面向高效无人机飞行的闭环感知、通信与控制一体化

Jingli Li，*IEEE*学生会员，Yiyan Ma，*IEEE*会员，Bo Ai，*IEEE*会士，Wei Chen，*IEEE*高级会员，Weijie Yuan，*IEEE*高级会员，Qingqing Cheng，*IEEE*会员，Tongyang Xu，*IEEE*高级会员，Guoyu Ma，*IEEE*会员，Mi Yang，*IEEE*会员，Yunlong Lu，*IEEE*会员，Wenwei Yue，*IEEE*会员，Christos Masouros，*IEEE*会士，以及Zhangdui Zhong，*IEEE*会士

arXiv:2603.29220v1 [cs.PF] 31 Mar 2026

摘要——**低空无线网络（LAWN）要求无人机按照地面基站（GBSs）控制的特定轨迹飞行。然而，鉴于复杂的低空信道条件以及有限的频谱和功率资源，感知误差和无线链路不可靠性不容忽视，这会导致轨迹偏差，威胁飞行安全。为解决这一问题，本文提出一种感知-通信-控制（ISCC）闭环轨迹跟踪方法，旨在揭示无人机飞行过程中通信、感知与控制之间的耦合机制。具体而言，我们将感知误差纳入轨迹状态估计，将数据包丢失纳入控制指令传输，并将有限块长（FBL）传输效应纳入闭环动态。首先，通过理论分析，我们确定分配给控制的时频资源在确保系统稳定性方面发挥主导作用，并推导出保证稳定运行所需资源的下界。其次，为最小化跟踪误差，我们针对感知、通信和控制组件，构建了一个时频资源分配优化问题，并将通信速率和闭环稳定性作为约束条件。相应地，提出了一种基于逐次凸近似（SCA）的求解算法。第三，仿真结果表明，在确保稳定性后，系统性能主要由感知精度决定，且轨迹跟踪误差与位置误差界呈近似线性关系。最后，结果表明，与忽略控制分组丢失的ISCC设计相比，所提出的ISCC方案能够避免有限块长传输下的轨迹发散，并可实现分米级平均跟踪精度，将误差降低至基准全球导航卫星系统（GNSS）方案误差的17.37%。**

索引词—**低空无线网络、感知、通信与控制一体化、感知与通信一体化。**

I. 引言

低空无线网络（LAWN）被广泛视为未来6G系统的关键使能组成部分，为无人机在各种应用场景中提供必要支持例如城市物流、基础设施巡检、环境监测和应急响应 [1]–[3]。在此类高度动态的场景中，无人机通常需要严格遵循预先规划的飞行轨迹，这对轨迹跟踪精度和系统稳定性提出了严格要求。然而，受复杂低空传播环境和有限无线资源的制约，感知误差和无线链路不可靠性不可避免，并可能通过闭环系统动力学逐步放大，从而导致轨迹偏差持续累积，对飞行安全构成潜在威胁。

为满足高精度轨迹跟踪的要求，现有研究主要聚焦于对通信、感知和控制等单一功能维度进行深入探究。具体而言，面向感知的研究旨在提高定位或状态估计的瞬时精度 [4], [5], 通信研究则关注吞吐量和链路可靠性等传输指标 [6], [7], 而控制设计着重于闭环稳定性或控制代价的最小化，例如线性二次调节器（LQR）代价 [8],[9]。这些工作在各自领域奠定了坚实基础，并为提升无人机系统性能提供了重要支持。然而，由于采用单一功能的设计视角，上述研究未能系统地揭示感知、通信和控制之间的内在依赖关系，从而限制了轨迹跟踪性能的整体提升。

为克服单一维度设计的局限，感知、通信与控制一体化（ISCC）近年来作为一种新兴的跨层设计框架，受到广泛关注。从系统架构与调度的角度来看，Chang 等 [10] 研究了蜂窝连接无人机网络中的联合 ISCC 调度机制，其中利用感知信息辅助波束跟踪与运动控制。从面向控制的资源优化角度来看，Lei 等 [11], [12] 为卫星-无人机网络提出了一种面向控制的功率分配方案；Jin等 [13], [14] 分别研究了有限块长（FBL）传输机制下协作多无人机系统的资源分配，以及模型预测控制框架下的轨迹优化。从闭环建模与稳定性分析的角度来看，Meng 等 [15],[16]和 Zhou 等 [17]分析了通信

Jingli Li、Yiyan Ma、Bo Ai、Wei Chen、Guoyu Ma、Mi Yang、Yun- long Lu 和 Zhangdui Zhong 任职于北京交通大学电子与信息工程学院，地址为中国北京 100044。Weijie Yuan 任职于南方科技大学系统设计与智能制造学院，地址为中国深圳 518055。Tongyang Xu 和 Christos Masouros 任职于伦敦大学学院电子与电气工程系，地址为英国伦敦 WC1E 7JE。Qingqing Cheng 任职于昆士兰科技大学电气工程与机器人学院，地址为澳大利亚布里斯班 QLD 4000。Wenwei Yue 任职于西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室，地址为中国陕西西安 710071。（通讯作者：*mayiyan@bjtu.edu.cn*；*boai@bjtu.edu.cn*。）

