,毫米波通信设备就可进入关机待命状态.相比于毫米波通信,优先采用激光通信可获得高带宽、低功耗的优势.低功耗有助于延长飞行器续航时间并降低红外特征.更低的红外特征能提高飞行器隐蔽性,增加对抗场景下的生存率.另外,激光波束宽度约为毫米波的五百分之一,能显著降低信号被截获风险.

## 2.2 运动模型

为了运用卡尔曼滤波方法,首先建立飞行器的运动模型.考虑沿着任意航向和高度飞行的 2 个飞行器 A

和 B,但 2 个飞行器都试图沿着各自固定的航向与高度飞行.在该场景中,2 个飞行器的相对速度最低为 0,最高约数百米每秒.假设激光链路建立过程耗时在百秒量级,在此过程中两飞行器的距离变化可能达到数十千米量级.因此,受地球曲率影响,从飞行器 A 观察飞行器 B,飞行器 B 在以飞行器 A 为原点的球面坐标系中的俯仰角变化可能与激光链路建立对应的不确定区域量级相仿.因此,在该场景中不宜采用传统的 CV 模型.

注意到在百秒量级的激光链路建立过程中,飞行器至参考椭球面(reference ellipsoid)的高度变化远小于链路建立对应的不确定区域,因此可将参考椭球面简化为球面.考虑将飞行器运动轨迹建模为等角航线(又名恒向线),该航线对应 Mercator 投影中的直线.

**定理 1** 飞行器沿等角航线飞行时,运动方程为

$$\begin{pmatrix} \mu^{(k+1)} \\ \lambda^{(k+1)} \\ h^{(k+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu^{(k)} + \frac{v+w}{R+h} T \cos(\omega + \varepsilon) \\ \lambda^{(k)} + \tan(\omega + \varepsilon) \ln \frac{\tan(\mu^{(k+1)}/2 + \pi/4)}{\tan(\mu^{(k)}/2 + \pi/4)} \\ h + g \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, $R$ 为地球半径; $(\mu, \lambda, h)$ 为飞行器的经纬高;飞行器航向为 $\omega$ ,误差为 $\varepsilon$ ;对地速度为 $v$ ,误差为 $w$ ;高度误差为 $g$ .采用离散噪声模型表示,时间间隔为 $T$ .

**证明** 将地球半径记作 $R$ ,飞行器经纬高记作 $(\mu, \lambda, h)$ ,航向为 $\omega$ .考虑飞行器经过恒向线上无穷小距离 $ds$ ,满足关系

$$\begin{cases} \cos \omega ds = (R+h) d\mu \\ \sin \omega ds = (R+h) \cos \mu d\lambda \end{cases} \quad (2)$$

因此,对纬度变化方向积分可得

$$\begin{aligned} \mu(t) &= \mu_0 + \int_0^t \frac{\cos \omega}{R+h} ds \\ &= \mu_0 + \frac{t}{R+h} \cos \omega \end{aligned} \quad (3)$$

同理,对经度变化方向积分可得

$$\begin{aligned} \lambda(t) &= \lambda_0 + \int_0^t \frac{\sin \omega}{(R+h) \cos \mu(s)} ds \\ &= \lambda_0 + \tan \omega \ln \left( \tan \left( \frac{\mu(t)}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \right) \\ &\quad - \tan \omega \ln \left( \tan \left( \frac{\mu(0)}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \right) \\ &= \lambda_0 + \tan \omega \ln \frac{\tan(\mu(t)/2 + \pi/4)}{\tan(\mu(0)/2 + \pi/4)} \end{aligned} \quad (4)$$

注意到飞行器对地速度为 $v$ ,离散时间间隔为 $T$ .因此,点 $(\mu^{(k)}, \lambda^{(k)}, h^{(k)})$ 和点 $(\mu^{(k+1)}, \lambda^{(k+1)}, h^{(k+1)})$ 之间沿着恒向线的距离为 $vT$ .

