协同联合感知通信无人机网络的感知性能

Xu Chen，*IEEE*学生会员，Zhiyong Feng，*IEEE*高级会员，Zhiqing Wei，*IEEE*会员，Feifei Gao，*IEEE*会士，以及 Xin Yuan，*IEEE*会员

arXiv:2304.01509v1 [cs.IT] 4 Apr 2023

摘要——**本文提出一种新型协同联合感知通信（JSC）无人机（UAV）网络，该网络利用波束共享方案，可在同一时间和频率资源上同时实现下视探测并传输探测数据。该无人机网络由一架作为融合中心（FCUAV）的无人机和多架从属无人机（SU）组成。所有无人机均以固定高度飞行。FCUAV融合网络中的感知数据并执行下视探测。SU执行下视探测，并将感知数据传输至FCUAV。为实现波束共享方案，每架无人机均配备一种新型JSC天线阵列，由感知子阵列（SenA）和通信子阵列（ComA）组成，分别生成用于探测和通信的感知波束（SenB）与通信波束（ComB）。每架无人机的SenB和ComB共享总射频功率。由于通信与感知具有空间正交性，SenB和ComB可以轻松实现正交。本文定义平均协同感知面积上界（UB-ACSA）作为衡量感知性能的指标，该指标与相互感知干扰和通信容量有关。数值仿真验证了网络UB-ACSA理论表达式的有效性。在总功率约束下，确定了最优无人机数量和最优SenB功率。**

关键词—**联合感知通信系统、协作感知、波束共享、无人机网络。**

I. 引言

协同感知无人机（UAV）网络在灾害救援、监视、资源勘探等方面展现出广阔前景 [2]。由于无人机具备无人化特征且受到功率限制，因此需要在载荷、体积和频谱约束下，实现通信、环境感知和飞行状态感知等功能。在无人机平台上采用联合感知通信（JSC）技术，是协同感知无人机网络的合理选择，因为通过共享相同的天线和收发器，能够节省载荷并实现频谱复用，从而实现感知与通信 [3]。利用通感一体化技术融合多架无人机的感知数据后，网络的感知区域将远远超出单个感知平台的无线电传播极限 [4]。因此，在用于雷达感知和通信的频谱有限的情况下，协作式联合感知与通信无人机网络能够在更短时间内完成大范围区域的探测，并比单架无人机收集更多环境信息，从而使网络更加灵活，并能够基于更全面的信息进行决策。

JSC 技术的发展日益具备坚实的基础。通信频谱逐渐占据了最初专用于雷达的频段 [4]。数字信号处理技术已广泛应用于感知和通信收发机 [4], [5]。因此，分别为感知和通信设计的频谱与硬件具有很大的融合潜力 [3]。

通信与感知联合设计的迫切需求及其潜力，推动了通感一体化技术领域的许多重要研究。实现通感一体化系统的方法可分为三类：时分共享、波形协同设计和波束共享。时分共享方案的固有缺点是无法使感知与通信同时运行，这会导致目标检测能力的损失 [6]。至于波形协同设计方案，通信方向会受到感知方向的严格约束，因此通信自由度大幅降低 [7], [8]。相比之下，波束共享方案允许使用不同波束同时进行感知与通信，从而尽可能自由地开展通信和感知 [1], [9]–[11]。波束共享方案基于根基扎实的波束成形技术。Monzingo 和 Miller 提出了最大信噪比（SNR）波束形成方法，可在强噪声存在时生成最优波束 [12]。Frost 提出了线性约束最小方差波束成形方法，可用线性复杂度生成波束成形向量 [13]。Shi 和 Feng 提出了两步迭代波束成形算法，以实现高性能波束形成 [14]。通感一体化实现的另一个基本方面是通感一体化波形。传统的感知波形设计侧重于具有理想自相关特性的波形。线性调频（LFM）脉冲信号，即“啁啾”信号，是一种典型的感知波形[15]。利用雷达信号的高信噪比特性，有人提出了一种受生物启发的射频（RF）隐写方案，

部分相关工作已被 IEEE 信号、信息与数据处理国际会议（ICSIDP）接收 2019 [1]。Xu Chen、Z. Feng、Z. Wei 和 Xin Yuan 任职于北京邮电大学泛在无线通信重点实验室（教育部），地址为中国北京 100876（电子邮箱：{chenxu96330、fengzy、weizhiqing、yuanxin}@bupt.edu.cn）。F. Gao 任职于清华大学人工智能研究院（THUAI）、智能技术与系统国家重点实验室、北京信息科学与技术国家研究中心（BNRist）自动化系，地址为中国北京清华大学（电子邮箱：feifeigao@ieee.org）。通讯作者：Zhiyong Feng、Zhiqing Wei

该方案可将数字通信隐藏在线性调频雷达信号中 [16]。调频连续波（FMCW）是典型的连续波感知波形[17]。此外，直接序列扩频（DSSS）波形因其信息安全特性和扩频增益而得到广泛研究 [18]。C. Sturm 提出了一种基于正交频分复用（OFDM）符号的感知处理技术，以利用时域和频域信号 [19]。

然而，上述工作都只研究了单个JSC单元或单对JSC。因此，在 [1], 中，我们提出了一种基于波束共享方案的JSC无人机网络协同感知性能指标，但未能提出合适的天线阵列模型和波束形成算法。此外，我们通过忽略无人机之间的雷达间相互感知干扰和保护距离简化了模型，这使所提出的感知性能指标不够实用。因此，本文旨在进一步完善我们在 [1],中提出的波束共享式JSC协作感知无人机网络概念，聚焦于波束共享式JSC无人机网络的实际实现，并进一步对相互感知干扰进行建模，以分析协作式联合感知与通信无人机网络的感知性能，从而为JSC无人机网络的最优部署提供指导，例如功率分配和无人机网络规模。JSC无人机网络由一架作为融合中心（FCUAV）的无人机和多架从属无人机（SU）组成。所有无人机均以固定高度飞行。各无人机分别利用一种新型JSC天线阵列生成感知波束（SenB）和通信波束（ComB），向下执行感知，并融合感知数据。本文还提出了合适的波束形成算法。由于通信与感知具有空间正交性，SenB和ComB可以轻松实现正交形成。每架无人机的SenB和ComB共享可用射频功率总量。本文基于无线电传播理论对平均相互感知干扰进行建模。采用平均协同感知面积上界（UB-ACSA）衡量JSC无人机网络的协同感知性能[1], ，该指标与相互感知干扰和通信容量有关。本文的主要贡献总结如下。

1. 我们设计了一种新型JSC天线阵列，并提出了相应的迭代波束形成算法，可分别利用多层圆形阵列和线性阵列灵活地形成SenB和ComB。采用所提出的天线阵列，通信与感知可以同时进行。2. 我们对通感一体化无人机网络中的相互感知干扰进行建模，可用于评估该网络中的干扰。

3. 我们定义并将 JSC 无人机网络的 UB-ACSA 表述为协同感知性能指标，并将平均相互感知干扰纳入考量。在通过数值方法验证 UB-ACSA 的公式后，我们得出无人机的最佳数量，以及感知波束功率与总功率之比的最佳值

表 I：关键参数和缩写

符号	描述
FCUAV	充当融合中心的无人机
SU	从属无人机
MCA	最大协作区域
MCR	最大协作范围，x_Q
SZ	感知区域
ACSA	平均协作感知面积
UB-ACSA	ACSA 的上界，$\bar{S}_{CSA}(M)$
ComA	JSC 阵列的通信子阵列
SenA	JSC 阵列的感知子阵列
ComB	通信波束
SenB	感知波束
SPR	感知功率比，β_R
TxA	SenA 的发射天线阵列
RxA	SenA 的接收天线阵列
S-C 对	正在传输的 FCUAV 与感知用户组成的配对 感知数据
STP	成功传输概率
R_g	MCA 的内半径
R_{max}	最大有效感知范围
G_p	基于 OFDM 符号的雷达处理增益
R_i	感知用户与 FCUAV 之间的距离
h	无人机飞行高度

可用功率。

本文其余部分安排如下。第二节介绍协作式联合感知与通信无人机网络模型、波束共享方案、联合感知与通信天线的设计、相应的波束形成算法、联合感知与通信信号波形，以及互感知干扰建模。第三节给出最低所需信干噪比（SINR）、无人机最大感知距离、最大协作距离（MCR）和 UB-ACSA 的闭式表达式。第四节将 JSC 无人机网络的中断容量表述为通信性能指标。随后，我们根据网络的中断容量给出 MCR 的最终表达式。第五节展示前述理论结果的数值仿真。第六节总结全文。

符号说明：大写粗体字母表示矩阵（即 **M**）；小写粗体字母表示列向量（即 **v**）；标量用常规字体表示（即 γ）；向量或矩阵的元素用括号表示，例如，向量 **v** 的第 q 个元素为 **v**(q)，矩阵 **M** 的第 m 行、第 q 列元素为 **M**(m,q)；$\mathbf{I}_Q$ 表示维度为 $Q\times Q$ 的单位矩阵。此外，矩阵上标 $(\cdot)^H$、$(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^T$ 分别表示厄米转置、复共轭和转置。另用 $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵逆，用 $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵伪逆，用 $diag$**(v)** 表示以 **v** 的元素为对角线元素的对角矩阵，用 $E(\cdot)$ 表示随机变量的期望，并用 $\lfloor\cdot\rfloor$ 表示向下取整函数。

