

# 基于无迹卡尔曼滤波的无人机毫米波波束跟踪算法

李鹏辉<sup>1</sup>, 仲伟志<sup>1</sup>, 张璐璐<sup>1</sup>, 杨卓明<sup>1</sup>, 朱秋明<sup>2</sup>, 陈小敏<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学航天学院, 南京 210016; 2. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京 211106)

**摘要:** 针对无人机收发端相对运动导致毫米波窄波束无法实时匹配这一问题, 提出一种基于无迹卡尔曼滤波的三维波束跟踪方法。该方法首先将波束的俯仰角和方位角作为系统状态向量, 对其进行无迹变换, 获得采样点集。而后, 根据采样点集计算出状态预测值和测量预测值, 并以此为基础, 根据计算出的卡尔曼增益更新状态向量, 获得状态向量的最优估计值。仿真结果表明, 此方法满足了无人机实时波束跟踪需求, 有效地提高了三维环境下毫米波窄波束的跟踪精度。

**关键词:** 无人机; 毫米波; 波束跟踪; 无迹卡尔曼滤波

**中图分类号:** TN928

**文献标志码:** A

## Unscented Kalman Filter for Beam Tracking of UAV Millimeter Wave

LI Penghui<sup>1</sup>, ZHONG Weizhi<sup>1</sup>, ZHANG Lulu<sup>1</sup>, YANG Zhuoming<sup>1</sup>, ZHU Qiuming<sup>2</sup>, CHEN Xiaomin<sup>2</sup>

(1. College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the narrow beam cannot be matched in real time due to the relative motion of the transmitter and receiver in the millimeter-wave (mmW) communication system of unmanned aerial vehicles (UAVs), a three-dimensional (3D) beam tracking method based on unscented Kalman filter (UKF) is proposed. Firstly, the elevation and the azimuth angle of the beam at the receiver and the transmitter are regarded as the state vector of the system, and the sampling point set is obtained by the unscented transform (UT). Then, the state prediction value and the measurement prediction value are calculated according to the sampling point set. On this basis, the state vector is updated according to the calculated Kalman gain to obtain the optimal estimate of the state vector. Simulations show that the proposed method can improve the beam tracking accuracy of UAV in 3D dynamic environment.

**Key words:** unmanned aerial vehicle (UAV); millimeter-wave; beam tracking; unscented Kalman filter

## 引言

近年来, 无人机(Unmanned aerial vehicle, UAV)因为具有成本低、灵活性强和覆盖面积广等优点, 被认为是第5代(5th-Generation, 5G)通信网络中各种应用场景的承载者, 例如, 作为足球比赛、音乐会等短时间高密度聚集人群的飞行基站, 为人们提供无线覆盖; 在自然灾害期间提供额外的通信容量帮助恢复通信系统<sup>[1-2]</sup>等。

无人机应用场景越多,执行的任务越复杂,无人机需要的数据吞吐量也越多。因此,拥有巨大免许可连续带宽的毫米波频段(30~300 GHz),得到无人机通信领域的广泛关注<sup>[3-5]</sup>。然而,毫米波由于频率较高,导致路径损耗较大,尤其在降雨等天气下会产生极大衰减<sup>[6]</sup>。因此,研究者提出采用大规模阵列天线下的波束成形技术的方法来弥补毫米波传播中的路径损耗<sup>[7-8]</sup>。由于该技术依靠特定方向上的高增益窄波束进行通信,无人机和用户间的相对运动会造成波束失配,影响通信质量。为了保证正常稳定的通信效果,需要不断调整收发端的波束角度,实现波束的实时对齐。因此,有效的波束跟踪方法对于将毫米波应用在无人机通信领域中具有重要意义。