延迟和数据包丢失等通信缺陷对工业无线网络闭环稳定性的影响。这些研究从不同角度刻画了 ISCC 系统中感知、通信与控制之间的相互作用。

本质上，无人机轨迹控制是一个对时延和精度高度敏感的连续时间动态控制系统。在ISCC架构下，系统状态通过实时ISAC感知获取，这不可避免地会引入感知噪声，从而导致观测不确定性；与此同时，控制命令通过有限码长通信链路传输，潜在的传输错误会进一步引发执行不确定性。观测精度的波动与命令执行失败在反馈回路中相互耦合，共同塑造系统状态演化的随机动力学。尽管上述与ISCC相关的研究提供了宝贵的见解，但其在无人机轨迹控制中的应用仍面临两个关键的建模瓶颈。一方面，现有研究尚未揭示主动式ISAC感知的物理层特性与闭环动态之间的内在耦合关系。在面向LAWN的ISCC闭环建模中，感知不确定性通常被简化为具有固定统计特性的加性观测噪声 [13]。然而，在主动式ISAC系统中，感知不确定性由物理层资源分配决定，具体体现为其对时延-多普勒分辨率的影响；忽略这种依赖关系，将难以刻画物理层资源分配对闭环控制性能的影响。

另一方面，现有研究尚未充分考虑无线链路不可靠性对控制指令传输的影响。大多数现有研究聚焦于传感器到控制器的上行链路中的不完善性，同时隐含地假设控制器到执行器的下行链路传输是可靠的 [10]–[14], [18], [19], ，从而忽略了由信道衰落和有限码长效应引起的数据包丢失风险。因此，实际施加于执行器的控制输入不再与预期指令一致，而是表现为受下行链路可靠性约束的随机过程。如果不对这种随机执行偏差及其在闭环演化中的累积效应进行显式建模，所得控制策略可能会与系统实际运行行为产生系统性失配。

为解决现有 ISCC 研究在刻画闭环演化中的感知误差和无线链路不可靠性方面缺乏统一建模方法的问题，本文提出了一种用于无人机轨迹跟踪的 ISCC闭环系统模型，旨在揭示全链路“感知-通信-控制”不确定性的传播、耦合与累积机制。本文的主要贡献总结如下：

1) 我们为 LAWN 中的无人机轨迹跟踪构建了一个 ISCC 闭环系统模型，并将 ISAC感知误差、通信数据传输错误以及有限码长机制导致的随机控制指令丢失明确纳入系统状态空间方程。该模型能够统一描述感知、通信和控制的不确定性，以及无人机的动态状态（位置和速度），从而有助于系统地分析感知、通信和控制之间的耦合关系。

2) 理论分析揭示了感知与控制资源比例在 ISCC 闭环系统中的作用。首先，感知资源可抑制观测噪声，从而决定状态估计的精度，进而影响控制输入的精确度。其次，控制资源调节控制命令传输的可靠性，因此决定闭环系统的均方稳定性。基于此，我们推导出保证该稳定性的控制资源下界。该分析分别量化了感知与控制资源对控制精度和闭环稳定性的影响。

3) 我们针对感知、通信与控制建立了时频资源分配优化问题，旨在最小化轨迹跟踪误差，同时满足通信速率要求和闭环稳定性约束。通过利用稳定性条件所诱导的阈值结构来重构可行域，我们开发了一种基于逐次凸近似（SCA）的高效算法，以确定通信、感知与控制资源的最优分配。

4) 仿真结果揭示了通信、感知与控制性能之间的内在耦合关系。在确保闭环稳定性后，系统整体性能主要受感知精度限制，且轨迹跟踪误差与位置误差界（PEB）近似呈线性关系。与忽略控制分组丢失的 ISCC 设计相比，所提出的 ISCC 闭环方案能够在 FBL 导致的分组丢失下抑制由控制故障引起的轨迹偏差，并进一步将平均轨迹跟踪误差降低至基于全球导航卫星系统（GNSS）的基线闭环方案所实现水平的 17.37%。

本文其余部分安排如下。第二节介绍 ISCC 系统模型，并推导用于状态估计的克拉美–罗下界（CRLB）。第三节建立闭环状态空间模型，其中纳入感知误差和随机控制分组丢失。第四节研究旨在最小化轨迹跟踪误差的联合资源分配问题，并通过所提出的基于逐次凸近似的算法求解。第五节给出仿真结果，以验证所提出方案的有效性；第六节总结全文。