II. 系统模型

A. 协作式联合感知与通信无人机网络模型

我们考虑一个协作式联合感知与通信无人机网络，同时执行下视探测并传输探测数据。如图1所示，该网络

由一架FCUAV和 M 个感知用户组成，所有无人机均以固定高度 h悬停在受限的二维平面内。每架无人机都配备一个由通信阵列（ComA）和感知阵列（SenA）组成的天线阵列[1]，分别用于生成通信波束（ComB）和感知波束（SenB）。感知波束朝下，用于探测地面（或海面）上的目标；通信波束则指向无人机，以传输感知数据。由于感知方向与通信方向差异显著，通信波束和感知波束可以轻松地正交形成，并同时工作，从而实现波束共享方案。FCUAV通过通信波束汇集所有感知用户的感知数据，同时利用感知波束探测目标。感知用户则利用感知波束探测目标，同时通过通信波束向FCUAV传输感知数据。

每架无人机的天线阵列具有可用射频功率P，即SenB功率与 ComB功率之和为 P。SenB功率表示为

$$P_r = \beta_R P, \tag{1}$$

其中， β_R 定义为感知功率比（SPR）。因此，ComB功率为 $P_c = 1-\beta_R P$。采用 OFDM波形作为通信和感知波形，以实现通感一体化 [4]。通感一体化无人机网络采用时分多址（TDMA），利用同一频段传输感知数据。为确保 FCUAV 能够整合每个感知用户的完整感知数据，每个感知用户与 FCUAV 之间的通信容量必须大于传感数据生成速率。因此，FCUAV 与每个感知用户之间的距离必须小于最大协作范围，记为 x_Q。为确保安全，每架无人机还设有保护半径 R_g，在此范围内不得有其他无人机悬停。因此，感知用户分布在以 FCUAV 为中心的同心圆区域内，该区域定义为最大协作区域（MCA），其内半径和外半径分别为 R_g和 x_Q。

为了满足有效感知的虚警率和检测概率约束 [20]，，每架无人机都必须降低感知信号功率损耗，并减少对其他无人机的干扰，以维持最低感知信干噪比 [21]。因此，每架无人机都有一个最大感知距离，记为 R_{max}。如图1所示，通感一体化无人机网络需要检测的地面区域定义为检测平面。检测平面中可被一架无人机有效检测的区域[2] 定义为该无人机的感知区域（SZ）。感知区域（SZ）的最大半径由 R_{max} 和 h确定。我们提出了

将所有无人机的感知区的平均并集面积定义为通感一体化无人机网络的感知性能指标。将感知用户与FCUAV之间链路的中断容量定义为通感一体化无人机网络的通信性能指标。

B. 波束共享方案与*JSC*天线阵列设计

采用波束共享方案来同时实现通信和感知。设 (φ,θ) 为某一方向

[1]所有天线单元均为各向同性。[2]即，虚警率低于最大值，且检测概率高于最小值。

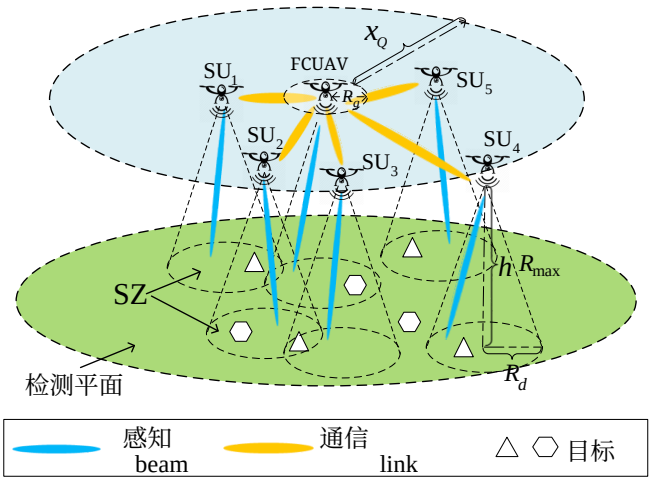


图 1：通感一体化无人机协作感知网络

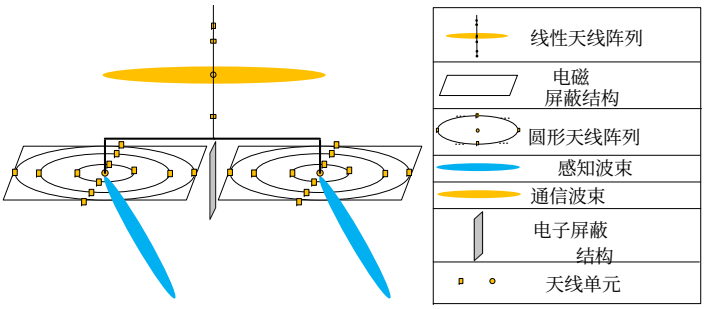


图 2：JSC天线阵列设计

在三维空间中，其中 θ 表示俯仰角， φ 表示方位角。每架无人机的 ComA 生成一个俯仰波束宽度为[3] $\Delta\theta_c$、方位波束宽度为 $\Delta\phi_c$ 的 ComB。每架无人机的 SenA 生成一个俯仰波束宽度为 $\Delta\theta_r$ 、方位波束宽度为 $\Delta\phi_r$ 的 SenB。则三维波束的平均方向增益可近似表示为 [11] [22]

$$g \approx \frac{26000}{\Delta\theta \cdot \Delta\phi}, \tag{2}$$

其中， $\Delta\theta$ 和 $\Delta\phi$ 分别为方位波束宽度和俯仰波束宽度。

如图 2 所示，为实现波束共享而设计的天线阵列由两部分组成。上方的线性子阵列为ComA，包含 M_{com} 个天线单元，单元间距为半波长。下方的子阵列为SenA，由两个解耦的圆形子阵列组成，其中一个为发射阵列（TxA），另一个为接收阵列（RxA）。TxA和RxA分别用于生成发射SenB和接收SenB。在SenA的两个子阵列之间放置了电磁屏蔽板，并精确测量两个子阵列之间的脉冲响应，以实时消除SenA的TxA与RxA之间的自干扰 [23]。

[3]本文中，“波束宽度”指 -3dB半功率波束宽度。

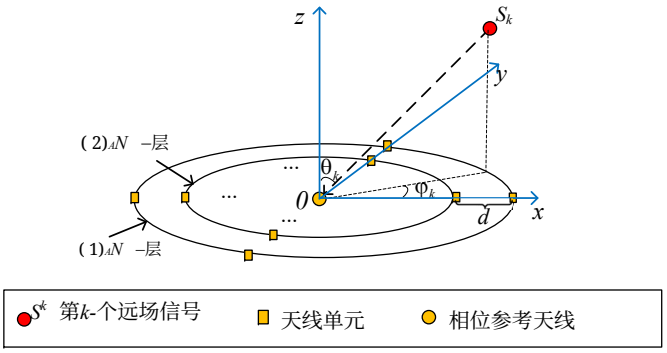


图 3：JSC 感知子阵列的设计

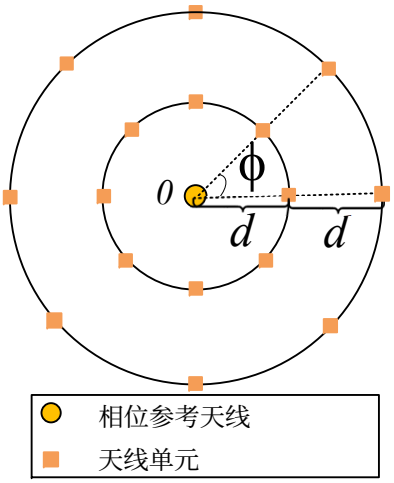


图 4：JSC 感知子阵列相邻层的设计

SenA采用两个子阵列，通过同时发射和接收雷达感知信号 [21]来解决最小探测距离问题。如果SenA仅采用一个子阵列，则必须安排时隙来发射和接收雷达信号。在这种情况下，雷达回波可能会在接收时隙到来之前返回SenA，从而导致目标漏检。只有当无人机与目标之间的距离大于最小值时，才可能探测到目标，因此这种方式不适用于目标靠近JSC单元的情况。相比之下，如果采用双子阵列构成SenA，就可以同时发射和接收雷达感知信号，从而解决最小探测距离问题。

如图 3 所示，SenA 的天线排列成同心圆。每个 SenA 中有 N_A 个圆，我们将每个圆定义为一层。从中心到外围，SenA 依次包含第 0 层至第（N_A-1）层。除仅包含一个天线单元（即相位参考天线（PhRefA））的第 0 层外，每层包含 2^b 个天线单元，其中 b 为正整数。

图4展示了SenA的相邻层。相邻层中位于相同极角处的天线之间的距离为 d。每层中的天线均匀分布在各个分割角度上，并按逆时针方向称为第0根至第(2^b-1)根天线。

C. JSC 天线阵列的波束形成

1）SenA 的波束形成：假设有 K_s 个平面远场信号从不同方向到达 SenA。第 k个（$k=1$，2，……，K_s）信号的到达角（AoA）为$\mathbf{p}^k=(\varphi_k,\ \theta_k)^T$。我们用 $\Theta=\{\mathbf{p}_1,\ \ldots\ldots,\ \mathbf{p}_{K_s}\}$ 表示所有 K_s 个信号的到达角集合。

