

交替EKF跟踪预测辅助的机间通信感知一体化 波束形成设计*

赵铁刚, 于启月

哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001

摘要: 针对高空机间通信感知一体化场景, 首先构建了多机之间的通信感知系统模型, 并基于双机之间的空间几何关系, 推导了可用于跟踪的状态预测模型与量测模型。对模型进行了线性化处理, 并将传统的扩展卡尔曼滤波(EKF)算法改进为交替EKF多波束跟踪预测算法, 以实现对多个目标的独立跟踪与预测。并通过降低模型中转换矩阵的阶数, 进一步减少计算复杂度。通过交替EKF跟踪预测算法实时提供的状态信息, 在功率受限条件下, 利用数字波束形成技术实现了多机通信的速率最大化, 并得到了设计的闭合解形式。最后, 仿真结果验证了所提出的交替EKF多波束跟踪预测算法的优越性。

关键词: 高空机间; 通信感知一体化; 交替EKF; 跟踪预测; 波束形成设计

中图分类号: TN929.5 文献标志码: A 文章编号: 2097-0137(2025)04-0012-10

Alternating EKF tracking and prediction assisted beamforming design of air-to-air integrated sensing and communications

ZHAO Tiegang, YU Qiyue

School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

Abstract: This paper investigates the signal tracking and prediction in the high-altitude air-to-air (A2A) ISAC scenario. First of all, an A2A ISAC system model is established, and state prediction and measurement models suitable for tracking are derived based on the spatial geometric relationship between two aircraft. Then, the model is linearized, and the traditional EKF algorithm is improved to an alternating EKF multi-beam tracking and prediction algorithm, which enables independent tracking and prediction of multiple targets. Furthermore, by reducing the order of the transformation matrix within the model, we further decrease the computational complexity. Utilizing the real-time state information provided by the alternating EKF tracking and prediction algorithm, we maximize the communication rate among multiple aircraft under power-constrained conditions through digital beamforming design, and we present a closed-form solution for the design. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm significantly improves tracking accuracy while extending the time span of multi-target tracking and predictions.

Key words: high-altitude air-to-air; integrated sensing and communications; alternating EKF; tracking and prediction; beamforming design

* 收稿日期: 2024-09-30

录用日期: 2024-12-16

网络首发日期: 2025-04-07

基金项目: 国家自然科学基金(62071148)

作者简介: 赵铁刚(1986年生), 男; 研究方向: 通信感知一体化; E-mail: daniel_zhao_11@126.com

通信作者: 于启月(1981年生), 女; 研究方向: 通信感知一体化; E-mail: yuqiyue@hit.edu.cn

全文阅读



ZR20240292

Bolic et al.(2021)指出, 在未来的17年内, 常规航空的运输量将增加50%, 欧洲的空中交通管理基础设施容量将达到极限。面对可能出现的越来越多的航空线路, 在不能及时与塔台进行通信时, 高效可靠的机间通信显得尤为重要。由于很难在高空广泛设定基站, 高空机间的点对点以及点对多点通信将成为典型场景。随着通信技术的不断演进, 频谱资源的竞争日益激烈, 通信感知一体化已成为极其重要的研究方向(Liu et al., 2018; Tsinos et al., 2021)。目前, 通信感知一体化已在物联网、智能交通以及移动通信等场景得到了广泛深入的研究(Singh et al, 2018; Liu et al., 2020)。但是, 对于高空机间通信感知一体化场景的研究尚在探索阶段。

高空机间通信感知具有长距离、高速度、高定向、高可靠等特点, 因此需要使用窄波束实现目标感知与数据传输。在通信过程中, 一旦发生波束失准, 将造成通信性能下降, 甚至发生通信中断, 而重新建立对准的波束则需要较大的开销, 因此需要对其波束对准技术进行深入研究。目前, 已有工作主要围绕窄波束的波束训练(Kim et al., 2014; Xiao et al., 2016; Noh et al., 2020)和波束跟踪(Zhang et al., 2019; Ma et al., 2021)展开研究。在波束跟踪方面, 最广泛使用的技术是卡尔曼滤波(KF), 扩展卡尔曼滤波(EKF)、无迹卡尔曼滤波(UKF)、粒子滤波(PF)等(Chen et al., 2022, 2023; Xie et al., 2023)。随着人工智能的兴起, 基于AI的多种模型训练方法得到了关注和研究(Kutty, 2023; Sheng et al., 2024), 然而其对场景的要求更加苛刻, 且场景特征的变化对训练模型的影响极大, 目前尚未得到自适应场景的推广。

在高空机间通信感知一体化场景中, 目标的跟踪距离通常在 $10^3 \sim 10^5$ m数量级, 跟踪速度在 $10^1 \sim 10^2$ m/s的数量级, 而跟踪的归一化角度仅在 $10^{-3} \sim 10^{-1}$ 数量级。相应地, 在跟踪量测时间内, 其参量的变化范围同样存在极大的数量级差距。在同时跟踪预测目标距离、速度和角度的情况下, 现有的基于传统EKF和UKF的跟踪预测算法极易导致模型迭代过程的中断, 因此需要鲁棒性更高的跟踪预测算法。

针对高空机间通信感知一体化场景, 本文基于双运动模型建立了状态预测模型, 并通过感知功能实现量测信息量的提取。然后, 将传统的EKF算法拆分成相互关联的交替EKF多波束跟踪

预测算法, 实现了多个目标多个状态信息的同时跟踪, 降低了计算复杂度, 同时提高了跟踪的准确性。此外, 通过状态预测及量测修正过程, 实现了波束的实时对准。

1 系统模型

以其中任意一架飞机作为主机, 同时实现对多个从机进行多目标动态感知及点对多点的远距离通信。不失一般性地, 假设所有飞机均工作在毫米波频段, 且具有相同的均匀面阵天线阵列结构和射频前端连接结构, 其阵列天线和射频链的数量分别为 N_a 和 N_{RF} , 可同时形成 N_{RF} 个窄波束进行感知和通信。假设从机个数 $K \leq N_{RF}$, 在主机通信感知过程中仅启用 K 个射频链。高空飞机间通信感知一体化场景中, 各飞机通常相距较远, 且分布在相距较大的角度上, 因此本文只考虑视距路径的信号传播。针对飞机高速飞行过程中窄波束极易出现的失准问题, 本文通过雷达感知对多机进行跟踪及轨迹预测, 进而辅助实现通信波束的实时对准。

1.1 帧结构

为了建立高效可靠的机间通信, 主机和从机分别需要实时获取通信出发角和到达角, 并根据自身飞行姿态动态设计通信波束。对于雷达感知的远场目标, 可假设其出发角与到达角相同, 因此机间通信感知一体化场景中的主机和从机只需要在感知过程中获取雷达目标的到达角作为自身的通信角估计, 从而省略飞行参数的反馈过程。本文的重点是利用目标跟踪及轨迹预测辅助点对多点通信波束设计, 因此以主机视角进行描述。

假设通信双方的初始距离 $d_{k,0}$ 、初始速度 $v_{k,0}$ 、初始出发角 $(\theta_{k,0}, \phi_{k,0})$ 、初始到达角 $(\alpha_{k,0}, \beta_{k,0})$ 、主机与从机的初始水平飞行夹角 $\psi_{k,0}$ 、主机与从机之间的初始感知信道衰减 $\kappa_{k,0}$ 和通信信道衰减 $\eta_{k,0}$, 以及主机与从机之间的飞行高度差 ΔH_k 均已在波束训练过程中获取。其中, $\theta_{k,0}$ 和 $\alpha_{k,0}$ 表示初始俯仰角, $\phi_{k,0}$ 和 $\beta_{k,0}$ 表示初始方位角; 下标0表示波束跟踪前的初始量测时刻, 下标 k 表示从机索引, 且 $1 \leq k \leq K$ 。系统帧结构如图1所示。