以往,针对毫米波波束跟踪这一问题的研究相对较少。文献[9-10]通过训练波束进行跟踪,其中波束方向被周期性地训练以保持波束对准。但由于环境复杂,训练频率需要足够高才能应对。文献[11]提出基于波束相干时间调整训练频率,因此当角度变化不快时,可以降低开销。但仍然不适合快速移动变化场景。文献[12]提出的波束跟踪方法是在数据包中附加训练序列以检测信号强度。这种方法需要训练多个波束对,因此开销较大。文献[13]采用扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman filter, EKF)算法进行波束跟踪,该算法通过扫描所有可能的波束组合,建立EKF算法中的测量矩阵,完成波束跟踪。但文献[13]中的方法需要进行波束全扫描,导致测量时间较长,很难在快速变化的场景中进行波束实时跟踪。文献[14]将EKF算法应用于常规地面毫米波的波束跟踪。相比于文献[13],文献[14]只需要训练一个波束,因此,大大降低了开销。同时文献[14]克服了文献[13]的缺点,在每个步骤中只使用一个测量方程,更加适合快速移动场景下的波束跟踪。由于文献[13-14]采用的EKF是通过对非线性系统的一阶线性化来解决非线性状态跟踪问题的,这会在线性化的真实后验均值和协方差中引入较大误差,导致滤波器的次优性能,有时还会出现滤波器发散<sup>[15]</sup>。此外,文献[13-14]使用的是均匀线性天线阵列,并且只对一个角度进行二维跟踪,而无人机波束跟踪场景下,需要对两个角度进行三维波束跟踪。

针对上述问题,本文采用一种基于无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman filter, UKF)的毫米波波束跟踪方案。该方法利用UKF对收发波束角度进行跟踪,在收发两端均采用均匀平面天线阵列。UKF不需要对非线性函数进行线性化,没有忽略高阶项,因此对于非线性分布具有较高的计算精度,从而有效地提高了三维波束的跟踪精度。

## 1 传输系统模型

本文假设系统由一架无人机空中基站和一个地面用户组成。无人机作为发射机,向作为接收机的用户提供服务。本文假设系统传输只需要一个射频(Radio frequency, RF)链,系统模型如图1所示<sup>[16]</sup>。无人机和用户分别配备一个具有 $M_t \times N_t, M_r \times N_r$ 根天线数的均匀平面阵(Uniform planar array, UPA),阵列天线间距为半波长。放置在 $xy$ 平面内的均匀平面阵如图2所示。其中 $\varphi$ 为方位角, $\theta$ 为俯仰角,随着无人机和用户之间的相对运动, $\varphi$ 和 $\theta$ 会不断改变。本文使用 $\theta^t$ 和 $\varphi^t$ 表示发射信号的俯仰角(Elevation angle of departure, EOD)和发射信号的方位角(Azimuth angle of departure, ZOD), $\theta^r$ 和 $\varphi^r$ 表示接收信号的俯仰角(Elevation angle of arrival, EOA)和接收信号的方位角(Azimuth angle of arrival, ZOA)。

本文采用缓慢时变信道,在第 $k$ 个时刻,其信道状态参数可以表示为

$$\mathbf{h}[k] = \sum_{l=1}^{L[k]} \alpha_l[k] \mathbf{a}_r(\varphi_l^r[k], \theta_l^r[k]) \mathbf{a}_t^H(\varphi_l^t[k], \theta_l^t[k]) \quad (1)$$

式中: $L[k]$ 为路径数量, $\alpha_l[k]$ 为第 $l$ 条路径的复增益系数, $\theta_l^r[k]$ 和 $\varphi_l^r[k]$ 分别为第 $l$ 条路径在第 $k$ 时刻