记号： $\|\cdot\|_2$ 表示欧几里得范数，rect(·)表示矩形窗函数。Tr(·)和det(·)分别表示迹和行列式。 $\otimes$ 和vec(·)分别表示克罗内克积和按列向量化，而 ρ(·)表示谱半径。 $\Re\{\cdot\}$ 表示实部。 $\mathbb{R}^n$表示 n维实数空间，$\mathbf{I}_n$ 和 $\mathbf{0}_n$ 分别表示 $n\times n$ 单位矩阵和零矩阵。blkdiag(·)表示分块对角算子。 Q^{-1}(·)表示逆高斯 Q函数， h(·)表示微分熵， N(·)表示熵功率。最后， $\mathbf{\Sigma_w}$ 表示$\mathbf{w}$的协方差矩阵。

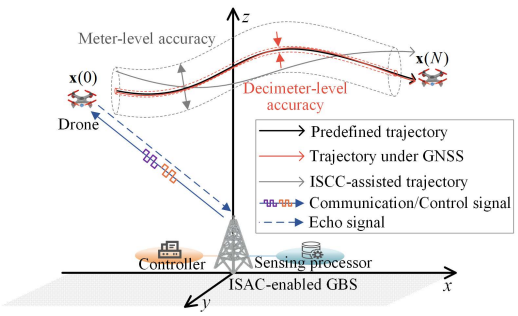


图1. 基于 ISCC 的无人机轨迹跟踪示意图。

II. 系统模型

本节将建立用于 ISCC 无人机跟踪的系统模型，包括闭环架构、基于有限块长的通信信号模型和感知信号模型，并推导状态估计的克拉美–罗下界。

A. ISCC 闭环架构与感知与通信一体化波形

如图1所示，我们关注一种基于 ISCC 机制运行的无人机轨迹跟踪系统。该系统由一个 GBS 和一架无人机[1]，组成，其中 GBS 集成了集成感知与通信收发机、感知处理器和控制器，作为统一的集成感知与通信节点，实现无人机状态估计和控制命令生成；而无人机同时作为受控执行器和感知目标。在每个控制周期内，GBS 首先通过集成感知与通信回波感知无人机状态，然后由控制器生成控制指令，并通过同一双功能集成感知与通信链路将其发送给无人机。无人机执行指令后更新自身状态，随后 GBS 再次对其进行感知，从而形成持续运行的“感知—估计—控制—传输—执行”ISCC 闭环系统，如图2所示。需要指出的是，控制指令的传输属于低时延、高可靠的通信过程，这与传统的上行链路和下行链路数据通信链路有所不同。系统功能可分为三个组成部分：(i) 感知，通过集成感知与通信回波进行无人机状态估计；(ii) 数据通信，支持 GBS 与无人机之间的上行链路和下行链路数据交换；(iii) 控制信令，使 GBS 能够向无人机发送实时控制指令。

不失一般性，建立一个三维笛卡尔坐标系，并将 GBS 置于原点。无人机在第 n 个时隙的位置记为 $\mathbf{p} = [p_x, p_y, p_z]^{\mathsf{T}}$，其相对于 GBS 的距离、方位角和仰角分别为 $l = \|\mathbf{p}\|_2$、$\theta = \arctan(p_y/p_x)$ 和 $\varphi = \arcsin(p_z/l)$。假设无人机配备单个全向天线，而 GBS 配备一个由 $N_x \times N_y$ 个天线单元组成的均匀平面阵列（UPA），其中 N_x 和

[1]本文聚焦于单无人机场景下 ISCC 的基础闭环分析，多无人机网络场景的扩展留待未来研究。

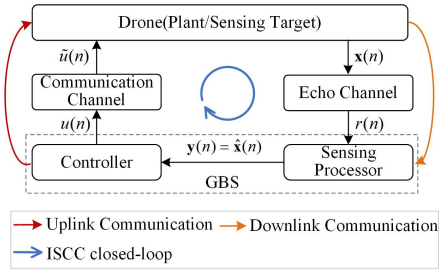


图2. ISAC 支持的 ISCC 闭环运行示意图。

N_y 分别表示方位角和仰角方向上的天线单元数量。GBS 同时发射支持通信与感知的正交频分复用（OFDM）波形，其时域信号表示为 [20]

$$s(t) = \sum_{m=0}^{\mathcal{M}-1} \sum_{k=0}^{\mathcal{K}-1} \sqrt{P_k}\, d_{m,k}\, e^{j2\pi(f_c + k\Delta f)(t - mT_S)} \times \mathrm{rect}\left(\frac{t - mT_S}{T}\right), \tag{1}$$