图1 通信感知一体化信号帧结构

Fig. 1 Integrated sensing and communications signal frame structure

系统的工作过程如下：(1) 第一步，主机/从机感知。在感知阶段，主机和从机可以同时进行目标感知，飞机之间采用相互正交的导频信号，不影响各自雷达接收端对于目标反射信号的提取。通过匹配滤波，在第 n 个量测时刻，主机端通过 K 个独立波束获取 K 个从机的径向距离 $d_{k,n}$ 、径向速度 $v_{d,k,n}$ 以及出发角 $(\theta_{k,n}, \phi_{k,n})$ ， K 个从机端获取主机的径向距离 $d_{k,n}$ 、径向速度 $v_{d,k,n}$ 以及到达角 $(\alpha_{k,n}, \beta_{k,n})$ 。在通信感知过程中，由于存在水平飞行夹角及各自的飞行姿态，出发角 $(\theta_{k,n}, \phi_{k,n})$ 和到达角 $(\alpha_{k,n}, \beta_{k,n})$ 通常并不相同，但主机和从机对其各自的感知过程及后续的目标跟踪预测过程使用完全相同的方法，因此后文只对主机的目标跟踪预测过程进行描述。

(2) 第二步，目标跟踪预测。该过程不需要进行实际的信号传递，可在感知信号帧中完成。根据当前时刻对从机参量的量测结果，对其当前时刻的预测运动参数进行校正，从而获取当前时刻的跟踪信息，包括距离 $\hat{d}_{k,n}$ 、速度 $\hat{v}_{k,n}$ 、感知信道出发角/到达角 $(\hat{\theta}_{k,n}, \hat{\phi}_{k,n})$ ，并计算飞行夹角 $\hat{\psi}_{k,n}$ 以及通信信道衰减 $\hat{\eta}_{k,n}$ ，从而根据从机各自的运动状态演进关系预测下一时刻的距离 $\hat{d}_{k,n+1|n}$ 、速度 $\hat{v}_{k,n+1|n}$ 、感知信道出发角/到达角 $(\hat{\theta}_{k,n+1|n}, \hat{\phi}_{k,n+1|n})$ 。

(3) 第三步，点对多点通信。该过程在通感一体化信号帧中完成。主机根据预测的各从机的通信信道出发角估计 $(\hat{\theta}_{k,n+1|n}, \hat{\phi}_{k,n+1|n})$ 和通信信道衰减 $\hat{\eta}_{k,n+1|n}$ 设计波束形成矩阵，通过不同的波束向各从机发送各自需要的信息流。同时，从机根据各自预测的通信信道到达角估计 $(\hat{\alpha}_{k,n+1|n}, \hat{\beta}_{k,n+1|n})$ ，设计各自通信接收端的波束合成矩阵，提取各自需要的通信信息。

1.2 信号模型

1.2.1 发送信号 飞机在初始感知过程中可能需要应对相对高速运动所产生的强多普勒效应，为了统一初始感知、后续跟踪和通信中的信号形式，高空机间通信感知一体化系统采用 OTFS (正交时频空) 信号。主机在第 n 个时刻向第 k 个从机发送 OTFS 多普勒-延迟域的一体化信号

$$\mathbf{s}_{k,n,DD} \in \mathbb{C}^{N_s N_c \times 1}, \quad 1 \leq k \leq K,$$

其中下标“DD”表示多普勒-延迟域， N_c 和 N_s 分别表示一帧 OTFS 信号的子载波个数和符号个数，子载波间隔 Δf 和符号时间长度 T 满足 $\Delta f \cdot T = 1$ 。

经过辛有限傅里叶逆变换和海森堡变换将 $\mathbf{s}_{k,n,DD}$ 转换到时域，并经过时域的数字波束形成 $\mathbf{F}_{d,n} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 及模拟波束形成 $\mathbf{F}_{a,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times K}$ 的变换处理，生成实际发送的时域信号 $\mathbf{s}_{k,n,T}$ (T 表示时域，其在感知信号帧中为导频信号，在通信信号帧中为数据信息)。将 K 个时域数据流组成发送信号向量

$$\mathbf{s}_{n,T} = (\mathbf{F}_{a,n} \mathbf{F}_{d,n} \otimes \mathbf{I}_{N_s}) \tilde{\mathbf{G}}_{ix} \mathbf{s}_{n,DD}, \quad (1)$$

其中 $\tilde{\mathbf{G}}_{ix} = (\mathbf{I}_K \otimes (\mathbf{F}_{N_s}^H \otimes \mathbf{G}_{ix}))$ 为多普勒-延迟域到时域的等效变换矩阵， $\mathbf{F}_{N_s}^H$ 表示长度为 N_s 的逆傅里叶变换， \mathbf{G}_{ix} 表示 N_c 阶的对角阵，其第 i 个对角元素为发送脉冲波形 $g_{ix}(t)$ 在时刻 $t = iT/N_c$ 的采样值 $g_{ix}(iT/N_c)$ ， $0 \leq i \leq N_c - 1$ ； $\mathbf{s}_{n,DD} \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$ 为第 n 个时刻的多普勒-延迟域的全部从机的信息流向量，即 $\mathbf{s}_{n,DD} = [\mathbf{s}_{1,n,DD}^T, \dots, \mathbf{s}_{K,n,DD}^T]^T$ 。

1.2.2 雷达接收信号 不失一般性地，假设主机雷达的收发天线具有相同的阵列天线数目和连接结构。于是，经过 K 个从机的反射信号到达主机的雷达接收端，其时域信号为

$$\mathbf{r}_{r,n,T} = \sum_{k=1}^K \kappa_{k,n} \mathbf{H}_{r,k,n} \mathbf{s}_{n,T} + \mathbf{n}_{r,n,T}, \quad (2)$$

下标“r”表示雷达感知功能， $\kappa_{k,n}$ 表示第 n 个时刻第 k 个雷达感知信道的衰减 (包含从机的雷达散射截面 RCS)； $\mathbf{n}_{r,n,T} \in \mathbb{C}^{N_r N_s \times 1}$ 表示主机雷达接收端热噪声，且其服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{r,k}^2)$ ；主机与第 k 个从机之间时域的 OTFS 等效雷达感知信道矩阵 $\mathbf{H}_{r,k,n} \in \mathbb{C}^{N_r N_s \times N_s N_s}$ ，其表达式为

$$\mathbf{H}_{r,k,n} = \mathbf{A}_{r,k,n} \otimes \mathbf{\Pi}_{N_r N_s}^{l_{r,k,n}} \mathbf{\Delta}_{N_r N_s}^{\mu_{r,k,n}}, \quad (3)$$

其中 $\mathbf{A}_{r,k,n} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$ 表示由主机和从机之间的相对角度关系 $(\theta_{k,n}, \phi_{k,n})$ 产生的信道响应， $\mathbf{\Pi}_{N_r N_s}^{l_{r,k,n}}$ 表示由延迟指数 $l_{r,k,n}$ 带来的信道响应， $\mathbf{\Delta}_{N_r N_s}^{\mu_{r,k,n}}$ 表示由多普勒频移 $\mu_{r,k,n}$ 造成的信道响应。具体地，

$$\mathbf{\Pi}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (m-1)} & 1 \\ \mathbf{I}_{m-1} & \mathbf{0}_{(m-1) \times 1} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{\Delta}_m = \text{diag} \left(1, e^{j \frac{2\pi}{m}}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{m} (m-1)} \right),$$

$$l_{r,k,n} = \frac{2d_{k,n} N_c \Delta f}{c}, \quad (4)$$

$$\mu_{r,k,n} = \frac{2v_{d,k,n} N_s T}{\lambda}, \quad (5)$$

其中 $d_{k,n}$ 、 $v_{d,k,n}$ 分别为从机相对主机的径向距离和径向速度； c 和 λ 分别表示电磁波的传播速度和

载波波长。另外

$$\mathbf{A}_{r,k,n} = N_a \mathbf{a}(\theta_{k,n}, \phi_{k,n}) \mathbf{a}^H(\theta_{k,n}, \phi_{k,n}),$$

均匀面阵导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_{k,n}, \phi_{k,n}) = \tilde{\mathbf{a}}(\theta_{k,n}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}(\phi_{k,n})$, 且均匀线阵的导向矢量

$$\tilde{\mathbf{a}}(\xi) = \frac{1}{\sqrt{N_v}} [1, e^{j\pi\xi}, \dots, e^{j\pi\xi(N_v-1)}]^T.$$