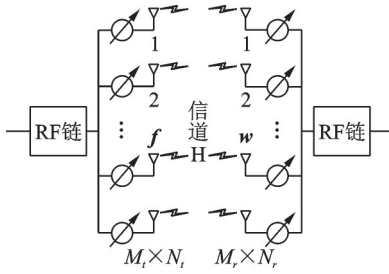


图1 模拟波束成形系统

Fig.1 Analog beamforming system

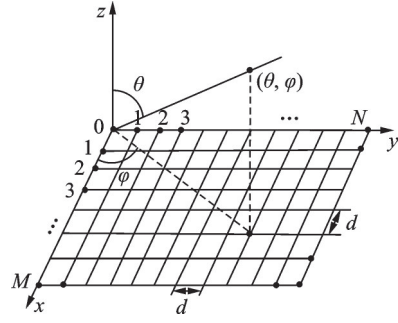


图2 在xy平面内矩形排列的均匀平面阵

Fig.2 Uniform planar array with rectangular arrangement in xy plane

的EOA和ZOA,  $\theta_l^i[k]$ 和 $\varphi_l^i[k]$ 分别为第*l*条路径在第*k*时刻的EOD和ZOD,  $\mathbf{a}_r(\varphi_l^i[k], \theta_l^i[k])$ 和 $\mathbf{a}_t(\varphi_l^i[k], \theta_l^i[k])$ 分别为第*l*条路径对应的接收端和发射端的阵列响应向量。由于在接收端和发送端均采用均匀平面阵,因此,阵列响应向量可表示为

$$\mathbf{a}(\varphi, \theta) = \mathbf{a}_a(\varphi, \theta) \otimes \mathbf{a}_e(\varphi, \theta) \tag{2}$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_a(\varphi, \theta) &= \frac{1}{\sqrt{M}} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \xi}, \dots, e^{-j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \xi} \right]^T \\ \mathbf{a}_e(\varphi, \theta) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \tau}, \dots, e^{-j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \tau} \right]^T \end{aligned} \tag{3}$$

式中:  $\xi = \sin\theta \sin\varphi$ ,  $\tau = \sin\theta \cos\varphi$ , “ $\otimes$ ”为克罗内克积, *d*为阵元间距,  $\lambda$ 为载波波长, *M*和*N*为均匀平面阵的天线数目。

由于毫米波信号的大部分能量都是靠直视路径传播<sup>[4,17]</sup>的,因此式(1)可以简化为

$$\mathbf{h}[k] = \alpha[k] \mathbf{a}_r(\varphi^r[k], \theta^r[k]) \mathbf{a}_t^H(\varphi^t[k], \theta^t[k]) \tag{4}$$

发射端通过波束成形向量*f*发送导频符号*s*,为便于计算,设*s* = 1,接收端波束合并向量为*w*,则在第*k*个时刻接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{f} + \mathbf{n}[k] \tag{5}$$

式中, *w*和*f*分别可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{w} = \mathbf{a}_a(\varphi^w[k], \theta^w[k]) \otimes \mathbf{a}_e(\varphi^w[k], \theta^w[k]) \\ \mathbf{f} = \mathbf{a}_a(\varphi^f[k], \theta^f[k]) \otimes \mathbf{a}_e(\varphi^f[k], \theta^f[k]) \end{cases} \tag{6}$$

为便于使用UKF,这里定义一个包含方位角和俯仰角的状态向量

$$\mathbf{x}[k] = [\varphi^r[k], \theta^r[k], \varphi^t[k], \theta^t[k]]^T \tag{7}$$

该向量的状态更新方程由高斯过程噪声驱动,可表示为

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{x}[k-1] + \mathbf{u}[k-1] \tag{8}$$

式中:  $\mathbf{u}[k-1]$ 为高斯过程噪声,  $\mathbf{u}[k] \sim \mathcal{NC}(0, \mathbf{\Sigma}_u)$ ,  $\mathbf{\Sigma}_u = \sigma^2 \mathbf{I}_4$ 。  $\sigma^2$ 表示收发端方位角、俯仰角的角度变化方差,这里假设收发端的方位角、俯仰角的方差相同(可以取不同的值)。这个参数决定了信道变化的速度,可以通过改变该参数的值来模拟不同信道变化速度下的情况。

## 2 基于UKF的波束跟踪算法

针对以往波束跟踪算法的不足,本文采用UKF算法来进行波束跟踪。该算法摒弃了对非线性函数进行线性化的传统做法,即在卡尔曼线性滤波框架下,对一步预测方程采用无迹变换来解决均值和协方差的非线性传递<sup>[15]</sup>,因此,可以提高无人机三维动态环境下波束跟踪的实时性和精确性。