其中，$\mathcal{M}$ 和 $\mathcal{K}$ 分别表示 OFDM 符号数和子载波数，$d_{m,\,k}$ 为归一化调制符号，满足 $\mathbb{E}[|d_{m,k}|^2] = 1$。总发射功率$P_t$ 均匀分配至各子载波，因此每个子载波的功率为 $P_k = P_t/\mathcal{K}$。载波频率和子载波间隔分别记为 f_c 和 Δf。OFDM 符号时长为 $T_S = T + T_{\mathrm{CP}}$，其中 $T = 1/\Delta f$为有效符号时长，T_{CP} 表示循环前缀时长。为支持 ISCC 运行，可用时频资源在感知、数据传输和控制命令传输之间进行划分。令 α_{sen}、α_{comm}和 α_{ctrl} 分别表示对应的时频资源比例，满足 $\sum_i \alpha_i = 1$、$i \in \{\mathrm{sen}, \mathrm{comm}, \mathrm{ctrl}\}$。在 OFDM 框架中，$\alpha_i$ 表示分配的子载波比例。因此，分配给各项功能的有效带宽和发射功率分别为 $B_i = \alpha_i B$、$P_i = \alpha_i P_t$，其中 B 表示系统总带宽。

B. 有限块长下的通信信号模型

在 ISCC 闭环中，GBS 发射的通信信号用于支持通信数据传输和控制命令传输。假设通信链路的最大多普勒频移满足 $\nu_C = v_r/\lambda \ll \Delta f$，则通信链路在第 m 个 OFDM 符号和第 k 个子载波处的频域响应 $\mathbf{H}_{C,\,m,\,k} \in \mathbb{C}^{N_x N_y \times 1}$ 定义为 [21]

$$\mathbf{H}_{C,m,k} = g_{C,m,k}\sqrt{\beta_C}\, \mathbf{a}(\theta, \varphi)\, e^{-jA_k\tau_C} e^{jB_m\nu_C}, \tag{2}$$

其中，$g_{C,m,k} \sim \mathcal{CN}(\mu_C, \sigma_C^2)$为小尺度衰落系数，其中 μ_C 和σ_C^2 分别表示视距（LoS）分量和散射分量。$\tau_C = l/c$ 为通信传播时延，l 为无人机与GBS之间的距离，c为光速。$A_k \triangleq 2\pi k\Delta f$ 和 $B_m \triangleq 2\pi m T_S$ 分别表示频率和时间相位

项。无人机的天线阵列响应向量为$\mathbf{a}(\theta,\varphi) = \mathbf{a}_x \otimes \mathbf{a}_y$，其中水平分量为$\mathbf{a}_x = [1, e^{j2\pi \frac{d_\lambda}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi}, \ldots, e^{j2\pi(N_x-1)\frac{d_\lambda}{\lambda}\sin\theta\cos\varphi}]^\mathsf{T}$，垂直分量为$\mathbf{a}_y = [1, e^{j2\pi \frac{d_\lambda}{\lambda}\sin\theta\sin\varphi}, \ldots, e^{j2\pi(N_y-1)\frac{d_\lambda}{\lambda}\sin\theta\sin\varphi}]^\mathsf{T}$，其中$d_\lambda$表示天线间距，$\lambda$为载波波长。$\nu_C = v_r/\lambda$表示由无人机与GBS之间的相对径向速度$v_r$引起的多普勒频移。大尺度信道增益建模为$\sqrt{\beta_C} = 10^{-(\mathcal{L}+\varepsilon)/20}$，其中同时考虑了路径损耗$\mathcal{L}$和阴影衰落$\varepsilon \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\mathrm{SF}}^2)$。根据3GPP UMa-AV视距模型 [22]，路径损耗（单位：dB）表示为$\mathcal{L}(l) = 28.0 + 22\log_{10}(l) + 20\log_{10}(f_c)$，其中$l$以米为单位，载波频率$f_c$以吉赫兹为单位。

给定发射波束成形向量$\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_x N_y \times 1}$，无人机处的接收信号表示为$y_{m,k} = \mathbf{H}_{C,m,k}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}\sqrt{P_k}d_{m,k} + n_{C,m,k}$，其中$n_{C,m,k} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 B)$为加性高斯白噪声（AWGN）。通信波束成形增益定义为$G(\theta,\varphi) = |\mathbf{a}^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi)\mathbf{w}|^2$。令通信波束成形增益为$G(\theta,\varphi) = |\mathbf{a}^{\mathrm{H}}(\theta,\varphi)\mathbf{w}|^2$，则接收信号功率为$P_r = |g_{C,m,k}|^2 P_k \beta_C G(\theta,\varphi)$。因此，无人机处的接收信噪比（SNR）为[2]

$$\gamma = \frac{|g_{C,m,k}|^2 P_t \beta_C G(\theta,\varphi)}{N_0 B}. \tag{3}$$

考虑有限块长体制下的传输错误，通信数据和控制信令的有效传输速率为 [23]

$$\mathcal{R}_i = \alpha_i B\left[\log_2(1+\gamma) - \sqrt{\frac{V}{L_i}}Q^{-1}(\varepsilon_i)\right], i \in \{\mathrm{comm}, \mathrm{ctrl}\}, \tag{4}$$

其中，L_i表示编码块长，通信数据采用长分组传输，控制信令采用短分组传输。ε_i表示相应链路的块错误率（BLER），而$V = (\log_2 e)^2\left[1 - (1+\gamma)^{-2}\right]$表示信道色散。