令 $A_{p,q}$ 为 SenA 第 p 层中的第 q 个天线。$A_{p,q}$ 的极角为 $\psi_{p,q}=q\cdot\phi$，其中 $\phi=\frac{2\pi}{2^b}$。对于到达角为 AoA$\mathbf{p}_k$的第 k 个信号，$A_{p,q}$ 与 PhRefA 之间的相位差为

$$a_{p,q}\left(\mathbf{p}_k\right)=\exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{P}_{p,q}^T\mathbf{v}_k\right\},\tag{3}$$

其中 λ 为波长，且

$$\mathbf{v}_k=\left[\cos\varphi_k\sin\theta_k,\sin\varphi_k\sin\theta_k\right]^T,$$
$$\mathbf{P}_{p,q}=\left[p\cdot d\cos\left(\psi_{p,q}\right),p\cdot d\sin\left(\psi_{p,q}\right)\right]^T.$$

此外，SenA 的导向向量为

$$\mathbf{a}(\mathbf{p}_k)=\left[1,a_{1,0}\left(\mathbf{p}_k\right),\ldots,a_{N_A-1,2^b-1}\left(\mathbf{p}_k\right)\right]^T,\tag{4}$$

枚举 PhRefA 与 SenA 所有其他天线单元之间的相位差。于是，对于 K_s 个远场信号，其导向矩阵为 $\mathbf{A}=[\mathbf{a}(\mathbf{p}_1)\ldots,\mathbf{a}(\mathbf{p}^{K_s})]$。

SenA 的接收信号向量为

$$\mathbf{y}=\mathbf{A}\mathbf{s}_r+\mathbf{n}_s,\tag{5}$$

其中 $\mathbf{s}_r$ 为维度为 $K_s\times1$ 的源信号向量，而 $\mathbf{n}_s$ 为协方差矩阵为 $\sigma_r^2\mathbf{I}_{K_s}$ 且均值为零的加性高斯白噪声。

基于最小二乘误差准则，SenA 的波束形成问题可表述为 [14]

$$\min_{\mathbf{w}_r}\left\|\mathbf{w}_r^H\mathbf{A}-\mathbf{r}_d^T\right\|_2^2,\tag{6}$$

其中，$\mathbf{w}_r$ 是 SenA 用于生成 SenB 的归一化波束成形向量，而$\mathbf{r}_d$ 是期望响应，即

$$\mathbf{r}_d=diag\left(\mathbf{r}_{ad}\right)\times\mathbf{r}_{pd},\tag{7}$$

其中

$$\mathbf{r}_{ad}=\left[r_{ad}\left(\mathbf{p}_1\right),\ldots,r_{ad}\left(\mathbf{p}_k\right)\right]^T,$$
$$\mathbf{r}_{pd}=\left[r_{pd}\left(\mathbf{p}_1\right),\ldots,r_{pd}\left(\mathbf{p}_k\right)\right]^T,$$

分别表示期望幅度响应和期望相位响应。注意，$\mathbf{r}_{ad}$ 是实值列向量，而$\mathbf{r}^{pd}$ 是模为 1 的复值列向量。

提出了一种两步迭代最小二乘波束形成方法，用于根据到达角 [14], 生成高性能波束，如**算法1**所示。首先，确定所需的到达角、幅度响应$\mathbf{r}_{ad}$ 以及相应的导向矩阵$\mathbf{A}$。然后，将初始波束成形向量设为$\mathbf{w}_{r,\ 0}=\mathbf{0}$ 并将迭代次数阈值设为 τ_{th}。如果迭代次数 m 小于 τ_{th}，则迭代更新相位响应$\mathbf{r}^{pd}$ 和波束成形向量$\mathbf{w}_{r,\ m}$ 。迭代次数

算法1： 两步迭代最小二乘波束成形算法

输入： 期望的到达角 $\{\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \ldots\ldots, \mathbf{p}_L\}$，以及相应的导向矩阵$\mathbf{A}$。
期望幅度模式$\mathbf{r}_{ad}$。
初始波束成形向量 $\mathbf{w}_{r,\ 0}$。
迭代索引 $m = 0$。
迭代次数阈值 τ_{th}。
输出： 最终收敛的波束成形向量$\mathbf{w}_{r,\ m}$。
当 $\mathbf{w}_{r\ \ ,m}$ 不收敛且 $m \leq \tau_{th}$ **执行**
1) $m = m + 1$。
2) $\mathbf{r}_{pd} = [diag\,(\mathbf{r}_{ad})]^{-1}\mathbf{A}^T\mathbf{w}^*_{r\ \ ,m-1}$.
3) $\mathbf{r}^{pd1} = \frac{\mathbf{r}_{pd}}{|\mathbf{r}_{pd}|}$.
4) $\mathbf{w}_{r,\ m} = \left(\mathbf{A}^H\right)^{\dagger}[diag\,(\mathbf{r}_{ad})]^H\mathbf{r}^*_{pd1}$。
end
返回 $\mathbf{w}_{r\ \ ,m}$

达到 τ_{th} 或$\mathbf{w}_{r,\ m}$ 收敛至稳定值，$\mathbf{w}_{r,\ m}$ 即作为SenB波束形成的波束成形向量输出。在**算法1**，$|\mathbf{x}|$表示一个向量，其中 i第 i个元素是$\mathbf{x}$ （$\mathbf{x}$ 可以退化为标量），且$\mathbf{r}^{\ \ pd}$ $\mathbf{r}$ $\overline{\ \ _{pd}|}$ 是逐元素除法。

*2) ComA 的波束形成：*假设有 K_c 个平面远场信号到达 ComA。第 i 个信号的到达角为 θ_i。与 SenA 类似，ComA 的导向向量为

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta_i) = \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_c\cos\theta_i}, ..., e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(M_{com}-1)d_c\cos\theta_i}\right]^T, \quad (8)$$

其中，d_c 是 ComA 相邻天线之间的距离。由此可得 ComA 的导向矩阵为 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1)\ldots,\mathbf{a}(\theta_{K_c})]$。此外，ComA 的接收信号可表示为 $\mathbf{y}_{\bar{c}} = \mathbf{A}\mathbf{s}_c + \mathbf{n}_c$，其中 $\mathbf{s}_c$ 是维度为 $K_c \times 1$ 的源信号向量，$\mathbf{n}_c$ 是协方差矩阵为 $\sigma_c^2\mathbf{I}_{K_c}$、均值为零的加性高斯白噪声。ComA 波束形成的目标为

$$\min_{\mathbf{w}_c}\left\|\mathbf{w}_c^H\overline{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{r}}_{pd}^T \times diag\,(\bar{\mathbf{r}}_{ad})\right\|_2^2, \quad (9)$$

其中，$\bar{\mathbf{r}}_{ad}$ 和 $\mathbf{r}^{\bar{pd}}$ 分别是 ComB 的期望幅度响应和期望相位响应。注意，$\mathbf{r}_{ad}$是实数列向量，$\mathbf{r}^{\bar{pd}}_{\ \ }$ 是模为 1 的复数列向量。ComB 也采用**算法1**生成。经过 τ_{th} 次迭代后，或当$\mathbf{w}_c$ 收敛至稳定值时，将输出 ComB 的期望波束成形向量。

D. 通感一体化无人机网络的信号模型

通感一体化无人机网络采用 OFDM信号，以利用其频率分集优势并获得较高的处理增益 [19]。基带 OFDM 通感一体化信号建模为 [19]

$$x\,(t) = \sum_{m=0}^{M_s-1}\sum_{q=0}^{N_c-1} d_{Tx}\,(mN_c+q)\exp\,(j2\pi f_q t)rect\left(\frac{t-mT}{T}\right), \quad (10)$$

其中，M_s 是每帧中的 OFDM 符号数，N_c是子载波数，$d_{Tx}\,(mN_c+q)$是发射符号，位于第 q个 OFDM 块的第 m个子载波上；B 是 JSC 信号的带宽，$f_q = \frac{qB}{N_c}$ 是第 q个子载波的基带频率，T 是每个 OFDM 符号的持续时间，其中包含保护间隔和 OFDM 块的持续时间。

利用发射与接收 OFDM 符号之间的相位差，估计多普勒频移以及目标与无人机之间的时延。

多普勒频移由无人机与目标之间的径向相对速度引起，可表示为

$$f_{d,s} = \frac{2v_{rel}f_c}{c_0}, \quad (11)$$

其中，c_0 为光速，f_c 为 OFDM 信号的载波频率，v_{rel} 为无人机与目标之间的径向相对速度。时延表示为

$$\tau_s = \frac{2R_r}{c_0}, \quad (12)$$

其中，R_r 为目标与无人机之间的距离。接收 OFDM 信号与发射 OFDM 信号的复数比值表示为 [19]

$$\begin{aligned}(\mathbf{D}_{div})_{m,q} &= \frac{d_{Rx}\,(mN_c+q)}{d_{Tx}\,(mN_c+q)} \\ &= (\mathbf{H})_{m,q}\exp\,(-j2\pi f_q\tau_s)\exp\,(j2\pi mTf_{d,s})\,,\end{aligned} \quad (13)$$

其中，$(\cdot)_{m,\ q}$ 是矩阵第 m 行第 q 列的元素，$d_{Rx}(mN_c+q)$ 是与 $d_{Tx}\,(mN_c+q)$ 对应的接收 OFDM 符号，$(\mathbf{H})_{m,\ q}$ 是第 m 个 OFDM 符号中第 q 个子载波的复衰落因子。(13) 的矩阵形式为

$$(\mathbf{D}_{div})_{m,q} = (\mathbf{H})_{m,q}(\mathbf{k}_D\mathbf{k}_R^T)_{m,q}, \quad (14)$$