此处假设均匀线阵的相邻天线单元之间的间隔为半波长, 且均匀面阵的行和列具有相同数量的天线单元, 即 $N_a = N_v^2$ 。需要说明的是, $\theta_k = \cos \xi_{k,e}$ 、 $\phi_k = \cos \xi_{k,a}$ 为一映射关系, $\xi_{k,e}$ 和 $\xi_{k,a}$ 分别表示实际的俯仰角和方位角。

经过主机雷达接收端的波束合成矩阵 $\mathbf{W}_{r,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times K}$, 通过魏格纳变换和辛有限傅里叶变换, 得到多普勒-延迟域接收信号为

$$\mathbf{r}_{r,n,DD} = \tilde{\mathbf{G}}_{rx} (\mathbf{W}_{r,n}^H \otimes \mathbf{I}_{N_c N_s}) \mathbf{r}_{r,n,T}, \quad (6)$$

其中 $\tilde{\mathbf{G}}_{rx} = (\mathbf{I}_K \otimes (\mathbf{F}_{N_s} \otimes \mathbf{G}_{rx}))$ 为时域到多普勒-延迟域的等效变换矩阵, \mathbf{G}_{rx} 为 N_c 阶的对角阵, 其第 i 个对角元素为接收匹配脉冲波形 $g_{rx}(t)$ 在时刻 $t = iT/N_c$ 的采样值 $g_{rx}(iT/N_c)$, $1 \leq i \leq N_c$ 。

将式(1)-(3)代入式(6)中, 得

$$\mathbf{r}_{r,n,DD} = \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_{r,k,n}^H \mathbf{s}_{n,DD} + \mathbf{n}_{r,n,DD},$$

其中 $\tilde{\mathbf{W}}_{r,k,n}^H = \kappa_{k,n} \mathbf{W}_{r,n}^H \mathbf{A}_{r,k,n} \mathbf{F}_{a,n} \mathbf{F}_{d,n} \otimes \mathbf{H}_{\text{OTFS},r,k,n}$ 为主机与第 k 个从机之间多普勒-延迟域的等效感知信道, 且 $\mathbf{H}_{\text{OTFS},r,k,n} = (\mathbf{F}_{N_s} \otimes \mathbf{G}_{rx}) \mathbf{\Pi}_{N_s N_s}^{l_{r,k,n}} \mathbf{\Delta}_{N_s N_s}^{\mu_{r,k,n}} (\mathbf{F}_{N_s}^H \otimes \mathbf{G}_{rx})$ 为延迟指数 $l_{r,k,n}$ 、多普勒频移指数 $\mu_{r,k,n}$ 的多普勒-延迟域的 OTFS 等效信道矩阵, $\mathbf{n}_{r,n,DD} = \tilde{\mathbf{W}}_{rx} (\mathbf{W}_{r,n}^H \otimes \mathbf{I}_{N_c N_s}) \mathbf{n}_{r,n,T}$ 表示经过感知模拟波束合成矩阵后的多普勒-延迟域等效噪声, 其各元素仍然服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{r,k}^2)$ 。

数字波束形成矩阵设计为

$$\mathbf{F}_{d,n} = \text{diag}(\sqrt{P_{1,n}}, \dots, \sqrt{P_{k,n}}, \dots, \sqrt{P_{K,n}}).$$

模拟波束形成和感知波束合成矩阵设计为

$$\mathbf{W}_{r,n} = \mathbf{F}_{a,n} = [\dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{k,nln-1}, \hat{\phi}_{k,nln-1}), \dots]^T.$$

考虑到主机通过方向各不相同的窄波束对从机进行感知, 因此在主机不同接收射频链上的信号互不干扰, 可以独立进行运动参数的提取。假设射频链的序号与从机序号一一对应, 以第 k 个从机的参数提取为例进行说明。用滤波矩阵 $\mathbf{W}_f \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 对多普勒-延迟域接收信号的第 k 个子向量 $\mathbf{r}_{r,k,n,DD} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 进行匹配滤波, 并获取滤

波后向量的最大值

$$z_{k,n} = \kappa_{k,n} \sqrt{P_{k,n}} N_a N_c N_s |\vartheta| + \tilde{n}, \quad (7)$$

其中 \tilde{n} 为 $z_{k,n}$ 对应的噪声相关值, 服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, N_c N_s \sigma_{r,k}^2)$; $\vartheta = \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_{k,nln-1}, \hat{\phi}_{k,nln-1}) \mathbf{a}(\theta_{k,n}, \phi_{k,n})$ 是与角度估计 $\hat{\theta}_{k,nln-1}$ 、 $\hat{\phi}_{k,nln-1}$ 和从机真实角度 $\theta_{k,n}$ 、 $\phi_{k,n}$ 相关的变量。当预测角度对 $(\hat{\theta}_{k,nln-1}, \hat{\phi}_{k,nln-1})$ 与目标的真实角度对 $(\theta_{k,n}, \phi_{k,n})$ 相同时, $|\vartheta|$ 达到最大。同时, 可通过最大相关值所在位置直接获取延迟指数 $l_{r,k,n}$ 和多普勒频移指数 $\mu_{r,k,n}$, 进一步得到径向距离和径向速度。对于 OTFS 信号, 可根据是否存在分数延迟和分数多普勒确定量测误差, 对估计的从机径向距离和飞行速度进行修正。

1.2.3 通信接收信号 本文侧重研究机间的点对点通信, 在通感一体化信号帧中只考虑从机仅激活单射频链的配置, 在通信接收端只进行模拟波束合成向量 $\mathbf{w}_{c,k,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ ($1 \leq k \leq K$) 的设计。将第 n 个时刻的主机与第 k 个从机之间的通信信道记为 $\mathbf{H}_{c,k,n}$, 则其时域接收信号为

$$\mathbf{r}_{c,k,n,T} = \eta_{k,n} \mathbf{H}_{c,k,n} \mathbf{s}_{n,T} + \mathbf{n}_{c,k,n,T}, \quad (8)$$

其中 $\mathbf{n}_{c,k,n,T} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 表示从机通信接收端的热噪声, 服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{c,k}^2)$; 类似地,

$$\mathbf{H}_{c,k,n} = \mathbf{A}_{c,k,n} \otimes \mathbf{\Pi}_{N_s N_s}^{l_{c,k,n}} \mathbf{\Delta}_{N_s N_s}^{\mu_{c,k,n}}, \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{A}_{c,k,n} = N_a \mathbf{a}(\alpha_{k,n}, \beta_{k,n}) \mathbf{a}^H(\theta_{k,n}, \phi_{k,n}),$$

$\mathbf{A}_{c,k,n}$ 表示由主机出发角和从机到达角之间的相对关系产生的信道响应。而且

$$l_{c,k,n} = \frac{d_{k,n} N_c \Delta f}{c} = \frac{l_{r,k,n}}{2},$$

$$\mu_{c,k,n} = \frac{v_{d,k,n} N_s T}{\lambda} = \frac{\mu_{r,k,n}}{2}.$$

显然, 雷达感知信号是双程传播, 而通信信号只进行单程传播。因此, 可以通过雷达的感知功能辅助进行通信信道的参数估计。

经过从机通信接收端的波束合成向量 $\mathbf{w}_{c,k,n}$, 并变换到多普勒-延迟域接收信号为

$$\mathbf{r}_{c,k,n,DD} = (\mathbf{F}_{N_s} \otimes \mathbf{G}_{rx}) (\mathbf{w}_{c,k,n}^H \otimes \mathbf{I}_{N_s}) \mathbf{r}_{c,k,n,T}. \quad (10)$$

数字波束形成矩阵可表示成列向量形式:

$$\mathbf{F}_{d,n} = [\mathbf{f}_{d,1,n}, \dots, \mathbf{f}_{d,k,n}, \dots, \mathbf{f}_{d,K,n}]. \quad (11)$$