C. 感知信号模型与克拉美-罗下界推导

GBS 发射的感知信号经目标无人机反射后，由 GBS 接收以进行目标参数估计。沿用式 (2) 中的类似假设$\nu_S = 2v_r/\lambda \ll \Delta f$，第$m$个 OFDM 符号和第$k$个子载波上的感知链路频域响应$\mathbf{H}_{S,m,k} \in \mathbb{C}^{N_x N_y \times N_x N_y}$可表示为 [21], [24]

$$\mathbf{H}_{S,m,k} = g_{S,m,k}\sqrt{\beta_S}\,\mathbf{a}(\theta,\varphi)\mathbf{a}^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)\,e^{-jA_k\tau_S}e^{jB_m\nu_S}, \tag{5}$$

其中，$g_{S,m,k} \sim \mathcal{CN}(\mu_S, \sigma_S^2)$用于描述感知链路的莱斯小尺度衰落，其中$\mu_S$表示主导的视距反射分量，$\sigma_S^2$表示由散射引起的波动。$\sqrt{\beta_S} = 10^{-\frac{\mathcal{L}_S+\varepsilon}{20}}$表示感知路径增益，同时考虑了感知路径损耗$\mathcal{L}_S$以及阴影分量$\varepsilon \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\mathrm{SF}}^2)$。$\tau_S = 2l/c$为往返传播时延，$\nu_S = 2v_r/\lambda$为往返多普勒频移。感知路径损耗$\mathcal{L}_S$由往返路径损耗和无人机雷达截面积（RCS）决定，可表示为$\mathcal{L}_S = 2\mathcal{L} - 10\log_{10}\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) + 10\log_{10}\sigma_{\mathrm{RCS}}$，其中$\sigma_{\mathrm{RCS}}$表示目标无人机的RCS。经过标准的正交频分复用（OFDM）解调和匹配滤波后，GBS接收到的回波信号$\mathbf{r}_{S,m,k} \in \mathbb{C}^{N_x N_y \times 1}$为

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_{m,k} &= \mathbf{H}_{S,m,k}\mathbf{w}\sqrt{P_k}d_{m,k} + \mathbf{n}_{S,m,k} \\ &= \sqrt{P_k\beta_S}g_{S,m,k}\,\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\,d_{m,k}\,e^{-jA_k\tau_S}e^{jB_m\nu_S} + \mathbf{n}_{S,m,k},\end{aligned} \tag{6}$$

其中，$\mathbf{n}_{S,m,k} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2\mathbf{I})$表示加性白高斯噪声向量，其每个复维度的方差为$\sigma^2$；$k \in \mathcal{K}_{\mathrm{sen}}$中的$\mathcal{K}_{\mathrm{sen}}$表示分配用于感知的子载波集合。感知空间特征向量定义为$\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi) \triangleq \mathbf{a}(\theta,\varphi)\left(\mathbf{a}^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)\mathbf{w}\right)$，该向量通过同时考虑复数发射增益$\mathbf{a}^{\mathrm{T}}(\theta,\varphi)\mathbf{w}$和接收阵列流形$\mathbf{a}(\theta,\varphi)$，刻画了有效的双向空间响应。

基于回波信号中包含的多径信息，可以估计往返时延$\hat{\tau}_S$，由此得到径向距离$\hat{l} = c\hat{\tau}_S/2$。同时，到达角（AoA）估计可得方位角$\hat{\theta}$和仰角$\hat{\varphi}$。利用这些参数，我们可以构造三维（3D）方向向量$\mathbf{u}(\hat{\theta},\hat{\varphi}) = [\cos\hat{\theta}\cos\hat{\varphi}, \cos\hat{\theta}\sin\hat{\varphi}, \sin\hat{\theta}]^\mathsf{T}$，并进一步确定无人机位置$\hat{\mathbf{p}} = \hat{l}\cdot\mathbf{u}(\hat{\theta},\hat{\varphi})$。因此，无人机位置由参数集$\{\tau_S, \theta, \varphi\}$确定，位置相关参数向量定义为$\boldsymbol{\xi}_{\mathbf{p}} = [\tau_S, \theta, \varphi]^\mathsf{T}$。此外，回波信号沿慢时间维度的相位演化包含多普勒信息，因此可以估计多普勒频移$\hat{\nu}_S$，由此得到无人机的径向速度$\hat{v}_r = \lambda\hat{\nu}_S/2$。为联合量化无人机位置和速度的感知精度，我们进一步将信道参数向量定义为$\boldsymbol{\xi} = [\tau_S, \theta, \varphi, \nu_S]^\mathsf{T}$，相应的似然函数为

$$L(r\,|\,\boldsymbol{\xi}) = \prod_{m=0}^{\mathcal{M}-1}\prod_{k\in\mathcal{K}_{\mathrm{sen}}}\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{\left|r_{m,k} - \mu_{m,k}\right|^2}{\sigma^2}\right), \tag{7}$$