其中 $m = 0, 1, ..., M_s - 1$, $q = 0, 1, ..., N_c - 1$, $\mathbf{k}_R(q) = \exp(-j2\pi f_q\tau_s)$，以及 $\mathbf{k}_D(m) = \exp(j2\pi mTf_{d,s})$。

分别对 $\mathbf{D}_{div}$ 的每一列应用离散傅里叶变换（DFT），并对 $\mathbf{D}_{div}$ 的每一行应用逆离散傅里叶变换（IDFT），即可分别得到 $f_{d,s}$ 和 R_r。

令 $\mathbf{D}_{m,IDFT}$ 表示 $\mathbf{D}_{div}$ 的第 m 行的逆离散傅里叶变换，并令 $\mathbf{D}_{q,DFT}$ 表示 $\mathbf{D}_{div}$ 的第 q 列的离散傅里叶变换。$\mathbf{D}_{m,IDFT}$ 峰值对应的索引取决于 $f_{d,s}$，可通过一维穷举搜索按如下方式获得 [4]:

$$ind_{d,m} = \lfloor f_{d,s}TM_s \rfloor\,,\ ind_{d,m} = 0, 1, ..., N_c - 1. \quad (15)$$

同理，$\mathbf{D}_{q,DFT}$ 峰值对应的索引取决于 R_r，可通过一维穷举搜索按如下方式获得 [4]:

$$ind_{R,q} = \left\lfloor \frac{2R_rB}{c_0} \right\rfloor,\ ind_{R,q} = 0, 1, ..., M_s - 1. \quad (16)$$

根据 (15) 和 (16)，我们可以分别得到 $f_{d,\ s}$ 和 R_r。估计精度取决于每个 OFDM 符号的持续时间以及信号 [4] 的带宽。这种雷达回波处理技术可以产生处理增益 [4]

$$G_p = N_cM_s. \quad (17)$$

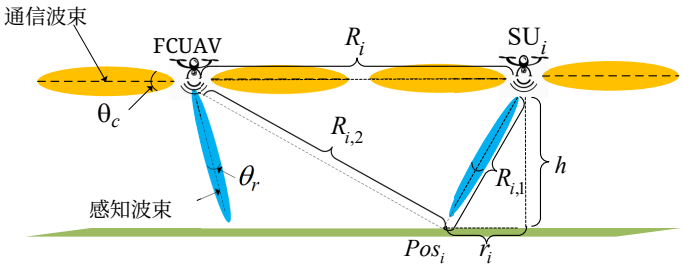


图5：感知波束和通信波束垂直方向图的正视图

E. 互感知干扰建模

为了对相互感知干扰进行建模，首先需要考虑 JSC OFDM信号的功率谱，它是 N_c 个子载波 [24]的功率谱之和。根据 [24], , 第 q个子载波的功率谱为

$$S_q(f') = T_s\left[\frac{\sin(\pi(f'T_sN_c - q))}{\pi(f'T_sN_c - q)}\right]^2, \tag{18}$$

其中， $T_s = \frac{1}{B}$ 是OFDM信号的采样周期。所有子载波的总功率谱类似噪声 [4]。为简化分析，我们假设OFDM感知信号的发射功率集中在基带频谱 $[0, B]$。无人机接收其他所有无人机散射感知信号所产生的感知干扰功率。

选择FCUAV作为参考对象，以分析无人机从其他无人机接收的平均感知干扰。如图5所示，设 R_i 为感知用户$_i$与FCUAV之间的距离，[4] Pos_i 为感知用户$_i$ 的SenB方向与感知用户$_i$的感知区域的交点， $R_{i,1}$ 为感知用户$_i$与 Pos_i之间的距离， $R_{i,2}$为 Pos_i与FCUAV之间的距离， r_i 为 Pos_i 与感知用户$_i$ 在感知区域上的投影点之间的距离。假设由于随机散射，干扰感知信号是随机的，则感知用户$_i$ 对FCUAV造成的感知干扰功率可表示为 [11], [25]

$$I_{sen,i} = \frac{P_r g_{ts}}{4\pi} R_{i,1}{}^{-2}\bar{\sigma}\frac{1}{4\pi}R_{i,2}{}^{-2}\frac{\lambda^2 g_{rs}}{4\pi}, \tag{19}$$

其中， g_{ts} 和 g_{rs} 分别为发射和接收感知波束的增益， σ 为目标雷达截面的均值， λ为JSC收发器载波的波长，$R_{i,1}$ 和$R_{i,2}$ 表示如下：

$$\begin{aligned} R_{i,1} &= \sqrt{r_i^2 + h^2}, \\ R_{i,2} &= \sqrt{(R_i - r_i)^2 + h^2}. \end{aligned} \tag{20}$$

关于 r_i 的最大值点为 $r_i = \frac{R_i}{2}$，通过对I_{sen}关于的一阶和二阶导数即可轻松求得。因此，我们设定$R_{i1} = R_i$，以获得感知用户$_i$对FCUAV施加的平均感知干扰上界。

—

[4] R_i 是一个独立同分布（i.i.d.）随机变量。

感知用户 M 对FCUAV施加的感知干扰的期望可上界为

$$\begin{aligned} I_{sen} &= \sum_{i=1}^{M} E\{I_{sen,i}\} \\ &= M \times E\left\{\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{M}\frac{P_r g_{ts} g_{rs}}{4\pi^3}\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\lambda^2\bar{\sigma}\right\}. \end{aligned} \tag{21}$$

关于 R_i 的 $\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}$ 二阶导数为 $24R_i{}^2(R_i{}^2 + 4h^2)^{-4}$，当 $R_i,\ h > 0$时，该导数大于0。因此，对于 $R_i > 0$, I_{sen} 关于 R_i 是凸函数。根据詹森不等式，我们有

$$\begin{aligned} I_{sen} &= \frac{P_r\lambda^2\bar{\sigma}g_{ts}g_{rs}}{4\pi^3} M \times E\left\{\sum_{i=1}^{M}\frac{1}{M}\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\right\} \\ &\le \frac{P_r\lambda^2\bar{\sigma}g_{ts}g_{rs}}{4\pi^3}\sum_{i=1}^{M} E\left\{\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\right\}, \end{aligned} \tag{22}$$

其中， $E\left\{\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\right\}$ 可表示为

$$E\left\{\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\right\} = \frac{\left(R_g{}^2 + 4h^2\right)^{-1} - \left(x_Q{}^2 + 4h^2\right)^{-1}}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}. \tag{23}$$

式（23）的证明见附录中的定理1。因此，我们有

$$I_{sen} = M\frac{P_r\lambda^2\bar{\sigma}g_{ts}g_{rs}}{4\pi^3}\frac{\left[\left(R_g{}^2 + 4h^2\right)^{-1} - \left(x_Q{}^2 + 4h^2\right)^{-1}\right]}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}. \tag{24}$$

III. 通感一体化无人机网络的感知性能分析

A. 有效感知的最低所需信干噪比

如前所述，OFDM信号的功率谱呈噪声状。因此，施加到每架无人机感知接收机上的干扰与噪声服从高斯分布，即 $A_{in} \sim N(0, N_s + I_{sen})$[5], 其中 N_s 为热噪声功率。

有效感知信号功率为

$$S = G_p\gamma_s(N_s + I_{sen}), \tag{25}$$

其中 γ_s 表示感知信干噪比， G_p 见式（17）。我们可以得到如下检测问题：

$$\begin{aligned} H_1 &: y = \sqrt{S} + A_{in} \\ H_0 &: y = A_{in} \end{aligned}, \tag{26}$$

其中，假设 H_1 表示感知波束方向上存在目标，假设 H_0 表示相反情况，而 y 表示雷达处理 M_s OFDM符号后的输出信号。

[5] $N(\mu, \sigma^2)$ 服从高斯分布，其均值为 μ，方差为 σ^2。

判断感知方向上是否存在目标的判决规则可表示为 [20]

$$y \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta', \tag{27}$$

其中， η' 为判决阈值。当 $y > \eta'$时，传感器接受假设 H_1；否则，传感器接受假设 H_0。

虚警率和检测概率是检测 [20], 时需要考虑的指标，分别表示为

$$P_F = \int_{\eta'}^{\infty} f(y|H_0)dy = Q\left(\frac{\eta'}{\sqrt{N_s + I_{sen}}}\right) \tag{28}$$

and

$$P_D = \int_{\eta'}^{\infty} f(y|H_1)\,dy = Q\left(\frac{\eta' - \sqrt{S}}{\sqrt{N_s + I_{sen}}}\right), \tag{29}$$

其中， $Q(\cdot)$为单调递减的 Q 函数 [20]。根据式 (28)，可得

$$\eta' = Q^{-1}(P_F)\sqrt{N_s + I_{sen}}, \tag{30}$$

其中， $Q^{-1}(\cdot)$为 Q 函数的反函数。将式 (25) 和式 (30) 代入式 (29)，可得 P_D

$$P_D = Q\left[Q^{-1}(P_F) - \sqrt{G_p\gamma_s}\right]. \tag{31}$$

为实现有效检测，必须对 P_F 和 P_D 施加如下约束： [20]

$$\begin{cases} P_F \le \alpha_f \\ P_D \ge \alpha_D \end{cases}, \tag{32}$$

其中， α_f 为最大虚警率， α_D 为最小检测概率。根据式 (31) 和式 (32)，满足约束所需的最小信干噪比可表示为

$$(\mathrm{SINR})_{\min} = \frac{\left[Q^{-1}(\alpha_f) - Q^{-1}(\alpha_D)\right]^2}{G_p}. \tag{33}$$