将式(1)、(8)、(9)和(11)代入式(10), 得

$$\mathbf{r}_{c,k,n,DD} = \rho_{c,k,n} \tilde{\mathbf{s}}_{k,n} + \sum_{i=1, i \neq k}^K \rho_{c,i,n} \tilde{\mathbf{s}}_{i,n} + \mathbf{n}_{c,k,n,DD},$$

其中 $\tilde{s}_{i,n} = (\mathbf{F}_{N_s} \otimes \mathbf{G}_{rx}) \prod_{N_c, N_s}^{L_c, i, n} \Delta_{N_c, N_s}^{H_c, i, n} (\mathbf{F}_{N_s}^H \otimes \mathbf{G}_{tx}) s_{i,n}$, DD 为经过无损多普勒-延迟域等效 OTFS 信道的第 i 个数据流, $\rho_{c,i,n} = \eta_{k,n} \tilde{\mathbf{w}}_{c,k,n}^H \mathbf{f}_{d,i,n}$ 为第 i 个数据流的等效信道增益, $\tilde{\mathbf{w}}_{c,k,n}^H = \mathbf{w}_{c,k,n}^H \mathbf{A}_{c,k,n} \mathbf{F}_{a,n}$ 为第 k 个从机的模拟波束增益向量, $\mathbf{n}_{c,k,n,DD} = (\mathbf{F}_{N_s} \otimes \mathbf{G}_{rx}) (\mathbf{w}_{c,k,n}^H \otimes \mathbf{I}_{N_c N_s}) \mathbf{n}_{c,k,n,T}$ 为经过模拟波束合成向量后的多普勒-延迟域等效噪声。

假设发送信号具有单位功率, 即 $\mathbb{E}(|s_{k,DD}(m)|^2) = 1$, $1 \leq k \leq K$, $1 \leq m \leq N_c N_s$, 则其信干噪比为

$$\gamma_{k,n} = \frac{|\rho_{c,k,n}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\rho_{c,i,n}|^2 + \sigma_{c,k}^2}. \quad (12)$$

于是, 得到机间点对多点通信在 n 时刻的和速率 $\mathcal{R}_n = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_{k,n})$, 并以此来度量通信性能。

2 基于轨迹预测的波束形成设计

在高空机间通信感知一体化环境下, 飞机双方一旦建立了通信连接, 则需要在这段时间内处于相对稳定的状态。因此, 当量测间隔 Δt 很小时, 可以假定飞机在固定高度上处于匀速直线运动状态。虽然飞机可能需要不断调整自身的飞行姿态, 但通常只影响自身波束方向的调整, 因此在目标跟踪过程中暂不考虑飞行姿态的影响。

2.1 动态轨迹预测模型

以一个从机跟踪为例, 推演从机的运动状态演进模型。在不引起混淆的情况下, 以下推演过程中省略下标 k 。假设主机与从机均在固定的高度上飞行, 二者之间的高度差 ΔH 保持恒定, 其几何关系如图 2 所示。

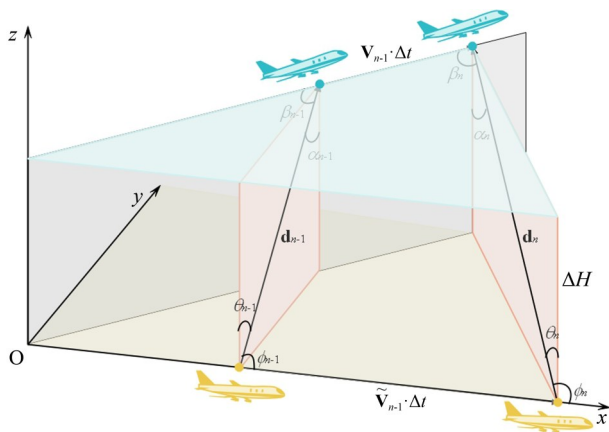


图 2 双机动态几何关系

Fig. 2 The dynamic geometric relationship between two aircraft

由此可得

$$\mathbf{d}_n = -\tilde{\mathbf{v}}_{n-1} \Delta t + \mathbf{d}_{n-1} + \mathbf{v}_{n-1} \Delta t,$$

\mathbf{d}_n 表示第 n 个时刻从机相对主机的距离矢量, 其模值记为 $d_n = |\mathbf{d}_n|$; $\tilde{\mathbf{v}}$ 和 \mathbf{v}_n 表示主机和从机的飞行速度矢量, 模值分别记为 $\tilde{v}_n = |\tilde{\mathbf{v}}_n|$ 和 $v_n = |\mathbf{v}_n|$ 。则

$$\begin{aligned} d_n^2 &= d_{n-1}^2 + 2d_{n-1}\phi_{n-1}(v_{n-1}\psi_{n-1} - \tilde{v}_{n-1})\Delta t \\ &\quad + 2d_{n-1}\sqrt{(1 - \psi_{n-1}^2)(1 - \phi_{n-1}^2 - \theta_{n-1}^2)}v_{n-1}\Delta t \\ &\quad + (v_{n-1}^2 + \tilde{v}_{n-1}^2 - 2v_{n-1}\tilde{v}_{n-1}\psi_{n-1})\Delta t^2. \end{aligned}$$

在实际高空通感一体化场景中, 当量测时间很短时, 飞机的相对距离变化很小。当机间距离为 5 000 m, 相对径向速度和切向速度均为 500 m/s, 量测间隔时间为 10 ms, 则机间的相对飞行距离变化约为 7.1 m, 相比于机间的当前距离可以忽略, 即 $|(v_{n-1} - \tilde{v}_{n-1})\Delta t|^2 / (2d_{n-1}) \approx 0$ 。于是, 径向距离的状态演进关系为

$$d_n \approx d_{n-1} + \phi_{n-1}\omega_0\Delta t + \omega_s v_{n-1}\Delta t, \quad (13)$$

其中 $\omega_0 = v_{n-1}\psi_{n-1} - \tilde{v}_{n-1}$, $\omega_1 = 1 - \psi_{n-1}^2$, $\omega_2 = 1 - \phi_{n-1}^2 - \theta_{n-1}^2$; 而 $\omega_s = \sqrt{\omega_1\omega_2}$, 此处省略了下标 $n-1$, 但仅表示 $n-1$ 时刻的状态参数。在对从机的跟踪过程中, 主机自身的飞行速度 \tilde{v}_n 已知。因此, 从机速度的演进关系和其相对主机的径向速度为

$$v_n = v_{n-1}, \quad (14)$$

$$v_{d,n} = v_n\beta_n - \tilde{v}_n\phi_n. \quad (15)$$

将式(15)代入式(5)中, 可得量测关系为

$$\mu_{r,n} = 2(v_n\beta_n - \tilde{v}_n\phi_n)N_s T/\lambda. \quad (16)$$

根据图 2 的几何关系, 俯仰角 $\theta_n \propto 1/d_n$ 。俯仰角和方位出发角的演进关系为

$$\theta_n = \theta_{n-1} \left(1 - \frac{\phi_{n-1}\omega_0\Delta t + \omega_s v_{n-1}\Delta t}{d_{n-1}}\right), \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \phi_n &\approx \frac{\langle \tilde{\mathbf{v}}_{n-1}, \mathbf{d}_{n-1} + (\mathbf{v}_{n-1} - \tilde{\mathbf{v}}_{n-1})\Delta t \rangle}{\tilde{v}_{n-1}d_{n-1}d_n} \\ &= \left(\phi_{n-1} + \frac{\omega_0\Delta t}{d_{n-1}}\right) \left(1 - \frac{\phi_{n-1}\omega_0\Delta t + \omega_s v_{n-1}\Delta t}{d_{n-1}}\right), \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示向量内积运算。类似地, 到达角为

$$\begin{aligned} \alpha_n &= \alpha_{n-1} \left(1 - \frac{\phi_{n-1}\omega_0\Delta t + \omega_s v_{n-1}\Delta t}{d_{n-1}}\right), \\ \beta_n &\approx \frac{\langle -\mathbf{v}_{n-1}, \mathbf{d}_{n-1} + (\mathbf{v}_{n-1} - \tilde{\mathbf{v}}_{n-1})\Delta t \rangle}{v_{n-1}d_{n-1}d_n} \\ &= \left(\beta_{n-1} + \frac{\omega_s\Delta t}{d_{n-1}}\right) \left(1 - \frac{\phi_{n-1}\omega_0\Delta t + \omega_s v_{n-1}\Delta t}{d_{n-1}}\right), \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $\omega_3 = \tilde{v}_{n-1}\psi_{n-1} - v_{n-1}$ 。高空机间通信感知信号近似于在自由空间传播, 满足 $\kappa_n \propto 1/d_n^2$ 。因此

$$\kappa_n \approx \kappa_{n-1} \left(1 - \frac{2\phi_{n-1}\omega_0\Delta t}{d_{n-1}} - \frac{2\omega_s v_{n-1}\Delta t}{d_{n-1}} \right).$$