综上,叠加航线误差 $\varepsilon$ ,速度误差 $w$ ,高度误差 $g$ ,有

$$\begin{cases} \mu^{(k+1)} = \mu^{(k)} + \frac{v+w}{R+h} T \cos(\omega + \varepsilon) \\ \lambda^{(k+1)} = \lambda^{(k)} + \tan(\omega + \varepsilon) \ln \frac{\tan(\mu^{(k+1)}/2 + \pi/4)}{\tan(\mu^{(k)}/2 + \pi/4)} \\ h^{(k+1)} = h + g \end{cases} \quad (5)$$

### 2.3 测量模型

如2.1节中所述,可采用内含大规模天线阵面的毫米波通信设备测量其他飞行器相对于本平台的角度和距离.假设飞行器A和飞行器B分别沿各自的等角航向飞行.其中,将飞行器A的经纬高记作 $(\mu_0, \lambda_0, h_0)$ ,将飞行器B的经纬高记作 $(\mu, \lambda, h)$ .从飞行器A测量飞行器B的角度和距离,就是以飞行器A为原点建立局部球面坐标系,从飞行器A观察飞行器B的俯仰、方位与距离读数.

**定理2** 飞行器B在以飞行器A为原点建立局部球面坐标系中,俯仰、方位与距离分别为

$$\theta = \begin{cases} -\arccos \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} + \psi, & \rho < \frac{R+h_0}{R+h} \\ \arccos \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} + \psi, & \rho \geq \frac{R+h_0}{R+h} \end{cases} \quad (6)$$

$$\phi = \begin{cases} \arccos \frac{\sin \mu - \rho \sin \mu_0}{\sqrt{1-\rho^2} \cos \mu_0} + \psi, & \text{B在A东侧} \\ 2\pi - \arccos \frac{\sin \mu - \rho \sin \mu_0}{\sqrt{1-\rho^2} \cos \mu_0} + \psi, & \text{B在A西侧} \end{cases} \quad (7)$$

$$r = r_T + s \quad (8)$$

其中, $\rho = \cos \mu \cos \mu_0 \cos(\lambda - \lambda_0) + \sin \mu \sin \mu_0$ 表示两架飞行器关于地心的夹角余弦值. $\psi$ 表示测角误差, $s$ 表示测距误差. $r_T = \sqrt{(R+h_0)^2 + (R+h)^2 - 2(R+h_0)(R+h)\rho}$ 表示两飞行器的距离真值.

**证明** 将飞行器A的经纬高记作 $(\mu_0, \lambda_0, h_0)$ ,将飞行器B的经纬高记作 $(\mu, \lambda, h)$ .根据球面弧长公式,有两飞行器关于地心的夹角余弦值 $\rho = \cos \mu \cos \mu_0 \cos(\lambda - \lambda_0) + \sin \mu \sin \mu_0$ .

将飞行器B在以飞行器A为原点建立的局部球面坐标系中的俯仰、方位和距离真值记作 $(\theta_T, \phi_T, r_T)$ .根据余弦定理,可得两飞行器距离真值为

$$r_T = \sqrt{(R+h_0)^2 + (R+h)^2 - 2(R+h_0)(R+h)\rho} \quad (9)$$

根据正弦定理,有

$$\frac{\sin(\theta_T + \pi/2)}{R+h} = \frac{\sin \arccos \rho}{r_T} = \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} \quad (10)$$

因此,当 $-\frac{\pi}{2} \leq \theta_T < 0$ ,即 $\rho < \frac{R+h_0}{R+h}$ 时,有

$$\theta_T = \arcsin \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} - \frac{\pi}{2} = -\arccos \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} \quad (11)$$

相应地,当 $0 \leq \theta_T \leq \frac{\pi}{2}$ ,即 $\rho \geq \frac{R+h_0}{R+h}$ 时,有

$$\theta_T = \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} = \arccos \frac{(R+h)\sqrt{1-\rho^2}}{r_T} \quad (12)$$