### 2.1 无迹变换

无迹变换(Unscented transform, UT)是按一定规则在原状态中选取采样点集 $X_i[k|k]$ ,又称作Sigma点集,采样点集的均值和协方差与原状态相等,然后将采样点集 $X_i[k|k]$ 代入非线性函数,得到其对应函数值的点集 $Z_i[(k+1)|k]$ ,再利用这些点集求取变换后的均值 $\hat{Z}[(k+1)|k]$ 和协方差 $P_{zz}[(k+1)|k]$ <sup>[15]</sup>。

本文采用基于对称分布采样的UT变换。设状态向量 $x[k]$ 的采样点集为 $\{X_i[k], i=0, \dots, 2n, n$ 是状态向量的维数,本文取 $n=4$ ,则 $\{X_i[k]\}$ 可表示为

$$\begin{cases} X_i[k] = \bar{x}[k] + (\sqrt{(n+\lambda)P[k]})_i & i = 1, \dots, n \\ X_i[k] = \bar{x}[k] - (\sqrt{(n+\lambda)P[k]})_i & i = n+1, \dots, 2n \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\bar{x}[k]=X_0[k]$ 为状态向量的均值; $P[k]$ 为状态向量的方差,并且 $(\sqrt{P[k]})^T(\sqrt{P[k]})=P[k]$ ,其中 $(\sqrt{P[k]})_i$ 表示矩阵 $P[k]$ 第 $i$ 列(行)的平方根; $\lambda = a^2(n+\kappa) - n$ 为一个缩放比例参数,其中, $a$ 的选取决定采样点的分布状态,一般取较小的正数,如 $10^{-4} \leq a \leq 1$ , $\kappa$ 是待选参数,其取值应保证 $(n+\lambda)P[k]$ 是半正定矩阵。

获得采样点后,其权值为

$$\begin{cases} W_0^m = \frac{\lambda}{n+\lambda} \\ W_0^c = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1-a^2+\beta) \\ W_i^m = W_i^c = \frac{1}{2(n+\lambda)} & i = 1, \dots, 2n \end{cases} \quad (10)$$

式中: $m$ 和 $c$ 分别表示均值和协方差; $\beta$ 为一个非负系数,其取值和状态向量 $x[k]$ 的分布形式有关,对于高斯分布,取 $\beta=2$ 较合适<sup>[18]</sup>。

### 2.2 UKF跟踪算法

三维UKF跟踪算法流程如图3所示,算法流程描述如下。

**步骤1** 设置初始状态条件,并设置波束合并向量 $w$ 以及波束成形向量 $f$ 的俯仰角 $\theta$ 和方位角 $\varphi$ 。假设对初始时刻收发端信号俯仰角和方位角有一个较精准的估计值,即初始状态向量 $x_0 = [\varphi_0^r, \theta_0^r, \varphi_0^t, \theta_0^t]^T$ ,则初始状态条件可设为