假设主机和从机在量测间隔 Δt 内均为直线运动, 则从机相对主机飞行的水平方向夹角

$$\psi_n = \frac{\langle \mathbf{v}_n, \tilde{\mathbf{v}}_n \rangle}{v_n \tilde{v}_n} = \frac{\langle \mathbf{v}_{n-1}, \tilde{\mathbf{v}}_{n-1} \rangle}{v_{n-1} \tilde{v}_{n-1}} = \psi_{n-1}.$$

至此, 得到了所有状态参数的演进关系及其与量测变量之间的转换关系。

俯仰出发角和俯仰到达角的演进关系相同, 只需对俯仰出发角 θ 进行状态跟踪。同样地, 感知信道和通信信道衰减 κ_n 、 η_n 均与机间径向距离直接相关, 只需对径向距离进行状态跟踪, 并通过跟踪结果估计相应的信道衰减即可。另外,

$$\psi_n = \frac{\phi_n \beta_n + \sqrt{(1 - \theta_n^2 - \phi_n^2)(1 - \theta_n^2 - \beta_n^2)}}{1 - \theta_n^2},$$

ψ_n 不需进行状态跟踪, 只需对其进行实时的角度换算。所以, 式(13)~(14)和式(17)~(19)联合确定了状态预测模型, 式(4)、(7)和式(16)确定了量测模型。

2.2 交替EKF的多波束跟踪预测

在不造成混淆的情况下, 以下分析省略下标 k 。通常情况下, 需要将式(4)、(7)和(16)联合成统一的量测模型。然而, 机间通信感知一体化系统对不同的参量的误差具有不同的容忍能力。比如, 同一方向不同的机间距离只影响到信号的发送功率需求, 而相同距离上角度的微小偏差都可能导致机间波束失准, 从而造成通信中断。观察式(4)、(7)和(16), 可以发现, 感知过程中对到达角度的估计可以与距离和速度的估计独立进行。因此, 本文平行地建立两个EKF状态预测模型和量测模型, 同时降低了计算复杂度。

令 $\mathbf{y}^{(1)} = \mathbf{z}$ 、 $\mathbf{y}^{(2)} = [l, \mu]^T$ 分别表示2组量测向量, 而 $\mathbf{x}^{(1)} = [\theta, \phi]^T$ 、 $\mathbf{x}^{(2)} = [d, v, \beta]^T$ 分别表示对应的状态向量。于是, 第1组状态预测模型和量测模型为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n^{(1)} &= \mathbf{g}_1(\mathbf{x}_{n-1}^{(1)}, \mathbf{x}_{n-1}^{(2)}) + \boldsymbol{\varepsilon}_n^{(1)}, \\ \mathbf{y}_n^{(1)} &= \mathbf{h}_1(\mathbf{x}_n^{(1)}, \mathbf{x}_{n-1}^{(2)}) + \boldsymbol{\zeta}_n^{(1)}, \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{g}_1(\cdot)$ 是由式(17)和(18)定义的状态预测模型, $\mathbf{h}_1(\cdot)$ 是由式(7)定义的量测模型; $\boldsymbol{\varepsilon}^{(1)} = [\varepsilon_\theta, \varepsilon_\phi]^T$ 为状态预测的过程噪声, 满足高斯分布 $\mathcal{N}(0, \boldsymbol{\sigma}_\theta^2)$ 和 $\mathcal{N}(0, \boldsymbol{\sigma}_\phi^2)$; $\boldsymbol{\zeta}^{(1)} = \zeta_z$ 为量测噪声, 满足高斯分布 $\mathcal{N}(0, \boldsymbol{\sigma}_z^2)$, 且假设上述4个部分相互独立。同样

地, 第2组状态预测模型和量测模型为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n^{(2)} &= \mathbf{g}_2(\mathbf{x}_n^{(1)}, \mathbf{x}_{n-1}^{(2)}) + \boldsymbol{\varepsilon}_n^{(2)}, \\ \mathbf{y}_n^{(2)} &= \mathbf{h}_2(\mathbf{x}_n^{(1)}, \mathbf{x}_n^{(2)}) + \boldsymbol{\zeta}_n^{(2)}, \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{g}_2(\cdot)$ 是由式(13)、(14)和(19)定义的状态预测模型, $\mathbf{h}_2(\cdot)$ 是由式(4)和(16)定义的量测模型, $\boldsymbol{\varepsilon}^{(2)} = [\varepsilon_d, \varepsilon_v, \varepsilon_\beta]^T$ 为状态预测的过程噪声, 满足高斯分布 $\mathcal{N}(0, \boldsymbol{\sigma}_p^2)$, $p \in \{d, v, \beta\}$, $\boldsymbol{\zeta}^{(2)} = [\zeta_l, \zeta_\mu]^T$ 为量测噪声, 满足高斯分布 $\mathcal{N}(0, \boldsymbol{\sigma}_q^2)$, $q \in \{l, \mu\}$ 。显然, 两组状态预测模型和量测模型均为非线性关系。为了兼顾计算复杂度, 本文采用交替的EKF算法实现波束的跟踪预测。

将第1组状态预测模型和量测线性化, 可以得到 $\mathbf{g}_1(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{h}_1(\mathbf{x})$ 的雅可比矩阵

$$\frac{\partial \mathbf{g}_1}{\partial \mathbf{x}^{(1)}} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{(\omega_0 \phi + v \omega_s) \Delta t}{d} + \frac{\omega_1 \theta^2 v \Delta t}{d \omega_s} & \frac{\omega_0 - \frac{v \omega_1 \phi}{\omega_s} \theta \Delta t}{d} \\ -(\phi + \frac{\omega_0 \Delta t}{d}) \frac{\omega_1 \theta v \Delta t}{d \omega_s} & 1 - \frac{(\phi \omega_0 + v \omega_s) \Delta t}{d} \frac{\omega_0 - \frac{v \omega_1 \phi}{\omega_s} \Delta t}{d} \end{bmatrix},$$

$$\frac{\partial \mathbf{h}_1}{\partial \mathbf{x}^{(1)}} = [\tilde{P} \vartheta_3 \vartheta_4 (\vartheta_2 \vartheta_5 - \vartheta_1 \vartheta_6), \tilde{P} \vartheta_1 \vartheta_2 (\vartheta_4 \vartheta_7 - \vartheta_3 \vartheta_8)],$$

令 $\tilde{P} = \kappa N_a N_c N_s \sqrt{P}$, 且作如下变量替换:

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &= \frac{1}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} e^{j\pi(\theta - \hat{\theta})m}, & \vartheta_2 &= \frac{1}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} e^{j\pi(\hat{\theta} - \theta)m}, \\ \vartheta_3 &= \frac{1}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} e^{j\pi(\phi - \hat{\phi})m}, & \vartheta_4 &= \frac{1}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} e^{j\pi(\hat{\phi} - \phi)m}, \\ \vartheta_5 &= \frac{j\pi}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} m e^{j\pi(\theta - \hat{\theta})m}, & \vartheta_6 &= \frac{j\pi}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} m e^{j\pi(\hat{\theta} - \theta)m}, \\ \vartheta_7 &= \frac{j\pi}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} m e^{j\pi(\phi - \hat{\phi})m}, & \vartheta_8 &= \frac{j\pi}{N_v} \sum_{m=0}^{N_v-1} m e^{j\pi(\hat{\phi} - \phi)m}. \end{aligned}$$