将飞行器A和飞行器B分别与地心 $O$ 连线,分别将两条线与海平面的交点记作 $C, D$ ,并将北极点记作 $N$ .注意到所求方位角 $\phi_T$ 就是扇形 $CON$ 和扇形 $COD$ 之间的夹角,因此有

$$\cos \phi_T = \frac{(\overrightarrow{ON} \times \overrightarrow{OC}) \cdot (\overrightarrow{OD} \times \overrightarrow{OC})}{\|\overrightarrow{ON} \times \overrightarrow{OC}\| \|\overrightarrow{OD} \times \overrightarrow{OC}\|} \quad (13)$$

根据公式 $(a \times b) \cdot (c \times d) = (a \cdot c) \cdot (b \cdot d) - (a \cdot d) \cdot (b \cdot c)$ ,以及 $\|a \times b\| = \|a\| \|b\| \sin \langle a, b \rangle$ ,可将上式转化为

$$\begin{aligned} \cos \phi_T &= \frac{\cos \angle DON - \cos \angle CON \cos \angle COD}{|\sin \angle CON| |\sin \angle COD|} \\ &= \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \mu\right) - \rho \cos\left(\frac{\pi}{2} - \mu_0\right)}{\sqrt{1-\rho^2} \left| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \mu_0\right) \right|} \\ &= \frac{\sin \mu - \rho \sin \mu_0}{\sqrt{1-\rho^2} \cos \mu_0} \end{aligned} \quad (14)$$

因此,当飞行器B在飞行器A东侧时,有

$$\phi_T = \arccos \frac{\sin \mu - \rho \sin \mu_0}{\sqrt{1-\rho^2} \cos \mu_0} \quad (15)$$

相应地,当飞行器B在飞行器A西侧时,有

$$\phi_T = 2\pi - \arccos \frac{\sin \mu - \rho \sin \mu_0}{\sqrt{1-\rho^2} \cos \mu_0} \quad (16)$$

综上,将俯仰和方位真值分别叠加测角误差 $\psi$ ,并将距离真值叠加测距误差 $s$ ,可得所求测量模型.

### 3 对端位置估计

本章基于卡尔曼滤波原理设计对端位置估计方法.在外推阶段中,利用无迹变换生成采样点和权值,

可避免雅可比矩阵的复杂形式,并获取对端位置的均值和方差.在更新阶段中,计算卡尔曼增益,并更新对端位置及其协方差.最后,以算法形式呈现对端位置估计的过程.

### 3.1 外推阶段

无迹变换的原理是:生成一组能够体现输入分布统计特性的 sigma 点,再将这组样点通过非线性变换产生对应输出分布的点集,并计算输出分布的统计特性.

根据上述原理,应追求生成采样点的均值和协方差与输入变量的统计特性相同.运动方程中的随机变量维数  $N=3$ ,故可用  $2N+1=7$  个 sigma 点近似随机变量,体现对原始分布的对称覆盖.假设随机变量服从高斯分布,可令调优参数  $\kappa=0$ .据此构建 sigma 点矩阵  $\mathcal{X}^{(k)}$ ,有

$$\mathcal{X}_{[:,n]}^{(k)} = \begin{cases} \hat{\mathbf{x}}^{(k)}, & n=1 \\ \hat{\mathbf{x}}^{(k)} + \sqrt{3\mathbf{P}^{(k)}}_{[:,n-1]}, & n=2,3,4 \\ \hat{\mathbf{x}}^{(k)} - \sqrt{3\mathbf{P}^{(k)}}_{[:,n-4]}, & n=5,6,7 \end{cases} \quad (17)$$

其中,  $k$  为迭代次数,  $\hat{\mathbf{x}}^{(k)} = [\hat{\mu}^{(k)}, \hat{\lambda}^{(k)}, \hat{h}^{(k)}]^T$  为状态估计值,  $\mathbf{P}^{(k)}$  为状态不确定度协方差矩阵,  $\sqrt{(\cdot)}$  为矩阵的平方根.

因此,属于输出分布的点集为

$$\mathcal{X}^{(k+1)} = \left[ f\left(\mathcal{X}_{[:,1]}^{(k)}\right), f\left(\mathcal{X}_{[:,2]}^{(k)}\right), \dots, f\left(\mathcal{X}_{[:,7]}^{(k)}\right) \right] \quad (18)$$

其中,  $f(\cdot)$  是不含噪声项的运动模型.