B. 最大感知距离

根据 [21], 无人机的最大感知距离为

$$R_{max}(\beta_R) = \left(\frac{\beta_R P g_{ts} g_{rs} (c_0/f)^2 \bar{\sigma} G_p}{(4\pi)^3 (\mathrm{SINR})_{min} (kT_0F_nB + I_{sen}) L_s}\right)^{\frac{1}{4}}, \tag{34}$$

其中， β_R 为SPR， P 为可用射频功率总量， g_{ts}和 g_{rs} 分别为SenB的发射天线增益和接收天线增益， f 为收发器的载波频率，σ 为雷达截面的均值， L_s 为传播介质中的总功率损耗， I_{sen} 由式（24）给出， k 为玻尔兹曼常数， F_n 为接收器的噪声系数，B 为JSC收发器的带宽，$T_0 = 290$ K（绝对温度）为标准温度。

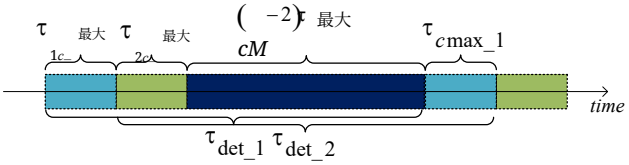


图6：感知与通信的时间分配

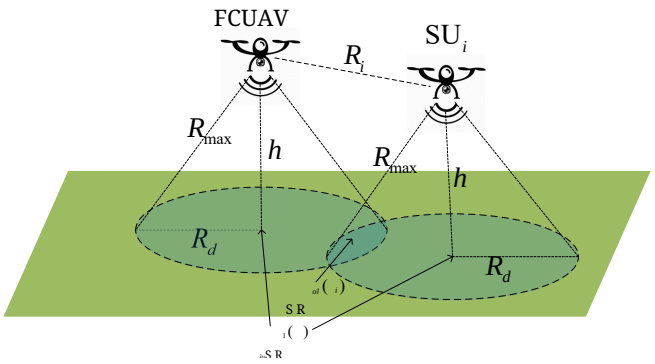


图7：S-C 对协同感知示意图

C. 最大协作距离

感知用户将感知数据传输至FCUAV所需的时间定义为感知数据量与通信吞吐量之比，即

$$\tau_c(R_i) = \frac{V_{data}\tau_{\det}}{T_c(R_i)}, \tag{35}$$

其中， V_{data} 为感知数据的生成速率， $\tau_{\det}$为检测时间， $T_c(R_i)$为 FCUAV 与感知用户之间通信链路的吞吐量。随着 R_i增加， $T_c(R_i)$会降低，因为接收到的 ComB功率会减小。

我们采用时分多址，让感知用户向 FCUAV 传输感知数据。每个感知用户必须在分配的时隙内传输感知数据，时隙长度为 $\tau_{c\max}$。感知用户持续进行向下探测，并在分配的时隙内传输其感知数据。

图 6 展示了分配给感知用户、用于向 FCUAV 传输感知数据的时隙。设 $\tau_{det\ i}$ 和 τ_{cmax-i} 分别表示感知用户 SU$_i$ 的感知时隙和通信时隙。所有无人机的感知时间 τ_{det} 和传输时间 τ_{cmax} 均相同。为确保每架无人机连续进行探测，我们有

$$\tau_{cmax} = \frac{1}{M}\tau_{det}. \tag{36}$$

在这种情况下，感知用户 SU$_i$ 在 $\tau_{det\ i}$ 内完成感知任务后，供感知用户 SU$_i$ 传输感知数据的下一个时隙会再次到来。

根据 (35)、(36) 和 $\tau_c \le \tau_{cmax}$，我们得到 $T_c(R_i) \ge M \times V_{data}$。因此，FCUAV 与每个感知用户之间的距离均不超过最大协作范围，即

$$x_Q = {T_c}^{-1}(M \times V_{data}), \tag{37}$$

其中， ${T_c}^{-1}(\cdot)$ 是 $T_c(R_i)$ 的反函数，将在下一节中给出。

D. 协作感知性能分析

我们将正在通信感知数据的感知用户和 FCUAV 定义为一个 S-C 对。如图 7 所示，每架无人机的感知区域半径表示为

$$R_d = \sqrt{(R_{\max})^2 - h^2} \times [u(R_{\max} - h)], \tag{38}$$

其中，$u(\cdot)$ 是阶跃函数[6]。S-C 对的感知区之间的重叠区域为

$$S_{ol}(R_i) = \left[2R_d^2 \arccos(\frac{R_i}{2R_d}) - R_i\sqrt{R_d^2 - (\frac{R_i}{2})^2}\right] \times u(2R_d - R_i). \tag{39}$$

因此，S-C 对的感知区并集区域为

$$S_{u1}(R_i) = 2\pi R_d^2 - S_{ol}(R_i). \tag{40}$$

对于 $R_g \le R_i < x_Q$，$S_{u1}(R_i)$ 的期望定义为 S-C 对的感知性能指标，其表达式为 [1]

$$E_S(x_Q) = \int_{R_g}^{x_Q} f_{R_i}(r) S_{u1}(r) dr = \begin{cases} F_1(x_Q), & x_Q < 2R_d \\ F_2(x_Q), & x_Q \ge 2R_d \end{cases}, \tag{41}$$

其中，对于 $R_g < r < x_Q$，$f_{R_i}(r) = \frac{2r}{{x_Q}^2 - {R_g}^2}$ 是 R_i 的概率密度函数（PDF）。此外，$F_1(x_Q)$ 和 $F_2(x_Q)$ 分别由式（42）和式（43）给出。

MCA 中有 M 个 S-C 对。通感一体化无人机网络的 ACSA 定义为M 个 S-C 对的感知区平均并集面积。由于难以获得一定数量的随机分布圆形区域的平均并集面积的显式表达式，为便于分析，我们仅扣除每个感知用户与 FCUAV 之间的重叠感知区域，从而得到 ACSA 的上界（UB-ACSA），并将其作为通感一体化无人机网络的感知性能指标。UB-ACSA 的表达式为 [1]

$$\overline{S_u}(M) = E_{\boldsymbol{R}}\left\{\sum_{i=1}^{M}[S_{u1}(R_i) - S(R_d)]\right\} + S(R_d) = M \times E_S(x_Q) - (M-1)S(R_d), \tag{44}$$

其中，$S(R_d) = \pi R_d^2$ 表示每架无人机的感知区域面积，$\boldsymbol{R} = (R_1, R_2, \ldots\ldots, R_M)$是由感知用户与 FCUAV 之间的距离构成的多个随机变量。$\boldsymbol{R}$ 中的每个元素都是独立同分布变量。

当所有感知用户的感知区互不重叠时，可以实现 UB-ACSA，这要求 FCUAV 协调每个感知用户的轨迹。UB-ACSA 越大，通感一体化无人机网络的感知性能就越好。与单架无人机相比，通感一体化无人机网络能够在更短的时间内检测出面积为 UB-ACSA 的区域。感知用户的重叠感知区可以由不同感知用户从不同方向进行检测，从而降低重叠感知区中的虚警检测概率。

[6]i.e., when there is $x \ge 0$, $u(x) = 1$; otherwise, $u(x) = 0$.

IV. 联合感知与通信无人机网络的中断容量

本节将中断容量作为通信性能的度量，并给出 x_Q 关于无人机数量和 SPR 的最终表达式。

A. 通信信道模型

FCUAV 接收的通信信号功率为

$$P_0 = P_c g_c h_c {x_0}^{-\alpha}, \tag{45}$$

其中，P_c 表示 ComB 的功率，α 表示路径损耗指数，g_c 表示通信链路的方向增益，h_c 表示服从莱斯分布、莱斯因子为 K_h 的小尺度衰落因子，x_0 表示发射机与 FCUAV 之间的距离。我们有 $g_c{=}g_{tc} \times g_{rc}$，其中 g_{tc}和 g_{rc} 分别表示发送 ComB 和接收 ComB 的方向增益。h_c 的概率密度函数表示如下 [26]:

$$f_{h_c}(w) = \frac{(K_h+1)e^{-K_h}}{\bar{\Omega}} e^{-\frac{(K_h+1)w}{\bar{\Omega}}} I_0\left(2\sqrt{\frac{K_h(K_h+1)w}{\bar{\Omega}}}\right), \tag{46}$$

其中，$I_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty}\frac{(x/2)^{2n}}{n!\Gamma(n+1)}$ 表示零阶第一类修正贝塞尔函数，$K_h = v^2/{\sigma_K}^2$，$\bar{\Omega}{=}2{\sigma_K}^2{+}v^2$ 表示归一化功率，v^2 表示强视距（LOS）功率，${\sigma_K}^2$ 表示多径反射功率 [27]–[29]。

B. 成功传输概率与中断容量

成功传输概率（STP）定义为接收信噪比（或信干噪比）大于成功传输所需阈值 γ 的概率 [26],[30], ，即

$$\rho_c^s(x_0,\gamma) = \Pr\left(\frac{P_0}{N_{com}} > \gamma\right) = \Pr\left(h_c > \frac{\gamma N_{com}}{P_c g_c}{x_0}^{\alpha}\right), \tag{47}$$

其中 N_{com} 为通信接收机处的加性高斯白噪声。由于 h_c 服从莱斯因子为 K_h 的莱斯分布，STP 可表示为 [27]

$$\rho_c^s(x_0,\gamma) = Q\left(\sqrt{2K_h}, \sqrt{\frac{2\gamma(1+K_h){x_0}^{\alpha}N_{com}}{g_c P_c}}\right), \tag{48}$$