类似地

$$\frac{\partial \mathbf{g}_2}{\partial \mathbf{x}^{(2)}} = \begin{bmatrix} 1 & (\psi \phi + \omega_s) \Delta t & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{\xi_1 \omega_s \Delta t}{d^2} + \frac{(\phi \omega_0 + v \omega_s) \xi_2 \Delta t}{d^2} & -\frac{\xi_1 \Delta t}{d} - \frac{(\psi \phi + \omega_s) \xi_2 \Delta t}{d} & \xi_1 \end{bmatrix},$$

$$\frac{\partial \mathbf{h}_2}{\partial \mathbf{x}^{(2)}} = \begin{bmatrix} \frac{2N_c \Delta f}{c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2\beta N_s T}{\lambda} & \frac{2v N_s T}{\lambda} \end{bmatrix},$$

其中

$$\begin{cases} \xi_1 = 1 - \frac{(\omega_0 \phi + v \omega_s) \Delta t}{d}, \\ \xi_2 = \beta + \frac{\omega_3 \Delta t}{d}. \end{cases}$$

本文提出的交替 EKF 跟踪预测算法可同时进行多个从机的跟踪预测, 每个从机的状态参数通过不同的波束获得, 彼此之间不存在干扰。该算法将高阶转换矩阵分解成多个低阶矩阵, 在解耦变量之间相关性的同时, 可有效降低计算复杂度。

2.3 点对多点通信的波束形成设计

令 $\mathbf{f}_{d,k,n}(i)$ 表示 $\mathbf{F}_{d,n}$ 中第 k 个列向量的第 i 个元素, 在波束对准的前提下, 式(12)可以表示成

$$\gamma_{k,n} = \frac{|\eta_{k,n} N_a \mathbf{f}_{d,k,n}(k)|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\eta_{k,n} N_a \mathbf{f}_{d,k,n}(i)|^2 + \sigma_{c,k}^2},$$

显然, 在 $i \neq k$ 的情况下, 只需令 $\mathbf{f}_{d,k,n}(i) = 0$, 则可实现 $\gamma_{k,n}$ 的最大化, 即

$$\gamma_{k,n} = \frac{|\eta_{k,n} N_a \mathbf{f}_{d,k,n}(k)|^2}{\sigma_{c,k}^2},$$

此时, 信干噪比转化为信噪比, 这说明通过设计数字波束形成矩阵为对角阵, 可实现通过不同的波束发送不同从机的数据流。而通过为不同的波束分配不同的功率权重, 则可最大化通信用户和速率, 从而优化点对多点通信性能。

数字波束形成的设计需要兼顾感知功能。由式(7)可知, 匹配滤波后的感知信号信噪比为

$$\Gamma_{k,n} = \frac{|\kappa_{k,n}|^2 P_{k,n}}{\tilde{\sigma}_{r,k}^2},$$

其中 $\tilde{\sigma}_{r,k}^2 = \sigma_{r,k}^2 / (N_a^2 N_c N_s |\vartheta|^4)$ 。在波束完全对准时, $|\vartheta| = 1$ 。感知信号的接收信噪比越大, 主机对从机的状态参数检测越准确, 波束跟踪预测效果就越好。因此, 对数字波束形成矩阵的设计可以归纳为

$$\mathbf{F}_{d,n} = \arg \max_{\mathbf{F}_{d,n}(k,k) = \sqrt{P_k}} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{|\eta_{k,n} \mathbf{f}_{d,k,n}(k)|^2}{\tilde{\sigma}_{c,k}^2} \right),$$

$$\text{C1: } \sum_{k=1}^K P_k \leq P_{\text{tx}}, \quad \text{C2: } \Gamma_{k,n} \geq \Gamma_0,$$

其中 $\tilde{\sigma}_{c,k}^2 = \sigma_{c,k}^2 / N_a^2$ 。约束条件 C1 表示发送总功率受限, C2 则表示需要满足一定的感知性能, 即在接收感知信噪比超过门限 Γ_0 时, 从机的状态参数可以被准确提取。

传统的注水算法需要为近距离的从机通信感知信号分配更大的功率。然而, 在很多情况下, 该分配方案很难满足 C2 的约束要求。感知信道的

衰减满足 $\kappa_{k,n} \propto 1/d_{k,n}^2$, 即信号随感知距离的增加而产生更大的信道衰减, 因此远距离从机需要更大的信号功率以满足感知性能需求。为了满足约束条件 C2, 本文对传统的注水算法进行改进。

根据交替 EKF 跟踪预测算法获取的径向距离估计 $d_{k,n}$, 以及自由空间路径损耗模型确定的感知信道和通信信道的信道增益 $\kappa_{k,n}$ 、 $\eta_{k,n}$, 结合热噪声在固定带宽下的统计数据确定等效噪声功率 $\tilde{\sigma}_{r,k}^2$ 和 $\tilde{\sigma}_{c,k}^2$, 进而估计出所有从机在满足 C2 条件下需要的最小功率 $P_{k,n,\text{min}} = \frac{\tilde{\sigma}_{r,k}^2 \Gamma_0}{|\kappa_{k,n}|^2}$, 剩余功率 $P_{\text{rem}} = P_{\text{tx}} - \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\sigma}_{r,k}^2 \Gamma_0}{|\kappa_{k,n}|^2}$ 。对剩余功率用注水算法进行功率分配, 即第 k 个从机分配到的剩余功率为

$$P_{k,n,\text{rem}} = \max \left\{ \frac{P_{\text{rem}} + \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\sigma}_{c,k}^2}{|\eta_{c,k}|^2}}{K} - \frac{\tilde{\sigma}_{c,k}^2}{|\eta_{c,k}|^2}, 0 \right\}.$$

因此, 数字波束形成矩阵中第 k 个对角元素可以被设计为 $\mathbf{F}_{d,n}(k,k) = \sqrt{P_{k,n,\text{min}} + P_{k,n,\text{rem}}}$ 。

值得说明的是, 当主机可以通过感知功能获取从机的状态参数时, 即发送总功率可以满足从机的通信感知需求, 而不需要考虑总功率不足的情况。对于从机超出主机功率所能覆盖的通信感知范围的情况, 主机则需要重新进行模拟波束形成矩阵和数字波束形成矩阵的设计。

显然, 数字波束形成矩阵的设计需要交替 EKF 多波束跟踪预测算法提供实时估计的距离信息, 同时模拟波束形成的设计也是通过 EKF 跟踪预测实现。在实际应用中, 从机也可以定时向主机反馈自身的状态信息, 以便主机更准确地校正跟踪参数, 从而确保高质量的通信感知性能。

3 仿真分析

本节仿真分析了交替 EKF 多波束跟踪预测算法的系统性能。其中, 系统工作在 35 GHz 的毫米波频段。主机和从机采用均匀面天线阵列, 天线总数均为 $N_a = 256$ 。主机发送的一体化信号采用子载波数为 $N_c = 256$ 、符号数为 $N_s = 16$ 的 OTFS 信号, 子载波频率间隔为 46.7 kHz, 最高可以检测从机相对主机 100 m/s 的最大径向速度。天线数量和 OTFS 信号尺寸设置较小, 仅为验证本文提出的交替 EKF 算法的性能。距离和速度的状态预测过程噪声标准差为 $\sigma_d = 0.1$ 、 $\sigma_v = 0.05$, 所有归一化角

度预测过程噪声标准差为 $\sigma_\theta = \sigma_\phi = \sigma_\beta = 5 \times 10^{-5}$ 。过程预测误差由模型建立过程中的近似操作造成, 与系统的热噪声无关, 取值较小。跟踪过程的时间间隔为 10 ms, 跟踪时间长度为 60 s。