选择 sigma 点权重计算公式:

$$w_{[n]} = \begin{cases} \frac{\kappa}{N+\kappa}, & n=1 \\ \frac{1}{2(N+\kappa)}, & n=2,3,\dots,7 \end{cases} \quad (19)$$

以便保持输入分布均值为  $\sum_{n=1}^7 w_{[n]} \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k)} = \hat{\mathbf{x}}^{(k)}$ , 协方差为

$\sum_{n=1}^7 w_{[n]} \left( \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k)} \right) \left( \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k)} \right)^T = \mathbf{P}^{(k)}$ , 且权重和为 1.

将  $N=3$  以及  $\kappa=0$  代入权重计算公式,得 sigma 点权重向量:

$$\mathbf{w} = \left[ 0, \frac{1}{6}, \frac{1}{6}, \frac{1}{6}, \frac{1}{6}, \frac{1}{6}, \frac{1}{6} \right]^T \quad (20)$$

于是,可根据 sigma 点权重向量和输出分布的点集,计算近似输出分布的均值:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} &= \sum_{n=1}^{2n+1} w_{[n]} \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k+1)} \\ &= \mathcal{X}^{(k+1)} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (21)$$

以及近似输出分布的协方差:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}^{(k+1)} &= \sum_{n=1}^{2n+1} w_{[n]} \left( \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \right) \left( \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \right)^T + \mathbf{Q} \\ &= \left( \mathcal{X}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \mathbf{1}^T \right) \text{diag}(\mathbf{w}) \\ &\quad \times \left( \mathcal{X}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \mathbf{1}^T \right)^T + \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\mathbf{Q}$  是过程噪声协方差矩阵.

### 3.2 更新阶段

经过单位时延后,将属于输出分布的 sigma 点转换至测量空间:

$$\mathcal{Z}^{(k)} = \left[ h\left(\mathcal{X}_{[:,1]}^{(k-1)}\right), h\left(\mathcal{X}_{[:,2]}^{(k-1)}\right), \dots, h\left(\mathcal{X}_{[:,7]}^{(k-1)}\right) \right] \quad (23)$$

其中,  $h(\cdot)$  是不含噪声项的测量模型.

于是,可根据 sigma 点权重向量和测量空间中的点集,计算当前测量近似值:

$$\begin{aligned} \bar{z}^{(k)} &= \sum_{n=1}^{2n+1} w_{[n]} \mathcal{Z}_{[:,n]}^{(k)} \\ &= \mathcal{Z}^{(k)} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (24)$$

进而可求出加权互协方差:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{xz}^{(k)} &= \sum_{n=1}^{2n+1} w_{[n]} \left( \mathcal{X}_{[:,n]}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \right) \left( \mathcal{Z}_{[:,n]}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \right)^T \\ &= \left( \mathcal{X}^{(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}^{(k+1)} \mathbf{1}^T \right) \text{diag}(\mathbf{w}) \left( \mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T \right)^T \end{aligned} \quad (25)$$

以及加权自协方差:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_z^{(k)} &= \sum_{n=1}^{2n+1} w_{[n]} \left( \mathcal{Z}_{[:,n]}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \right) \left( \mathcal{Z}_{[:,n]}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \right)^T + \mathbf{R} \\ &= \left( \mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T \right) \text{diag}(\mathbf{w}) \left( \mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T \right)^T + \mathbf{R} \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\mathbf{R}$  是测量不确定度协方差矩阵.于是, Kalman 增益为

$$\mathbf{K}^{(k)} = \mathbf{P}_{xz}^{(k)} \mathbf{P}_z^{(k-1)} \quad (27)$$

综上,可得状态更新方程:

$$\mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{x}^{(k-1)} + \mathbf{K}^{(k)} \left( z^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \right) \quad (28)$$

与协方差更新方程:

$$\mathbf{P}^{(k)} = \mathbf{P}^{(k-1)} - \mathbf{K}^{(k)} \mathbf{P}_z^{(k)} \mathbf{K}^{(k)T} \quad (29)$$

### 3.3 对端位置估计算法

根据上述推导过程,形成毫米波辅助对端位置估计算法如算法 1 中所示.