$$\hat{X}[0|0] = x_0 \quad (11)$$

$$P_{00} = \Sigma_u \quad (12)$$

**步骤2** 获得采样点集。通过式(9,10)可获得

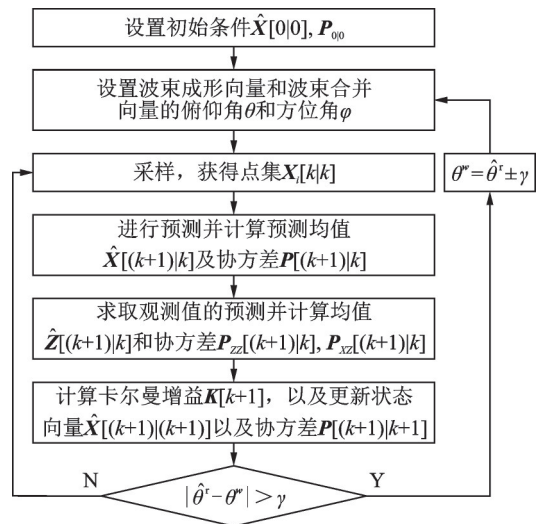


图3 三维UKF跟踪算法流程图

Fig.3 Flow chart of 3D UKF tracking algorithm

$\hat{X}[k|k]$ 的一组采样点集  $X_i[k|k]$ 及其对应的权值,其中,  $i=0, \dots, 2n, n=4$ 。

**步骤3** 采样点一步预测。通过式(13)获得的状态方程,得到预测采样点  $X_i[(k+1)|k]$ 。式(14, 15)分别对预测采样点加权求和得到预测均值  $\hat{X}[(k+1)|k]$ 以及协方差矩阵  $P[(k+1)|k]$ 。具体预测过程为

$$X_i[(k+1)|k] = X_i[k|k] \quad (13)$$

$$\hat{X}[(k+1)|k] = \sum_{i=0}^{2n} W_i X_i[(k+1)|k] \quad (14)$$

$$P[(k+1)|k] = \sum_{i=0}^{2n} \left\{ W_i [X_i[(k+1)|k] - \hat{X}[(k+1)|k]] [X_i[(k+1)|k] - \hat{X}[(k+1)|k]]^T \right\} + \Sigma_u \quad (15)$$

式中  $W_i$ 为式(10)获得的权值,在步骤2中已获得。

**步骤4** 预测观测值。将预测采样点  $X_i[(k+1)|k]$ 代入观测方程即式(16),求取预测观测值  $Z_i[(k+1)|k]$ 。通过式(18, 19)得到预测观测值的均值  $\hat{Z}[(k+1)|k]$ 和协方差  $P_{ZZ}[(k+1)|k]$ 、 $P_{XZ}[(k+1)|k]$ 。式(16)由式(5)得到。

$$g[x(k)] = w^H h f \quad (16)$$

$$Z_i[(k+1)|k] = g[X_i[(k+1)|k]] \quad i=0, \dots, 2n \quad (17)$$

$$\hat{Z}[(k+1)|k] = \sum_{i=0}^{2n} W_i Z_i[(k+1)|k] \quad (18)$$

$$\begin{cases} P_{ZZ}[(k+1)|k] = \sum_{i=0}^{2n} \left\{ W_i [Z_i[(k+1)|k] - \hat{Z}[(k+1)|k]] [Z_i[(k+1)|k] - \hat{Z}[(k+1)|k]]^T \right\} + R \\ P_{XZ}[(k+1)|k] = \sum_{i=0}^{2n} \left\{ W_i [X_i[(k+1)|k] - \hat{X}[(k+1)|k]] [Z_i[(k+1)|k] - \hat{Z}[(k+1)|k]]^T \right\} \end{cases} \quad (19)$$

式中  $R$ 为式(5)中的测量噪声  $n[k]$ 的协方差矩阵; $n[k]$ 为高斯白噪声。

**步骤5** 状态更新。计算卡尔曼增益  $K[k+1]$ ,更新状态向量  $\hat{X}[(k+1)|(k+1)]$ 和协方差矩阵  $P[(k+1)|(k+1)]$ ,具体步骤为

$$K[k+1] = P_{XZ}[k+1] P_{ZZ}^{-1}[k+1] \quad (20)$$

$$\hat{X}[(k+1)|(k+1)] = \hat{X}[(k+1)|k] + K[k+1] [y[k+1] - \hat{Z}[(k+1)|k]] \quad (21)$$

$$P[(k+1)|(k+1)] = P[(k+1)|k] - K[k+1] P_{ZZ} K^T[k+1] \quad (22)$$

**步骤6** 阈值判断。因为跟踪误差会随着时间逐渐积累,因此需要设置阈值  $\gamma$ 来检测跟踪的有效性。当波束合并向量  $w$ 和波束成形向量  $f$ 的角度与UKF求得的最优估计值偏差超过阈值  $\gamma$ ,即波束宽度的一半时,对两者的角度进行更新,否则继续跟踪。