图 3 展示了交替 EKF 算法对多目标的跟踪预测效果, 此处设定发射功率为 46 dBW, 且对多目标等功率分配。由图 3(a) 可以看出, 在对多目标的距离跟踪预测上, 3 种算法的跟踪精度相似, 但交替 EKF 算法的跟踪时间长度更长。而图 3(b)、3(c) 和 3(d) 则说明交替 EKF 算法在速度和角度的跟踪预测精度上优于传统的 EKF 和 UKF 算法。综合而言, 本文提出的交替 EKF 算法在多目标的跟踪预测性能上明显更优, 这种优越性不仅体现在跟踪精度上, 更重要的是该算法能够在更长的时间内实现多目标跟踪。由于传统的 EKF 和 UKF 算法将目标距离、速度和角度同时进行量测和预测, 但三者之间在数量级上存在极大的差别, 因此在模型迭代过程中极易出现奇异点, 从而导致目标跟

踪预测的中断。

为了定量评价目标跟踪的准确性, 分析了目标距离、目标速度、目标俯仰角和方位角的跟踪预测结果相对实际参量的均方根误差(RMSE)。以传统 UKF 算法实现较长时间跟踪的目标 4 为例, RMSE 对比结果如图 4 所示。图 4(a) 中, 在各算法可以实现跟踪的相同量测时隙中, 传统 UKF 和 EKF 算法稍优于交替 EKF 算法, 但三者的跟踪预测误差处于相同的数量级, 且随着量测时隙数的增大而增大, 随着发射功率的增大而减小。图 4(b) 显示在相同的量测时隙中, 交替 EKF 算法稍好于传统 EKF 算法, 但两者对速度的跟踪预测误差处于相同的数量级, 且在不同的发射功率下无明显变化。随着量测时隙数的增加, 虽然其跟踪预测误差有所波动, 但总体仍呈现增加趋势。但传统 UKF 算法对速度的跟踪预测误差较大, 且在不同的发射功率下无明显变化规律, 这是因为其对目标的跟踪预测能力已处于中断边缘。