该算法的计算复杂度为  $O(N^3)$ ,主要来自 sigma 采样点生成中的矩阵平方根计算.算法中变量维数  $N=3$ ,因此每循环计算耗时通常远小于因毫米波设备测距测角性能约束引入的时间间隔  $T$ ,该数值决定了对端位置估计的实时性.

## 4 实验结果与分析

本章首先针对典型的机载激光通信场景设置仿真参数.而后基于前文所述对端位置估计方法绘制仿真结果,并评估对端位置估计的性能.

**算法 1 毫米波辅助对端位置估计**

输入: 过程噪声协方差矩阵  $Q$ , 测量不确定度协方差矩阵  $R$ ,  $\sigma$  点

权重矢量  $w$

输出: 位置  $x^{(k)}$

初始化: 猜测初始位置  $x^{(0)}$ , 状态不确定度协方差矩阵初值  $P^{(0)}$

REPEAT

$$\mathcal{X}_{[:,n]}^{(k)} = \begin{cases} \hat{x}^{(k)} & n=1 \\ \hat{x}^{(k)} + \sqrt{3P^{(k)}}_{[:,n-1]} & n=2, 3, 4 \\ \hat{x}^{(k)} - \sqrt{3P^{(k)}}_{[:,n-4]} & n=5, 6, 7 \end{cases}$$

$$\mathcal{X}^{(k+1)} = [f(\mathcal{X}_{[:,1]}^{(k)}), f(\mathcal{X}_{[:,2]}^{(k)}), \dots, f(\mathcal{X}_{[:,7]}^{(k)})]$$

$$\hat{x}^{(k+1)} = \mathcal{X}^{(k+1)} w$$

$$P^{(k+1)} = (\mathcal{X}^{(k+1)} - \hat{x}^{(k+1)} \mathbf{1}^T) \text{diag}(w) (\mathcal{X}^{(k+1)} - \hat{x}^{(k+1)} \mathbf{1}^T)^T + Q$$

经过单位时延(时间间隔  $T$ )后

$$\mathcal{Z}^{(k)} = [h(\mathcal{X}_{[:,1]}^{(k-1)}), h(\mathcal{X}_{[:,2]}^{(k-1)}), \dots, h(\mathcal{X}_{[:,7]}^{(k-1)})]$$

$$\bar{z}^{(k)} = \mathcal{Z}^{(k)} w$$

$$P_{xz}^{(k)} = (\mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T) \text{diag}(w) (\mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T)^T + R$$

$$P_z^{(k)} = (\mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T) \text{diag}(w) (\mathcal{Z}^{(k)} - \bar{z}^{(k)} \mathbf{1}^T)^T + R$$

$$K^{(k)} = P_{xz}^{(k)} P_z^{(k)-1}$$

$$x^{(k)} = x^{(k-1)} + K^{(k)} (z^{(k)} - \bar{z}^{(k)})$$

$$P^{(k)} = P^{(k-1)} - K^{(k)} P_z^{(k)} K^{(k)T}$$

until 激光通信完成链路建立

**4.1 场景设置**

如前文所述, 机载通信系统中的毫米波通信设备包含大规模天线阵面, 能够测量对端飞行器相对于本飞行器的角度和距离. 若毫米波通信设备配备有上千阵元并采用和差波束测角, 则其方位角与俯仰角测量不确定度约为  $0.6^\circ$ , 对应  $\sigma_\theta = \sigma_\phi = 0.0105 \text{ rad}$ ; 设备定时精度通常在微秒量级, 故距离测量不确定度可设为  $\sigma_r = 300 \text{ m}$ .