其中 $Q(a_1,a_2)$ 为一阶 Marcum Q 函数。中断概率是 ρ_c^s 的补数，即

$$\rho_c^{out} = 1 - \rho_c^s(x_0,\gamma). \tag{49}$$

中断容量可写为 [30]

$$T_C(x_0) = B(1-\varepsilon)\log(1+\gamma_{th}), \tag{50}$$

其中，B 是 JSC 收发器的可用带宽，ε是 ρ_c^{out}的最大值，而 γ_{th} 是使中断概率等于 ε [30]的信噪比阈值。如果 $\gamma > \gamma_{th}$，则

$$F_1(x_Q)=\frac{1}{4\left({x_Q}^2-{R_g}^2\right)}\Bigg\{x_Q\sqrt{4{R_d}^2-{x_Q}^2}\left(2{R_d}^2+{x_Q}^2\right)+8\pi{R_d}^2{x_Q}^2+8{R_d}^2\left[{R_g}^2\arccos\left(\frac{R_g}{2R_d}\right)-{x_Q}^2\arccos\left(\frac{x_Q}{2R_d}\right)\right]$$
$$+8{R_d}^4\left[2\arcsin\left(\frac{R_g}{2R_d}\right)+\operatorname{arccot}\left(\frac{\sqrt{4{R_d}^2-{x_Q}^2}}{x_Q}\right)-\operatorname{arccot}\left(\frac{\sqrt{4{R_d}^2-{R_g}^2}}{R_g}\right)-2\arcsin\left(\frac{x_Q}{2R_d}\right)\right]$$
$$-R_g\sqrt{4{R_d}^2-{R_g}^2}\left(2{R_d}^2+{R_g}^2\right)-8\pi{R_d}^2{R_g}^2\Bigg\}. \tag{42}$$

$$F_2(x_Q)=\frac{1}{{x_Q}^2-{R_g}^2}\Bigg\{2\pi{R_d}^2\left({x_Q}^2-{R_g}^2\right)+\pi{R_d}^4-2{R_d}^4\operatorname{arccot}\left(\frac{\sqrt{4{R_d}^2-{R_g}^2}}{R_g}\right)$$
$$-2{R_d}^2\arccos\left(\frac{R_g}{2R_d}\right)\left(2{R_d}^2-{R_g}^2\right)-\frac{1}{4}R_g\sqrt{4{R_d}^2-{R_g}^2}\left[2{R_d}^2+{R_g}^2\right]\Bigg\}. \tag{43}$$

中断概率将大于 ε。结合式（48）、（49）和（50），可得

$$T_c(x_0)=B(1-\varepsilon)\log\left(1+\frac{g_cP_c\left[Q^{-1}\left(\sqrt{2K_h},1-\varepsilon\right)\right]^2}{2\left(1+K_h\right){x_0}^{\alpha}N_{com}}\right), \tag{51}$$

其中，$Q^{-1}(\cdot,\ \cdot)$ 是 $Q(a_1,\ a_2)$ 关于 a_2 的反函数，[7] 和 $T_c(x_0)$ 是通感一体化无人机网络的通信性能指标。

根据式 (37) 和式 (51)，可得 x_Q：

$$x_Q=\left[\frac{g_c(1-\beta_R)P\left[Q^{-1}\left(\sqrt{2K_h},1-\varepsilon\right)\right]^2}{2\left(1+K_h\right)N_{com}\left(2^{\frac{MV_{data}}{B(1-\varepsilon)}}-1\right)}\right]^{1/\alpha}. \tag{52}$$

根据式 (41)、(42)、(43)、(44) 和 (52)，可将通感一体化无人机网络的 UB-ACSA 计算为 M 和 β_R 的函数。

V. 数值结果

本节通过数值仿真和蒙特卡洛仿真验证前文的理论分析，并展示感知用户数量和 SPR 对 UB-ACSA 的影响。仿真所用参数列于表 II [21], [29], [32]。

图 8 展示了 SenB 的归一化三维波束图。SenB 的三维主瓣增益至少比旁瓣高 21 dB。SenB 的方位波束宽度和俯仰波束宽度分别约为 4.5 度和 5 度。因此，根据式 (2)，SenB 的平均增益约为 128（十进制）。

图 9 展示了 ComA 的归一化二维波束图。ComB 的主瓣增益至少比旁瓣高 15 dB。ComB 的俯仰波束宽度约为 9 度。此外，ComB 的方位波束宽度为

表 II：仿真参数

参数 项目	值	说明
P	10 W	总可用功率
N_{com}	− 94 dB	加性高斯白噪声功率 通信
γ	2	STP 阈值
g_{tc}	8	发射增益 ComB
g_{rc}	8	接收 ComB 的增益
M_s	16	OFDM 帧中的符号数
N_c	64	子载波数
G_p	1024	感知的 感知
M_{com}	16	天线数量 ComA
N_A	17	SenA的层数
2^b	16	其中的天线数量 SenA的每一层
α_f	10^{-8}	最大虚警 rate
α_D	0.99999999	最小检测概率 概率
h	150米	无人机飞行高度
α	2.6	路径损耗指数
ε	0.1	最大中断 概率
f_c	24 GHz	载波频率
$\overline{\sigma}$	1	平均雷达散射 截面
F_n	10	接收机噪声系数
T_0	290 K	标准温度
B	100 MHz	收发机带宽
V_{data}	1 MB/s	感知生成速率 data
K_h	10 dB	莱斯因子
L_s	1	传播损耗

[7]由于 $Q(a_1,a_2)$ 是关于 a_2 [31]的单调递减函数，因此关于 a_2 的一阶 Marcum Q 函数反函数存在。若 $b_1=Q^{-1}\left(\sqrt{2K_h},1-\varepsilon\right)$，则 $Q\left(\sqrt{2K_h},b_1\right)=1-\varepsilon$。

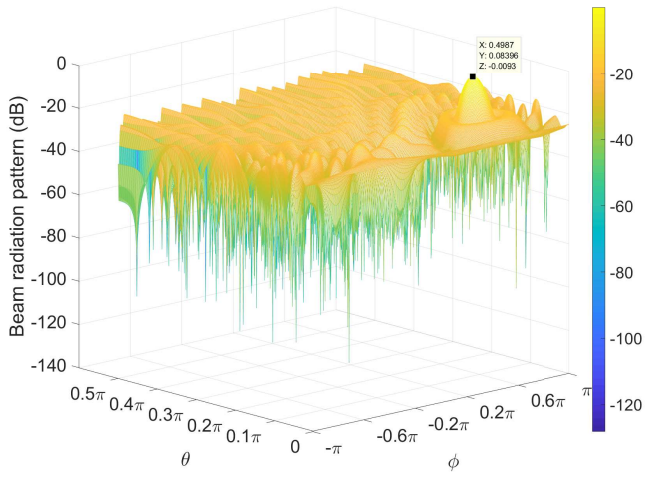


图 8：SenB 随弧度制到达角变化的三维波束辐射方向图

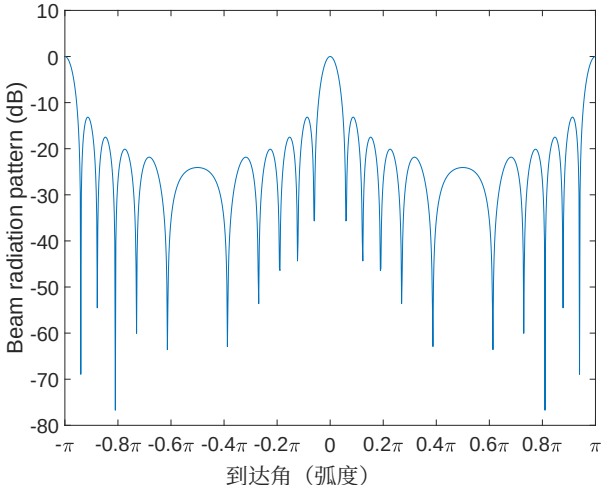


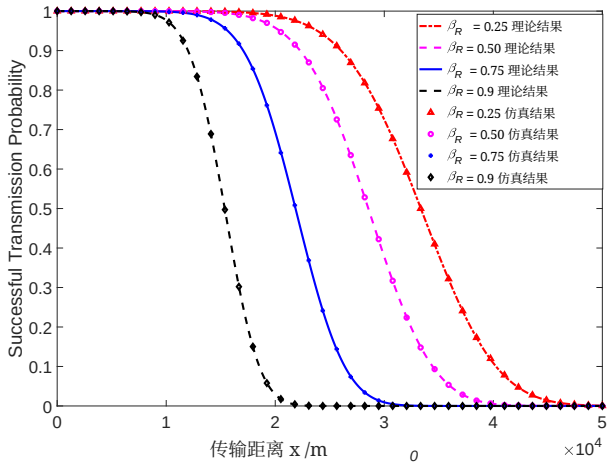
图 9：ComB 在不同到达角（弧度）下的波束辐射方向图

360 度。因此，根据公式 (2)，ComB 的平均增益约为 8（十进制）。

图 10 绘出了不同 SPR 下 STP 随传输距离变化的解析结果和仿真结果。可以看出，STP 是传输距离的单调递减函数。我们还可以看到，在相同的 STP 约束下，随着 SPR 增大，传输距离会减小，因为 ComB 功率会随着 SPR 或传输距离的增大而降低。