在实际使用中,为了避免复数运算,对一些参数进行重新定义:  $\tilde{y}[k] = [\text{Re}(y[k]), \text{Im}(y[k])]$ ,  $\tilde{g}[x(k)] = [\text{Re}(g[x(k)]), \text{Im}(g[x(k)])]$ ,  $\text{Re}(\cdot)$ 和  $\text{Im}(\cdot)$ 分别为取实部和虚部,这样只需要计算实数。

### 3 仿真实验

为了验证UKF波束跟踪方法的性能,本文分别从信噪比(Signal to noise ratio, SNR)和阵列尺寸两方面对三维UKF跟踪算法进行仿真,并与文献[14]的EKF方法进行了对比。仿真参数设置如表1所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters	
仿真参数	数值
跟踪时隙	100
路径数	1
角度变化方差	$(0.5^\circ)^2, (0.25^\circ)^2$
EOA, ZOA初始角度/ $^\circ$	45
EOD, ZOD初始角度/ $^\circ$	45
接收端天线数 $M_r, N_r$	8, 16, 32, 64
发射端天线数 $M_t, N_t$	8, 16, 32, 64

### 3.1 信噪比

本节研究SNR对三维UKF跟踪方法的影响。图4显示了在不同SNR下的UKF跟踪的均方误差(Mean square error, MSE)。实验中仿真参数的设置如下,收发端天线数 $M_r = N_r = M_t = N_t = 16$ ,角度变化方差 $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ ,仿真次数1000次。

如图4所示,随着信噪比的增大,跟踪误差不断减小。3条曲线的区别为跟踪时隙的长度,随着跟踪时间的增长,所得到的均方误差不断增大,这表明UKF的跟踪效果受信噪比和跟踪时间长度影响较大。

### 3.2 阵列尺寸

不同阵列尺寸下UKF算法的跟踪性能如图5和图6所示。仿真中,角度变化方差分别为 $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ 和 $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ ,SNR为20 dB,仿真次数为5000次。

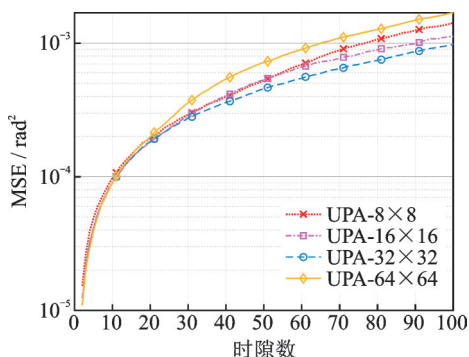


图5 不同阵列尺寸下的EOA的均方误差( $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ )

Fig.5 MSE of EOA with different array sizes ( $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ )

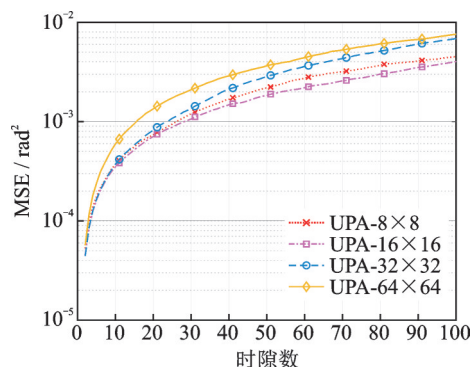


图6 不同阵列尺寸下的EOA的均方误差( $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ )

Fig.6 MSE of EOA with different array sizes ( $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ )

当 $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ 时,即角度变化较慢时,UPA-32 $\times$ 32的天线阵列跟踪性能最好;当 $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ 时,即角度变化较快时UPA-16 $\times$ 16的天线阵列跟踪效果最好。无论在 $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ 还是 $\sigma^2 = (0.5^\circ)^2$ 情况下,UPA-64 $\times$ 64的跟踪性能都最差。这可能是由于尺寸较大的阵列可以产生较窄的波束,对角度的变化较敏感,导致跟踪的精度下降。