于是, 测量不确定度协方差矩阵可取值为

$$R = \begin{pmatrix} \sigma_\theta^2 & & \\ & \sigma_\phi^2 & \\ & & \sigma_r^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1.1025 \times 10^{-4} & & \\ & 1.1025 \times 10^{-4} & \\ & & 9 \times 10^4 \end{pmatrix} \quad (30)$$

当两架飞行器保持等角航线时, 设对地速度不确定度  $\sigma_v = 2.5 \text{ m/s}$ , 航向不确定度  $\sigma_\omega = 0.009 \text{ rad}$  (约为  $0.5^\circ$ ), 高度不确定度  $\sigma_h = 25 \text{ m}$ . 注意到  $(\sigma_v T \cos(\omega + \sigma_\omega) / (R+h))^2 \leq (\sigma_v T / (R+h))^2$ , 若设定时间间隔  $T = 0.25 \text{ s}$ , 则过程噪声协方差矩阵可取值为

$$Q = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \left( \frac{\sigma_v T}{R+h} \right)^2 & & \\ & \frac{1}{2} \left( \frac{\sigma_v T}{R+h} \right)^2 & \\ & & \sigma_h^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4.7874 \times 10^{-15} & & \\ & 4.7874 \times 10^{-15} & \\ & & 625 \end{pmatrix} \quad (31)$$

设目标初始位于北纬  $0.1^\circ$ , 西经  $1^\circ$ , 高度  $16000 \text{ m}$ , 航向  $45^\circ$ , 速度  $300 \text{ m/s}$ ; 设观察者初始位于南纬  $0.1^\circ$ , 经度  $0^\circ$ , 高度  $13000 \text{ m}$ , 航向  $315^\circ$ , 速度  $300 \text{ m/s}$ . 假设, 初始经纬不确定度  $0.0009 \text{ rad}$  (在赤道附近对应约  $3 \text{ 海里}$ ), 高度不确定度  $250 \text{ m}$ , 则状态不确定度协方差矩阵初值为

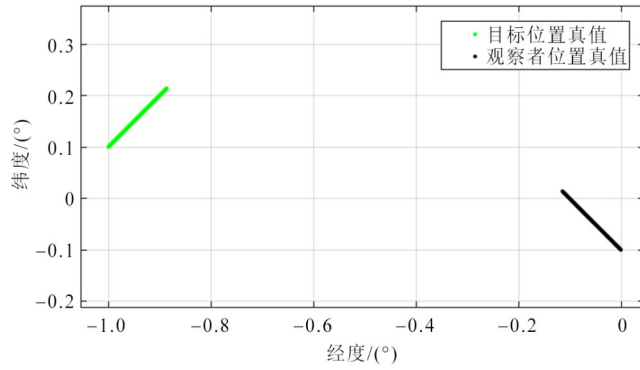
$$P^{(0)} = \begin{pmatrix} 8.1 \times 10^{-7} & & \\ & 8.1 \times 10^{-7} & \\ & & 62500 \end{pmatrix} \quad (32)$$

**4.2 仿真结果分析**

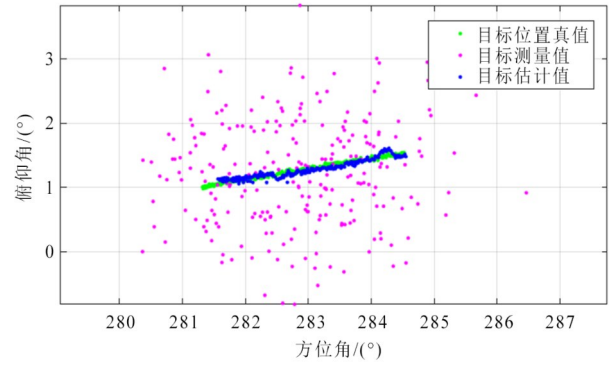
根据前文所述场景设置, 产生两架飞行器航迹. 根据测量模型产生目标测量值, 并基于对端位置估计算法产生目标位置估计值. 设激光链路建立精度要求  $0.2^\circ$ , 算法运行时间  $60 \text{ s}$ , 仿真结果如图 2 所示.