其中$\mu_{m,k} = \sqrt{P_k\beta_S}g_{S,m,k}\,\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\,d_{m,k}\,e^{-jA_k\tau_S}e^{jB_m\nu_S}$。

将误差项定义为$e_{m,k} = r_{m,k} - \mu_{m,k}$后，相应的对数似然函数可表示为

$$\ln\Big(L(r\,|\,\boldsymbol{\xi})\Big) = -\mathcal{M}\alpha_{\mathrm{sen}}\mathcal{K}\ln(\pi\sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2}\sum_{m=0}^{\mathcal{M}-1}\sum_{k\in\mathcal{K}_{\mathrm{sen}}}|e_{m,k}|^2, \tag{8}$$

where $|e_{m,k}|^2 = e_{m,k}\,e_{m,k}^* = (r_{m,k} - \mu_{m,k})\left(r_{m,k}^* - \mu_{m,k}^*\right)$.

对于复高斯观测模型，参数向量$\boldsymbol{\xi}$的费 Fisher 信息矩阵（FIM）各元素为 [21]

$$[\mathbf{J}(\boldsymbol{\xi})]_{i,j} = \frac{2}{\sigma^2}\sum_{m=0}^{\mathcal{M}-1}\sum_{k\in\mathcal{K}_{\mathrm{sen}}}\Re\left[\frac{\partial\mu_{m,k}}{\partial\xi_i}\frac{\partial\mu_{m,k}^*}{\partial\xi_j}\right], \tag{9}$$

[2]在均匀子载波功率分配和白噪声假设下，通信数据和控制信令具有相同的接收信噪比，且该信噪比与时频资源比例α_i无关。

$$\mathbf{J_p} = \begin{bmatrix} J_{\tau_S\tau_S} & J_{\tau_S\theta} & J_{\tau_S\varphi} \\ J_{\theta\tau_S} & J_{\theta\theta} & J_{\theta\varphi} \\ J_{\varphi\tau_S} & J_{\varphi\theta} & J_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} = \frac{P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}\|^2\mathcal{M}\,\alpha_{\text{sen}}\,\mathcal{K}}{2\sigma^2} \begin{bmatrix} \frac{16(\pi\Delta f)^2(\alpha_{\text{sen}}\mathcal{K})^2}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \left\|\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\theta}\right\|^2 & \Re\left\{\frac{\partial\boldsymbol{\eta}^{\text{H}}}{\partial\theta}\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\varphi}\right\} \\ 0 & \Re\left\{\frac{\partial\boldsymbol{\eta}^{\text{H}}}{\partial\theta}\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\varphi}\right\} & \left\|\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\varphi}\right\|^2 \end{bmatrix}. \tag{11}$$

$$\boldsymbol{\Upsilon}_{\mathbf{p}} = \frac{\partial\boldsymbol{p}}{\partial\boldsymbol{\xi}_{\mathbf{p}}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial p_x}{\partial\tau_S} & \frac{\partial p_x}{\partial\theta} & \frac{\partial p_x}{\partial\varphi} \\ \frac{\partial p_y}{\partial\tau_S} & \frac{\partial p_y}{\partial\theta} & \frac{\partial p_y}{\partial\varphi} \\ \frac{\partial p_z}{\partial\tau_S} & \frac{\partial p_z}{\partial\theta} & \frac{\partial p_z}{\partial\varphi} \end{bmatrix} = \frac{c}{2}\begin{bmatrix} \cos\varphi\cos\theta & -\tau_S\cos\varphi\sin\theta & -\tau_S\sin\varphi\cos\theta \\ \cos\varphi\sin\theta & \tau_S\cos\varphi\cos\theta & -\tau_S\sin\varphi\sin\theta \\ \sin\varphi & 0 & \tau_S\cos\varphi \end{bmatrix}. \tag{13}$$

其中 $\xi_i,\xi_j \in \{\tau_S,\theta,\varphi,\nu_S\}$。各元素的具体表达式见式 (10a)–(10f)。

$$J_{\tau_S\tau_S} = \frac{8(\pi\Delta f)^2 P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\|^2\,\mathcal{M}\,(\alpha_{\text{sen}}\mathcal{K})^3}{3\,\sigma^2}, \tag{10a}$$

$$J_{\theta\theta} = \frac{P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\|^2\;\mathcal{M}\,\alpha_{\text{sen}}\mathcal{K}}{2\,\sigma^2}\left\|\frac{\partial\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)}{\partial\theta}\right\|^2, \tag{10b}$$

$$J_{\varphi\varphi} = \frac{P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\|^2\,\mathcal{M}\,\alpha_{\text{sen}}\mathcal{K}}{2\,\sigma^2}\left\|\frac{\partial\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)}{\partial\varphi}\right\|^2, \tag{10c}$$