### 3.3 对比EKF算法

将三维UKF跟踪方法和文献[14]的EKF跟踪方法进行对比。实验参数为,收发端天线数 $M_r = N_r = M_t = N_t = 16$ ,SNR为20 dB,仿真5000次。图7显示了仿真结果,角度变化方差分别为 $\sigma^2 = (0.25^\circ)^2$ 和 $\sigma^2 =$

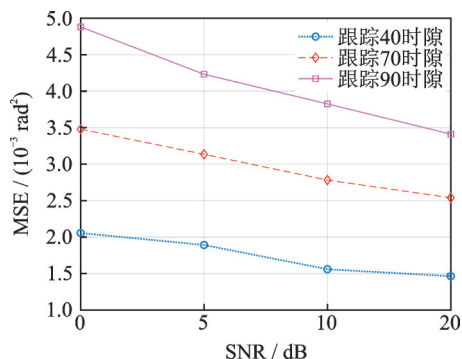


图4 不同SNR和跟踪时隙下的EOA的均方误差

Fig.4 MSE of EOA with different SNRs and tracking slots

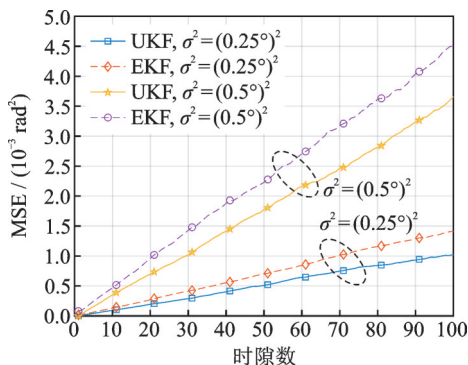


图7 三维UKF与EKF跟踪方法对比

Fig.7 Comparison of 3D UKF and EKF tracking methods

$(0.5^\circ)^2$ 。

如图7所示,随着跟踪时间的增长,两种算法的跟踪误差均增大;随着信道角度方差变化的增大,两种算法的跟踪误差均增大;UKF的跟踪误差小于EKF的跟踪误差,即基于UKF算法的三维跟踪精度优于EKF算法。这是由于EKF在对非线性方程进行泰勒展开时,只保留了一阶项,所以不可避免地会引入较大误差。而UKF不需要进行线性化,没有忽略高阶项,因此能够克服EKF精度不够的问题。

#### 4 结束语

本文在无人机毫米波窄波束通信环境下,采用了一种基于UKF的三维波束跟踪方法。该方法在收发两端均采用均匀平面天线阵,利用无迹变换来解决均值和协方差的非线性传递问题,实现了对俯仰角和方位角的跟踪。仿真结果表明,基于UKF的三维波束跟踪算法性能要优于EKF跟踪算法,UKF可以有效地提高无人机在三维环境下的波束跟踪精度。但本文并未真正涉及无人机动态信道模型,因此,在未来的研究中,将要着重于算法与真实无人机信道模型的结合。