如图 2(a) 所示, 观察者和目标分别沿西北方和东北方飞行, 形成两条对应  $60 \text{ s}$  算法运行时间的航迹; 在图 2(b) 中, 观察者利用配备有大规模天线阵面的毫米波通信设备测量目标位置, 测量结果在目标的真实航迹周围体现为离散点迹. 相较而言, 采用对端位置估计算法得到的点迹, 更加接近目标的真实航迹. 注意到虽然仿真时间仅为  $60 \text{ s}$ , 两飞行器间仍然出现了远大于建立激光链路所需的精度的俯仰角度变化, 因此证实地球曲率在链路过程中不可忽略; 图 2(c) 和图 2(d) 以激光链路建立精度要求  $0.2^\circ$  为参照, 分别展示了目标估计误差在空间上形成的点迹和时间上的收敛情况. 在图 2(c) 中, 初始的目标位置估计误差约为  $1^\circ$ , 而后每间隔  $10 \text{ s}$  更新一次目标位置估计值, 对应产生一个位置估计误差点迹; 对照图 2(d) 可知, 在算法运行  $10 \text{ s}$  后, 目标位置估计误差已小于  $0.2^\circ$ , 能够满足激光链路建立要求.

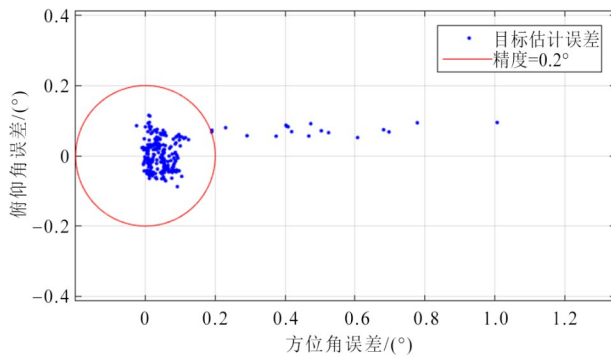
图 2(d) 体现了角度估计误差随时间的变化趋势, 其中估计误差受测量不确定度  $R$  和运动模型不确定度  $Q$  共同影响, 敏感性关系体现为: 若测量不确定度相比运动模型不确定度过高, 计算会更依赖运动模型预测, 算法结果更平滑但可能滞后于目标真实状态变化, 导致角度估计误差因模型失配而增加; 若运动模型不确定度相比测量不确定度过高, 计算会更加依赖测距与测角数值, 算法响应速度快但对测量噪声敏感, 角度估



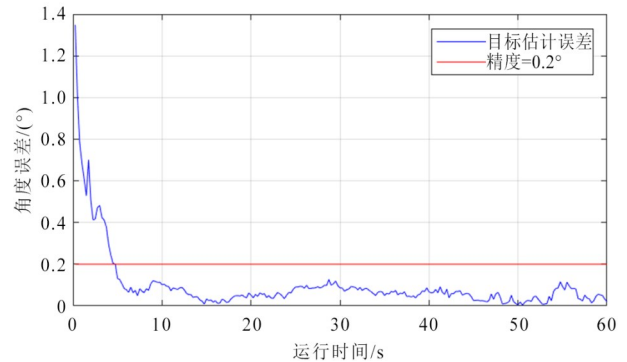
(a) 两架飞行器的航迹



(b) 观察者对目标飞行器位置的测量值、估计值与真值



(c) 目标估计误差在方位俯仰平面形成的点迹



(d) 目标估计误差随运行时间的收敛效果

图2 数值仿真结果

计误差可能因测距与测角噪声放大而增加。

## 5 结论与展望

本文针对无法稳定获取卫星导航信号的机载激光通信场景,构建毫米波与激光相结合的机载通信系统.根据平台的飞行状态,建立飞行器沿等角航线的运动模型,并基于毫米波阵面测距、测角原理建立测量模型.针对运动模型和测量模型的非线性特征,采用无迹变换生成采样点和权值,完成对目标飞行器的位置估计.仿真结果表明,对端位置估计算法基于卡尔曼滤波原理结合了毫米波阵面的测量信息与平台的飞行状态信息,提升后的位置估计精度能满足建立激光链路的要求.

本文提出的毫米波辅助机载激光通信方法在机间宽带组网、灾区应急中继、航空器编队协同等领域具备应用前景.该方法在实际系统部署中可能面临毫米波、激光和导航设备间轴系误差过大影响对端位置估计精度的挑战.可能的解决思路是将上述设备集成至抗弯刚度较高的基板上,并利用标校明确设备间轴系关系.