$$J_{\theta\varphi} = J_{\varphi\theta} = \frac{P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\|^2\;\mathcal{M}\,\alpha_{\text{sen}}\mathcal{K}}{2\,\sigma^2}\Re\left\{\frac{\partial\boldsymbol{\eta}^{\text{H}}}{\partial\theta}\frac{\partial\boldsymbol{\eta}}{\partial\varphi}\right\}, \tag{10d}$$

$$J_{\nu_S\nu_S} = \frac{8\,(\pi T_S)^2\,P_k\beta_S\|\boldsymbol{\eta}(\theta,\varphi)\|^2\;\alpha_{\text{sen}}\,\mathcal{K}\,\mathcal{M}^3}{3\sigma^2}, \tag{10e}$$

$$J_{\tau_S\theta} = J_{\tau_S\varphi} = J_{\theta\tau_S} = J_{\varphi\tau_S} = 0. \tag{10f}$$

由于多普勒参数 ν_S 与位置相关参数 $\{\tau_S,\theta,\varphi\}$相互解耦，速度域费舍尔信息矩阵简化为标量 $J_{\nu_S\nu_S}$，而位置域费舍尔信息矩阵 $\mathbf{J_p}\in\mathbb{R}^{3\times3}$ 如式（11）所示。无人机径向速度的克拉美–罗下界为

$$\text{CRLB}_{v_r} = \left(\frac{\lambda}{2}\right)^2 (J_{\nu_S\nu_S})^{-1}, \tag{12}$$

相应的速度误差界（VEB）定义为 VEB $=\sqrt{}$克拉美–罗下界$_{v_r}$。

得到 $\mathbf{J_P}$后，通过式（13）所示的雅可比矩阵 $\boldsymbol{\Upsilon}_{\mathbf{p}}$ 进行非线性变换，将其映射到位置域。位置估计的克拉美–罗下界 CRLB$_{\mathbf{P}}$ 计算如下：

$$\text{CRLB}_{\mathbf{p}} = \left(\boldsymbol{\Upsilon}_{\mathbf{p}}\,\mathbf{J}_{\mathbf{p}}^{-1}\,\boldsymbol{\Upsilon}_{\mathbf{p}}^{\top}\right)_{3\times3}, \tag{14}$$

其中，CRLB$_{\mathbf{P}}$ 为对称正定矩阵，其对角线元素给出了各位置维度上估计方差的下界。在后续的闭环分析中，CRLB$_{\mathbf{P}}$ 与 CRLB$_{v_r}$ 一同用作观测噪声协方差。为概括整体定位精度，我们将位置误差界定义为 PEB $=\sqrt{}$ Tr(CRLB$_{\mathbf{P}}$)。

根据式 (11)，感知资源占比 α_{sen} 决定了分配用于感知的子载波数量，因此会直接影响克拉美–罗下界。图 3 展示了不同信噪比条件下，沿无人机轨迹的平均 VEB 和位置误差界随 α_{sen} 变化的情况。可以看出，VEB 和

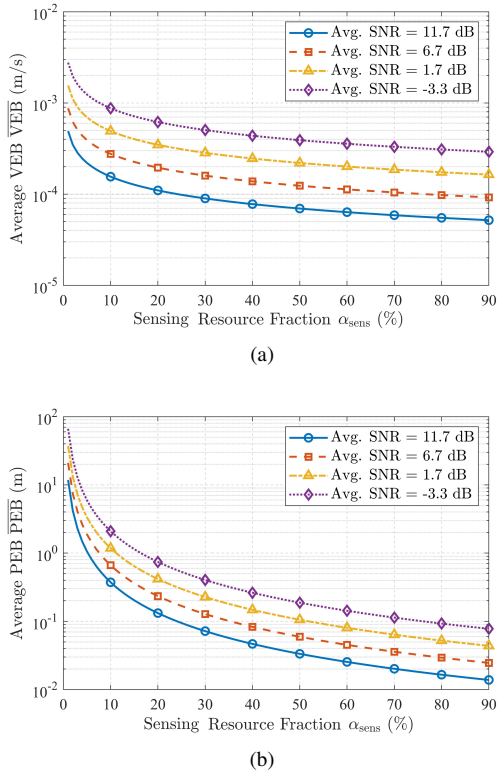


图 3. (a) 不同信噪比下，平均 VEB $\overline{\text{VEB}}$ 随感知资源占比 α_{sen} 的变化；(b) 不同信噪比下，平均位置误差界 PEB 随感知资源占比 α_{sen} 的变化。

位置误差界均随 α_{sen} 的增加而单调下降，但随着 α_{sen} 进一步增加，性能增益逐渐趋于饱和，而且这一趋势在不同信噪比水平下始终一致。结果表明，感知资源分配不足会限制可实现的精度，而过度分配只能带来微乎其微的性能提升。

III. ISCC 闭环设计

本节介绍面向控制的 ISCC闭环系统设计，包括闭环模型、稳定性分析和闭环性能指标。

A. ISCC闭环建模

根据图2所示的系统架构，我们按顺序对 ISCC闭环系统进行建模，涵盖无人机动力学与基于感知与通信一体化的状态观测、状态估计与控制律，以及不可靠控制链路下的闭环演化。