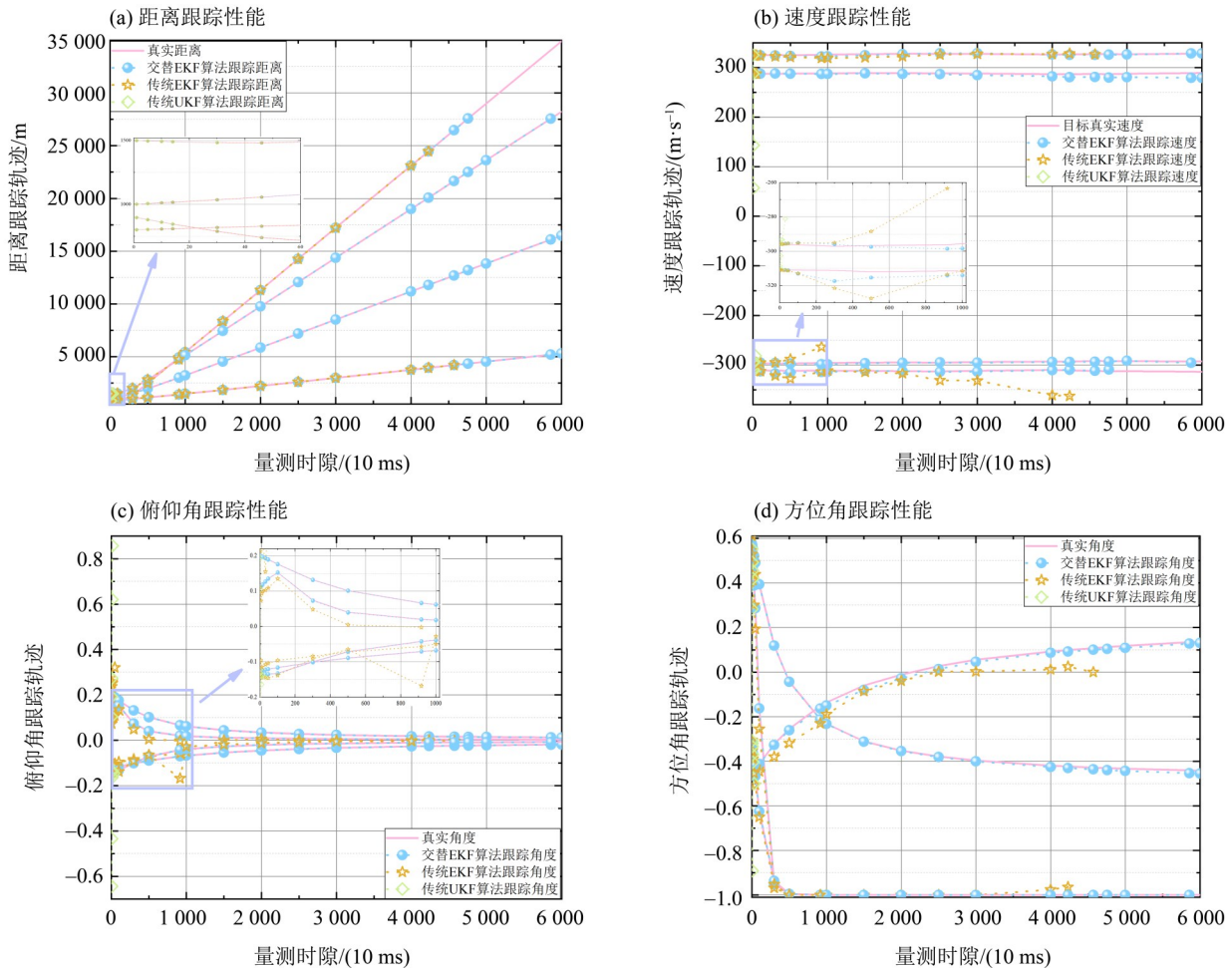


图 3 不同算法的跟踪性能比较

Fig. 3 Comparison of tracking performance for different algorithms

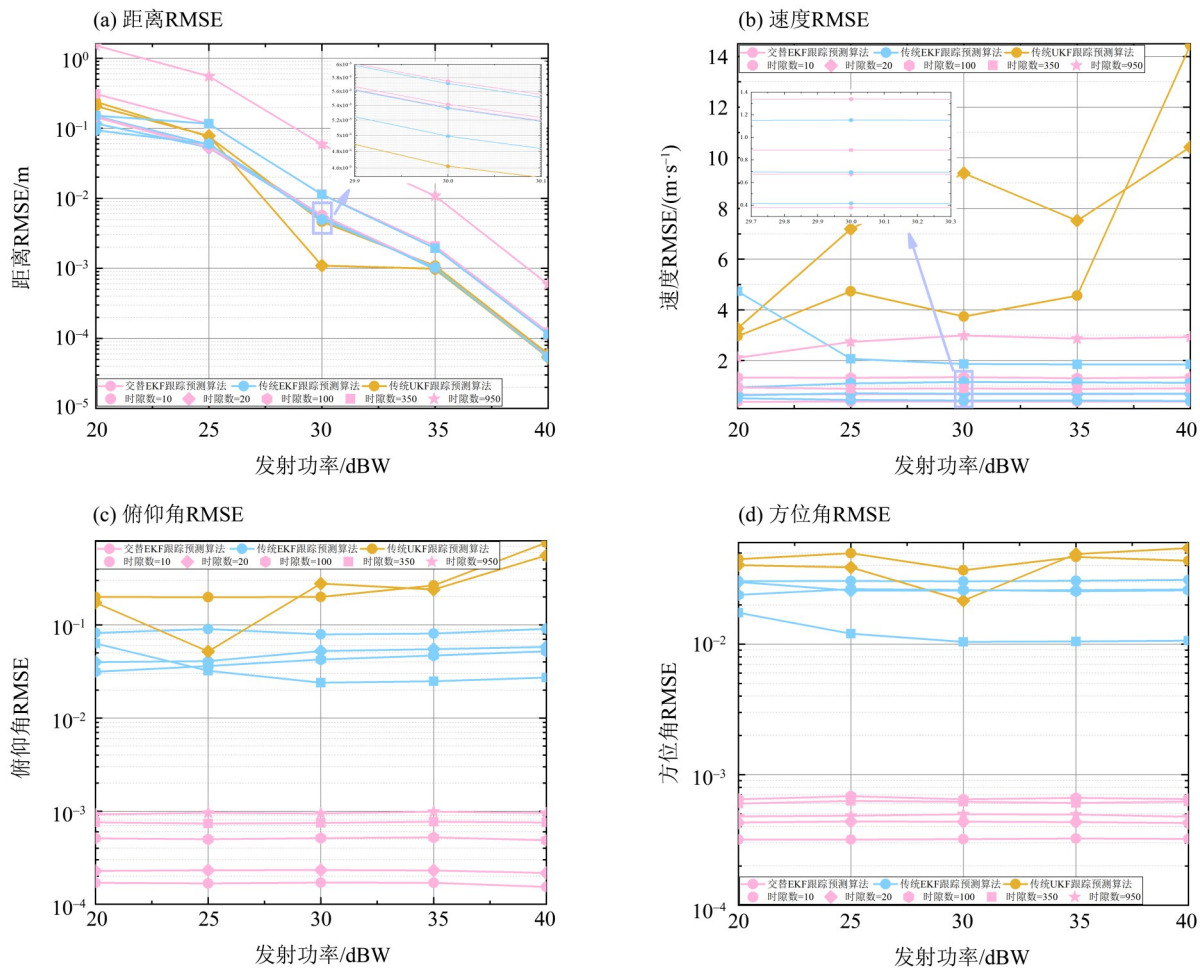


图4 不同跟踪预测算法的RMSE性能比较

Fig. 4 Comparison of RMSE performance for different algorithms

从图4(c)和4(d)可以看出,传统EKF和UKF跟踪预测算法的RMSE比交替EKF跟踪预测算法高出至少一个数量级。交替EKF和传统EKF算法的角度跟踪误差随发射功率的增加变化较小,主要是因为接收信噪比足够的情况下,跟踪预测误差主要取决于演进模型和预测过程,受发射功率的影响较小。俯仰角和方位角RMSE在总体变化趋势上仍随着量测时隙数的增加而增大。传统UKF算法对角度的跟踪预测误差最大,且其跟踪时间较短,主要是因为跟踪预测参数之间的数量级差距极易导致模型迭代过程中校准方差矩阵非正定;在实际场景中,极小的角度跟踪预测误差便会导致目标波束的失准。

图5显示了基于交替EKF跟踪预测算法辅助的波束形成设计的点对多点通信和速率性能。可以发现,在量测时隙数较少时,角度跟踪预测误差较小,基于交替EKF跟踪预测辅助的波束形成设计能够更好地保证通信性能。随着量测时隙数的

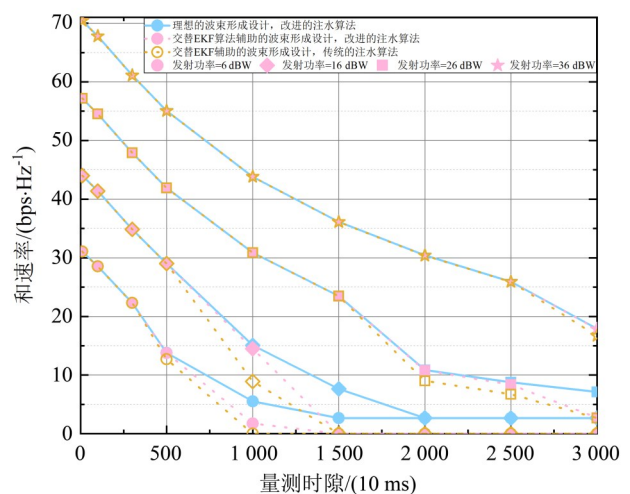


图5 基于交替EKF跟踪预测算法辅助的波束形成设计对通信性能的影响

Fig. 5 Impact of alternate EKF tracking and prediction assisted beamforming algorithm on communication performance

增多,从机可能超出主机功率的检测范围,角度的跟踪预测误差增大,从而造成通信和速率的降低。而随着量测时隙数的增多,传统的注水算法可能无法满足远距离从机感知接收信噪比的需求,导致角度跟踪预测的误差增大甚至目标跟踪的中断,以及通信和速率的快速下降。因此,在主机雷达的感知范围内,点对多点的机间通信可以通过交替EKF跟踪预测辅助算法及改进的注水算法进行波束形成设计。

4 结 论

高空机间通信感知一体化场景中,窄波束的实时对准是一项巨大的技术挑战。针对该问题,

本文首先基于双运动模型和双机之间的几何关系,获得了多种运动状态的预测模型。并基于信号的收发模型,提取了与运动状态相关的量测模型。通过对预测模型和量测模型的线性化,对传统的EKF算法进行了改进,提出了交替EKF多波束跟踪预测算法。并在此基础上,对传统的注水算法进行了改进,得到了功率受限条件下,既能满足感知性能要求又能最大化多用户通信和速率的闭合解。仿真结果验证了交替EKF多波束跟踪预测算法的优越性能。同时,基于交替EKF跟踪预测辅助的波束形成设计可以较好地实现点对多点通信和速率的最大化。

参考文献:

- BOLIC T, RAVENHILL P, 2021. Novel methodologies in air transportation—perspective [J]. *Engineering*, 7 (4) : 448–451.
- CHEN L, ZHOU S, WANG W, 2023. Mm wave beam tracking with spatial information based on extended kalman filter [J]. *IEEE Wirel Commun Lett*, 12(4):615–619.
- CHEN T, ZOU W, 2022. Beam tracking scheme based on particle filter under device theoretical trajectory information [C]//8th International Conference on Computer and Communications. Chengdu, China: 241–246.
- KIM J, MOLISCH A F, 2014. Fast millimeter-wave beam training with receive beamforming [J]. *J Commun Inf Netw*, 16(5):512–522.
- KUTTY S, 2023. A deep learning framework for millimeter wave antenna beam selection and tracking [C]//20th India Council International Conference. Hyderabad, India: 132–136.
- LIU F, YUAN W, MASOUIROS C, et al, 2020. Radar-assisted predictive beamforming for vehicular links: Communication served by sensing [J]. *IEEE Trans Wirel Commun*, 19(11):7704–7719.
- LIU F, ZHOU L, MASOUIROS C, et al, 2018. Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design [J]. *IEEE Trans Signal Process*, 66(16): 4264–4279.
- MA Y, REN S, CHEN W, 2021. Data-driven beam tracking for mobile millimeter-wave communication systems without channel estimation [J]. *IEEE Wirel Commun Lett*, 10(12):2747–2751.
- NOH S, SONG J, SUNG Y, 2020. Fast beam search and refinement for millimeter-wave massive MIMO based on two-level phased arrays [J]. *IEEE Trans Wirel Commun*, 19(10):6737–6751.
- SHENG Y, HE W, ZHANG C, et al, 2024. Deep learning and compressed sensing based fast beam training for cell-free millimeter wave system [C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Dubai, United Arab Emirates: 1–6.
- SINGH K, BISWAS S, RATNARAJAH T, et al, 2018. Transceiver design and power allocation for full-duplex MIMO communication systems with spectrum sharing radar [J]. *IEEE Trans Cogn Commun Netw*, 4 (3) : 556–566.
- TSINOS C G, ARORA A, CHATZINOTAS S, et al, 2021. Joint transmit waveform and receive filter design for dual-function radar-communication systems [J]. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 15(6):1378–1392.
- XIAO Z, HE T, XIA P, et al, 2016. Hierarchical codebook design for beamforming training in millimeter-wave communication [J]. *IEEE Trans Wirel Commun*, 15(5) : 3380–3392.
- XIE T, TAO Q, GAN X, et al, 2023. UKF-based channel tracking method for IRS-aided mmwave MISO systems [J]. *IEEE Commun Lett*, 27(6):1599–1603.
- ZHANG D, LI A, SHIRVANIMOGHADDAM M, et al, 2019. Codebook-based training beam sequence design for millimeter-wave tracking systems [J]. *IEEE Trans Wirel Commun*, 18(11):5333–5349.

(责任编辑 王海蓉)