## 参考文献

- [1] 姜会林, 安岩, 张雅琳, 等. 空间激光通信现状、发展趋势及关键技术分析[J]. 飞行器测控学报, 2015, 34(3): 207-217.  
JIANG H L, AN Y, ZHANG Y L, et al. Analysis of the status quo, development trend and key technologies of space laser communication[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2015, 34(3): 207-217. (in Chinese)
- [2] 侯霞, 刘哲琦, 常亦迪, 等. 卫星激光通信技术发展现状与趋势分析[J]. 中国激光, 2024, 51(11): 231-244.  
HOU X, LIU Z Q, CHANG Y D, et al. Analysis on development status and trend of space laser communication technology[J]. Chinese Journal of Lasers, 2024, 51(11): 231-244. (in Chinese)
- [3] BEKKALI A, HATTORI M, HARA Y, et al. Free space optical communication systems FOR 6G: A modular transceiver design[J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 30(5): 50-57.
- [4] BEKKALI A, FUJITA H, HATTORI M. New generation free-space optical communication systems with advanced

- optical beam stabilizer[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(5): 1509-1518.
- [5] CHAUDHRY A U, YANIKOMEROGLU H. Laser inter-satellite links in a starlink constellation: A classification and analysis[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2021, 16(2): 48-56.
- [6] 宋延嵩, 常帅, 佟首峰, 等. 航空激光通信系统的特性分析及机载激光通信实验[J]. 中国激光, 2016, 43(12): 215-236. SONG Y S, CHANG S, TONG S F, et al. Feature analysis of aeronautical laser communication system and airborne laser communication experiment[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(12): 215-236. (in Chinese)
- [7] JIANG D X, BAI S P, YU X, et al. Research progress of high-speed data transmission technology for lightweight and small-sized unmanned aerial vehicle platforms[J]. Applied Sciences, 2024, 14(6): 2268.
- [8] YU S Y, LI B, CAO K R, et al. Design and verification of free space optical communication relay between ground and tethered ball[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 40(1): 60-70.
- [9] LEI Y, LI X M, ZHANG L Z. Experimental study on PAT system for long-distance laser communications between fixed-wing aircrafts[J]. Photonic Sensors, 2019, 9(2): 170-178.
- [10] MOLL F, HORWATH J, SHRESTHA A, et al. Demonstration of high-rate laser communications from a fast airborne platform[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9): 1985-1995.
- [11] LI X J, CHEN L, LU Z K, et al. Overview of jamming technology for satellite navigation[J]. Machines, 2023, 11(7): 768.
- [12] CHAE M H, PARK S O, CHOI S H, et al. Reinforcement learning-based counter fixed-wing drone system using GNSS deception[J]. IEEE Access, 2024, 12: 16549-16558.
- [13] 李松亭, 陈利虎. mMIMO毫米波高速通信系统强鲁棒性技术研究综述[J]. 电子学报, 2023, 51(12): 3643-3655. LI S T, CHEN L H. A review of the robust technology of mMIMO millimeter-wave high-speed communication system[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(12): 3643-3655. (in Chinese)

#### 作者简介



**郭伟然** 男, 1989年10月出生于浙江省桐乡市. 现为中国电子科技集团公司第二十八研究所高级工程师. 主要研究方向为无线通信.  
E-mail: guoweiran@cetc.com.cn



**张书哲** 男, 1998年6月出生于浙江省湖州市. 现为哈尔滨工业大学博士研究生. 主要研究方向为激光通信.  
E-mail: 21b921017@stu.hit.edu.cn



**魏萌** 男, 1987年1月出生于河北省衡水市. 现为中国电子科技集团公司第五十四研究所高级工程师. 主要研究方向为无线自组网通信.  
E-mail: wm511wm@163.com



**武文周** 男, 1991年1月出生于河北省邢台市. 现为中国电子科技集团公司第五十四研究所高级工程师. 主要研究方向为无线光通信及网络通信.  
E-mail: wenzhou0811@126.com