图 11 展示了 P_D 随 β_R 和 M变化的结果。目标距离为 $R_{max} = 500$ 米，最大虚警率为 $\alpha_f = 10^{-8}$。如图 11 所示，一方面，在给定 β_R的情况下，当 M 增加到某个值时， P_D 会急剧下降。这是因为M 的增加会导致 x_Q 下降、 I_{sen}增加。另一方面，在给定 M 时， P_D 会先随 β_R的增加而增加，达到最大值后， P_D 则会下降。这是因为随着 β_R 增加，SenB 的功率起初会增加，从而提高感知信干噪比。当 β_R 过大时，ComB 功率会下降，导致 x_Q 下降、 I_{sen}增加。因此，当感知信干噪比低于 $(\text{SINR})_{\min}$时， P_D 会随着信干噪比的恶化而急剧下降。当 β_R 或 M 增加时，需要降低 R_{max} 以提高感知信干噪比。

图 12 展示了在不同给定的 M 条件下，UB-ACSA 随 β_R 变化的解析结果和仿真结果。根据 M，每条曲线大致可分为三个阶段。在第一阶段， β_R 较低，ComB 的功率较大。此时，MCA 足够大，能够让无人机扩大感知区域。因此，UB-ACSA 随着 β_R 的增加而增大。当 β_R 过大时，便进入第二阶段。在第二阶段，超过最大值后，UB-ACSA 随着 β_R 的增加而减小，因为相互感知干扰（即 I_{sen}）会随着 x_Q 的减小和 SenB 功率的增大而增强。因此，在第二阶段，最大感知范围（即 R_{max}）随着 β_R 的增加而减小



$K_h = 10$ 时，不同 SPR 下 STP 随传输距离增加而降低

阶段。当 β_R 大到足以满足 $R_{max} < h$ 时，便进入第三阶段。在第三阶段，UB-ACSA 会减小并收敛至 0 m^2, , 因为 I_{sen} 极大。因此，在第三阶段，与部署其他任何感知用户相比，仅部署 FCUAV 执行感知任务更为合适。在图 12 中，当通感一体化无人机网络包含 100 个感知用户时，UB-ACSA 的最大值为 8.32 $\times$ 10^8 m^2, , 此时 β_R = 0.5430。通过上述过程，我们可以针对每个给定 M 的无人机确定最优 β_R 。

图 13 展示了不同 β_R 下 UB-ACSA 随 M 变化的解析结果和仿真结果。UB-ACSA 的每条曲线都明显分为三个阶段。在第一阶段，M 相对较小时，UB-ACSA 会随 M 的增加而快速线性增长。这是因为 x_Q 相当大，此时整合感知用户感知数据所需的通信容量较低。当 M 变得过大时，便进入第二阶段，此时 x_Q 要小得多。

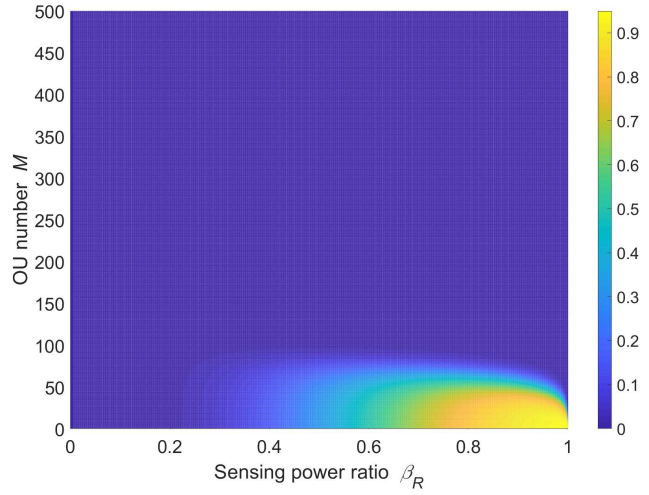


图 11：当 $K_h = 10$、$R_{max} = 500$ m 且 $\alpha_f = 10^{-8}$ 时，P_D 随 SPR 和感知用户数量的增加而减小

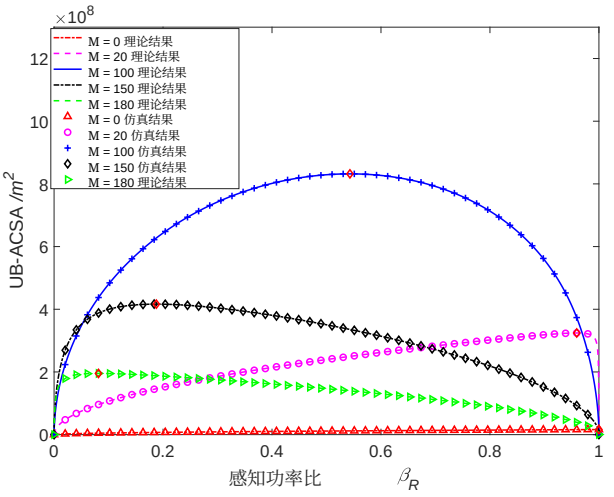


图 12：当 $K_h = 10$ 时，不同感知用户数量 M 下 UB-ACSA 随 SPR β_R 的变化

达到 UB-ACSA 的最大值后，UB-ACSA 会随 M 的增加而快速下降，因为 x_Q 持续减小，I_{sen} 快速增大，并且重叠的感知区也越来越大。如果 M 过大，导致 x_Q 极小且 I_{sen} 过大，那么 R_d 将收敛至 0 m。因此，此后 UB-ACSA 将变为 0 m^2，这就是第三阶段。此外，随着 β_R 增大，达到 UB-ACSA 最大值所需的感知用户数量会减少，因为给定的 ComB 功率降低时，能够获支持向 FCUAV 传输全部感知数据的感知用户也会减少。此外，随着 β_R 增大，能够使 R_d 变为 0 m 的感知用户数量也会减少，因为 SenB 功率增加且 x_Q 减小，会导致 I_{sen} 增大。在图 13 中，当 β_R 为 0.75 时，M 的最优值为 79，此时 UB-ACSA 达到最大值，即 8.672 $\times 10^8$ m^2。按照上述步骤，我们可以轻松地

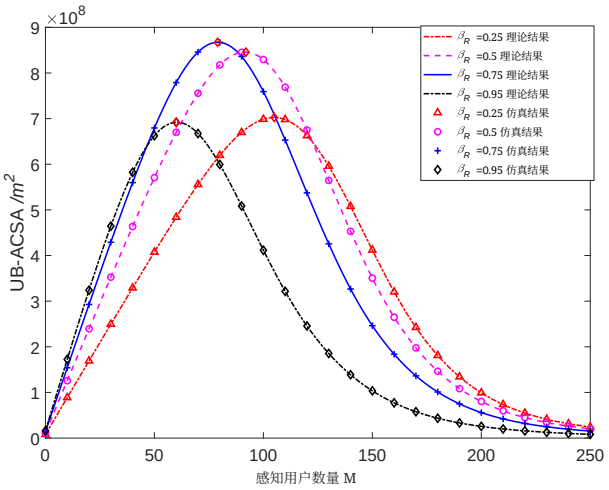


图13：不同 SPR β_R 下 UB-ACSA 随感知用户数量 M 的变化，其中 $K_h = 10$

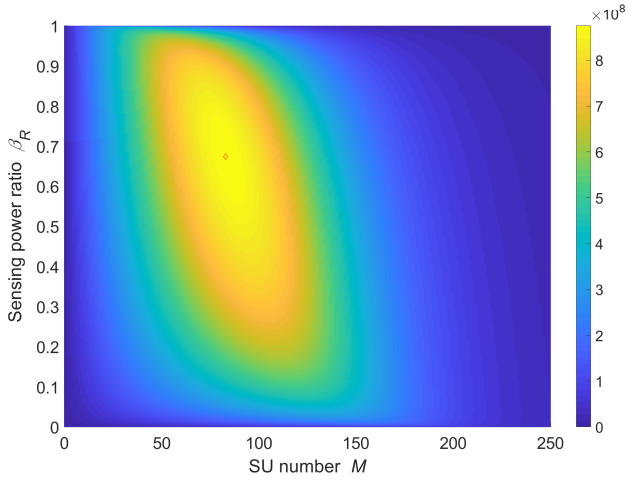


图14：UB-ACSA 随 SPR β_R 和感知用户数量M 的变化，其中 $K_h = 10$

给定 β_R 的值，求使 UB-ACSA 达到最大值的最优 M。

图14展示了上界-ACSA随β_R 和 M变化的结果。一方面，当 β_R 和 M 较小时，通信容量远大于感知数据融合的需求，因为ComB功率相当大，而用于融合感知数据的无人机数量太少。因此，用于数据融合的通信容量未得到充分利用，即当 β_R和 M 较小时，上界-ACSA无法达到最大值。另一方面，β_R 过大会导致 x_Q减小，从而使上界-ACSA下降。当 M 过大时，x_Q 也会变得很小，而 I_{sen} 会大到足以使 R_{max} 降至较小值。因此，当 M 和 β_R 过大时，随着 M 和 β_R 增大，上界-ACSA会持续下降，直到上界-ACSA

降至0 m^2。在图14中，当 $\beta_R = 0.6741$且 $M = 83$时，上界-ACSA达到最大值8.748 $\times 10^8$ m^2。在上述过程中，我们可以轻松确定 β_R 和 M 的最优值，从而获得最优的上界-ACSA。