#### 参考文献:

- [1] MOZAFFARI M, SAAD W, BENNIS M, et al. A tutorial on UAVs for wireless networks: Applications, challenges, and open problems[J]. *IEEE Commun Surveys Tuts*, Early Access, 2019, 21(3): 2334-2360.
- [2] LI Bin, FEI Zesong, ZHANG Yan. UAV communications for 5G and beyond: Recent advances and future trends[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, Early Access, 2019, 6(2): 2241-2263.
- [3] ROH W, SEOL J, PARK J, et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 106-113.
- [4] RANGAN S, RAPPAPORT T, ERKIP E. Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2014, 102(3): 366-385.
- [5] SUN S, RAPPAPORT T, HEATH R, et al. MIMO for millimeter-wave wireless communications: Beamforming, spatial multiplexing, or both?[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(12): 110-121.
- [6] 郑婷婷. 面向高速移动平台的毫米波波束成形与波束追踪技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2018.  
ZHENG Tingting. Millimeter wave beamforming and beam tracking for high speed mobile platforms[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [7] 徐磊, 仲伟志, 陈小敏, 等. 毫米波混合波束形成系统的多波束训练方法[J]. *微波学报*, 2018, 34(6): 88-92.  
XU Lei, ZHONG Weizhi, CHEN Xiaomin, et al. A multi-beam training method for millimeter wave hybrid beamforming system[J]. *Journal of Microwaves*, 2018, 34(6): 88-92.
- [8] 张超, 朱莉, 林琳. 毫米波/亚毫米波大气传输特性研究[J]. *微波学报*, 2015, 31(S2): 14-17.  
ZHANG Chao, ZHU Li, LIN Lin. Research on the atmospheric transmission characteristics of millimeter wave/submillimeter wave[J]. *Journal of Microwaves*, 2015, 31(S2): 14-17.
- [9] XIAO Zhenyu, HE Tong, XIA Pengfei, et al. Hierarchical codebook design for beamforming training in millimeter-wave communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(5): 3380-3392.
- [10] NOH S, ZOLTOWSKI M, LOVE D. Multi-resolution codebook and adaptive beamforming sequence design for millimeter wave beam alignment[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(9): 5689-5701.
- [11] YANG Lu, ZHANG Wei. Beam tracking and optimization for UAV communications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 18(11): 5367-5379.
- [12] HOSOYA K, PRASAD N, RAMACHANDRAN K, et al. Multiple sector ID capture (MIDC): A novel beamforming technique for 60-GHz band multi-Gbps WLAN/PAN systems[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(1): 81-96.
- [13] ZHANG Chuang, GUO Dongning, FAN Pingyi. Tracking angles of departure and arrival in a mobile millimeter wave channel [C]//*Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communications*. Kuala Lumpur, Philippines: IEEE, 2016: 1-6.

- [14] VA V, VIKALO H, HEATH R W. Beam tracking for mobile millimeter wave communication systems[C]//Proceedings of 2016 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing. Washington, DC: IEEE, 2016: 743-747.
- [15] 黄小平,王岩. 卡尔曼滤波原理及应用: MATLAB 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 103-106.  
HUANG Xiaoping, WANG Yan. Kalman filtering principle and application: MATLAB simulation[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015: 103-106.
- [16] 刘海艳. 毫米波大规模MIMO系统的信道追踪技术研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2019.  
LIU Haiyan. Research on channel tracking technology in mmWave massive MIMO system[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2019.
- [17] ZHAO Jianwei, GAO Feifei, KUANG Linling, et al. Channel tracking with flight control system for UAV mmWave MIMO communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(6): 1224-1227.
- [18] 高兵兵. 基于UT变换的非线性高斯滤波及其在组合导航中的应用[D]. 西安:西北工业大学, 2018.  
GAO Bingbing. Research on unscented transform-based nonlinear Gaussian filter and its application to integrated navigation[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2018.

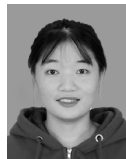
## 作者简介:



李鹏辉(1996-),通信作者,男,硕士研究生,研究方向:毫米波通信、波束跟踪技术,E-mail:2846745479@qq.com。



仲伟志(1980-),女,副教授,研究方向:毫米波通信技术、5G/6G 场景下的波束赋形和跟踪。



张璐璐(1998-),女,硕士研究生,研究方向:基于人工智能的毫米波车辆通信波束选择。



杨卓明(1997-),男,硕士研究生,研究方向:基于多天线、多无人机协作式通信中的波束赋形。



朱秋明(1979-),男,副教授,研究方向:基于人工智能的信道测量,无人机、车联网通信及大数据处理模拟,深空探测和5G移动通信建模仿真。



陈小敏(1975-),女,副教授,研究方向:MIMO无线通信系统、自适应技术功率分配和无线信道建模仿真等。

(编辑:陈璐)