VI. 结论

本文提出将平均协作感知面积作为通感一体化无人机网络中协作感知的性能指标。为实现无人机网络的协作感知，我们提出了一种新型 JSC 天线阵列设计，该阵列由通信子阵列和感知子阵列组成，并提出了相对波束成形算法。此外，我们推导了感知互干扰的上界、所需的最小感知信干噪比、最大感知距离，以及允许感知用户成功向 FCUAV 传输感知数据的最大协作距离。进一步地，我们推导出平均协作感知面积的上界，作为一种易于处理的协作感知性能指标，该指标与 SPR 和无人机数量有关。SPR 决定最大感知距离、感知互干扰的上界和最大协作距离。感知用户的数量决定最大协作距离以及无人机之间感知的相互干扰。最后，我们通过数值计算确定了实现 UB-ACSA 最大化的 SPR 和无人机数量的最优值。研究结果可为通感一体化无人机协作感知网络的配置提供指导。

附录

定理1. 在同心圆区域内生成一个二维均匀点过程，其内半径和外半径分别为 R_g 和 x_Q。生成点与中心之间的距离记为 R_i。令 h 表示一个常数参数。则 R_i 的 $\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}$ 的期望为

$$E\left\{\left(R_i{}^2 + 4h^2\right)^{-2}\right\} = \frac{\left[\left(R_g{}^2 + 4h^2\right)^{-1} - \left(x_Q{}^2 + 4h^2\right)^{-1}\right]}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}.$$

证明. R_i 的累积分布函数应为 $F_{R_i}(r) = \frac{r^2 - R_g{}^2}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}$（$R_g < r < x_Q$）。因此，$Y = \left(R_i{}^2 + 4h^2\right)$（$h > 0$ 和 $R_g < R_i < x_Q$）的累积分布函数为

$$\begin{aligned} F_Y(y) &= \Pr(Y \le y) \\ &= \Pr\left(R_i{}^2 \ge y^{-\frac{1}{2}} - 4h^2\right) \\ &= \Pr\left(R_i \ge \left(y^{-\frac{1}{2}} - 4h^2\right)^{\frac{1}{2}}\right) \\ &= 1 - \frac{\left(y^{-\frac{1}{2}} - 4h^2\right) - R_g{}^2}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}, \end{aligned} \tag{53}$$

其中 $\left(x_Q^2 + 4h^2\right)^{-2} \le y \le \left(R_g^2 + 4h^2\right)^{-2}$。那么，$Y$ 的概率密度函数为

$$f_Y(y) = \frac{d\left[F_Y(y)\right]}{dy} = \frac{1}{2\left(x_Q{}^2 - R_g{}^2\right)} y^{-\frac{3}{2}}, \tag{54}$$

其中 $\left(x_Q^2 + 4h^2\right)^{-2} \le y \le \left(R_g^2 + 4h^2\right)^{-2}$。因此，$Y$ 的期望为

$$\begin{aligned} E(Y) &= \int_{\left(x_Q^2 + 4h^2\right)^{-2}}^{\left(R_g^2 + 4h^2\right)^{-2}} y f_Y(y)\, dy \\ &= \frac{1}{x_Q{}^2 - R_g{}^2}\left[\left(R_g{}^2 + 4h^2\right)^{-1} - \left(x_Q{}^2 + 4h^2\right)^{-1}\right]. \end{aligned} \tag{55}$$

□

参考文献

[1] X. Chen、Z. Wei、Z. Fang、H. Ma、Z. Feng 和 H. Wu，“雷达通信一体化赋能的无人机协作网络性能”，IEEE信号、信息与数据处理国际会议 2019，第 1–4 页，2019年12月。[2] W. L. Teacy、J. Nie、S. McClean 和 G. Parr，“维持无人机集群感知中的连通性”，2010 IEEE Globecom研讨会，第 1771–1776 页，2011年1月。[3] L. Han 和 K. Wu，“无线通信与雷达感知一体化系统——现状与未来展望”，IET Microwaves, Antennas & Propagation，第 7 卷，第 11 期，第 876–885 页，2013年8月。[4] C. Sturm 和 W. Wiesbeck，“无线通信与雷达感知融合的波形设计和信号处理方面”，Proceedings of the IEEE，第 99 卷，第 7 期，第 1236–1259 页，2011年5月。[5] A. Gupta 和 R. K. Jha，“5G网络综述：架构与新兴技术”，IEEE Access，第 3 卷，第 1206–1232 页，2015年5月。[6] J. Moghaddasi 和 K. Wu，“面向未来雷达感知与无线数据融合平台的多功能收发机”，IEEE Access，第 4 卷，第 818–838 页，2016年2月。[7] J. Ellinger 、 Z. Zhang 、 Z. Wu 和 M. C. Wicks，“ 用于雷达检测和通信的双用途多载波波形”，IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems，第 54 卷，第 3 期，第 1265–1278 页，2018年6月。[8] C. Shi、F. Wang、M. Sellathurai、J. Zhou 和 S. Salous，“共存雷达与通信系统的基于功率最小化的稳健OFDM雷达波形设计”，IEEE Transactions on Signal Processing，第 66 卷，第 5 期，第 1316–1330 页，2018年1月。[9] F. Liu、C. Masouros、A. Li、H. Sun 和 L. Hanzo，“采用MIMO雷达的MU-MIMO通信：从共存到联合传输”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第 17 卷，第 4 期，第 2755–2770 页，2018年2月。[10] P. M. McCormick、S. D. Blunt 和 J. G. Metcalf，“共用孔径同时发射雷达和通信信号，第一部分：理论”，2017 IEEE Radar Conference，第 1685–1690 页，2017年6月。[11] M. A. Richards，“雷达信号处理基础”，Tata McGraw-Hill Education，2005年。[12] R. A. Monzingo 和 T. W. Miller，“自适应阵列导论”，Scitech publishing，2004年。[13] O. L. Frost，“一种用于线性约束自适应阵列处理的算法”，Proceedings of the IEEE，第 60 卷，第 8 期，第 926–935 页，1972年。[14] Z. Shi 和 Z. Feng，“一种采用两步最小二乘法的新型阵列方向图综合算法”，IEEE signal processing letters，第 12 卷，第 3 期，第 250–253 页，2005年3月。[15] M. I. Skolnik，“雷达手册”，McGraw–Hill，1970年。[16] W. M. Z. W. Zhiping Zhang、N. Michael J，“基于线性调频雷达信号的仿生射频隐写术”，IEEE Communications Magazine，第 54 卷，第 6 期，第 82–86 页，2016年6月。[17] A. G. Stove，“线性调频连续波雷达技术”，Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F，第 139 卷，第 5 期，第 343–350 页，1992年10月。[18] F. E. Nathanson、J. P. Reilly 和 M. N. Cohen，“雷达设计原理——信号处理与环境”，NASA STI/Recon Technical Report A，第 91 卷，1991年。[19] C. Sturm、T. Zwick、W. Wiesbeck 和 M. Braun，“基于符号的OFDM雷达处理性能验证”，2010 IEEE Radar Conference，第 60–63 页，2010年5月。[20] B. C. Levy，“信号检测与参数估计原理”，Springer Science & Business Media，2008年。[21] M. A. Richards 、 J. Scheer 、 W. A. Holm 和 W. L. Melvin，“ 现代雷达原理”，Citeseer，2010年。[22] R. J. Mailloux，《相控阵天线手册》。Artech house，2017年。

[23] Z. Zhang、X. Chai、K. Long、A. V. Vasilakos 和 L. Hanzo，“面向5G网络的全双工技术：自干扰消除、协议设计与中继选择”，*IEEE Communications Magazine*，第 53 卷，第 5 期，第 128–137 页，2015年5月。 [24] J. G. Proakis、M. Salehi、N. Zhou 和 X. Li，“通信系统工程”，*Prentice Hall New Jersey*，第 2 卷，1994年。 [25] A. F. Molisch，“无线通信”，*John Wiley & Sons*，第 34 卷，2012年。[26] X. Yuan、Z. Feng、W. Xu、W. Ni、J. A. Zhang、Z. Wei 和 R. P. Liu，“无人机通信容量分析：随机轨迹情形”，*IEEE Transactions onVehicularTechnology*，第 67 卷，第 8 期，第 7564–7576 页，2018年8月。 [27] M. M. Azari、F. Rosas、K.-C. Chen 和 S. Pollin，“利用高度与协作分集实现超可靠无人机通信”，*IEEE Transactions onCommunications*，第 66 卷，第 1 期，第 330–344 页，2018年1月。 [28] N. Goddemeier 和 C. Wietfeld，“空对空信道特性及莱斯模型的无人机专用扩展研究”，*2015*年*IEEE Globecom*研讨会，第 1–5 页，2015年12月。 [29] A. A. Khuwaja、Y. Chen、N. Zhao、M.-S. Alouini 和 P. Dobbins，“无人机通信信道建模综述”，*IEEE*通信调查& 教程，2018年7月。 [30] S. Zhalehpour、M. Uysal、O. A. Dobre 和 T. Ngatched，“多用户自由空间光通信系统的中断容量与吞吐量分析”，*2015*年第*14*届*IEEE*加拿大信息论研讨会，2015年7月。 [31] D. A. Shnidman，“检测概率与广义Marcum Q函数的计算”，*IEEE Transactions on Information Theory*，第 35 卷，第 2 期，第 389–400 页，1989年3月。 [32] V. Lakshmanan，“雷达数据压缩概述”，卫星数据压缩、通信与归档*III*，第 6683 卷，2007年9月。