1）无人机动力学与基于感知与通信一体化的观测：为描述无人机飞行动力学，我们采用二阶模型来描述其三维运动。考虑轨迹上的飞行时长 T_{m}被离散为 N 个等长时隙，每个时隙的时长为 $\Delta t = T_{\mathrm{m}}/N$。当 Δt足够小时，每个时隙内的无人机动力学可用线性模型很好地近似。此外，我们忽略感知、信号处理和控制器计算时延，因为这些时延通常为几微秒到几毫秒，与秒级的控制采样间隔相比可以忽略不计。时隙 n 的系统状态定义为$\mathbf{x}_n = [\mathbf{p}_n^{\mathsf{T}}\ \mathbf{v}_n^{\mathsf{T}}]^{\mathsf{T}} \in \mathbb{R}^6$，其中$\mathbf{p}_n \in \mathbb{R}^3$和$\mathbf{v}_n \in \mathbb{R}^3$ 分别表示无人机的三维位置和三维速度。相应的参考状态表示为$\mathbf{x}_{\mathrm{ref},\,n} = [\mathbf{p}_{\mathrm{ref},\,n}^{\mathsf{T}}\ \mathbf{v}_{\mathrm{ref},\,n}^{\mathsf{T}}]^{\mathsf{T}}$。无人机的离散时间状态演化建模为 [10]

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_n + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}_n + \boldsymbol{\omega}_n, \tag{15}$$

其中，$\tilde{\mathbf{u}}_n \in \mathbb{R}^3$ 表示经过有限码长传输后接收到的控制输入，它可能因信道损伤而不同于预期的控制指令$\mathbf{u}_n \in \mathbb{R}^3$。系统噪声建模为 $\boldsymbol{\omega}_n \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Sigma}_\omega)$，其协方差矩阵为$\boldsymbol{\Sigma}_\omega = \mathrm{blkdiag}(\sigma_{\mathbf{p}}^2\mathbf{I}_3,\ \sigma_{\mathbf{v}}^2\mathbf{I}_3)$。状态转移矩阵$\mathbf{A}$和控制输入矩阵$\mathbf{B}$ 为 [26]

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & \Delta t\,\mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0}_3 & \mathbf{I}_3 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\Delta t^2\,\mathbf{I}_3 \\ \Delta t\,\mathbf{I}_3 \end{bmatrix}. \tag{16}$$

其中，$\mathbf{A}$ 和$\mathbf{B}$通过对连续时间二阶运动学模型在采样间隔 Δt上进行离散化得到。在该模型中，控制输入 $\tilde{\mathbf{u}}_n$ 作为等效加速度指令，在一个采样周期内施加。例如，给定 $\mathbf{x}_n = [p_x, p_y, p_z, v, 0, 0]^{\mathsf{T}}$和$\tilde{\mathbf{u}}_n = [a, 0, 0]^{\mathsf{T}}$，更新后的状态变为$\mathbf{x}_{n+1} = [p_x + v\Delta t + \frac{1}{2}a\Delta t^2,\ p_y,\ p_z,\ v + a\Delta t,\ 0,\ 0]^{\mathsf{T}}$，这符合牛顿第二定律。

GBS从ISAC感知回波中获取带噪声的无人机状态观测，其中位置在三维空间中观测，而速度信息仅限于径向分量 $v_{r,\,n}$。观测模型表示为

$$\mathbf{y}_n = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{p}}_n^{\mathsf{T}} & \hat{v}_{r,n} \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} = \mathbf{C}_n\mathbf{x}_n + \boldsymbol{\upsilon}_n, \tag{17}$$

其中，$\hat{\mathbf{p}}_n$ 和 $\hat{v}_{r,n}$ 分别表示三维位置和径向速度的含噪观测。观测矩阵 $\mathbf{C}_n$ 定义为 $\mathbf{C}_n = \mathrm{blkdiag}\left(\mathbf{I}_3,\ \mathbf{g}_n^{\mathsf{T}}\right) \in \mathbb{R}^{4\times 6}$，其中 $\mathbf{g}_n$ 表示用于将三维速度 $\mathbf{v}_n$ 投影到径向方向的单位视距方向向量，即 $v_{r,n} = \mathbf{g}_n^{\mathsf{T}}\mathbf{v}_n$。观测噪声建模为 $\boldsymbol{\upsilon}_n \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \boldsymbol{\Sigma}_{\upsilon,n})$，其中 $\boldsymbol{\Sigma}_{\upsilon,n} = \mathrm{blkdiag}(\mathrm{CRLB}_{\mathbf{p},n},\ \mathrm{CRLB}_{v_r,n})$由位置和径向速度估计的克拉美–罗下界确定。

2) 状态估计与控制律：由于观测 $\mathbf{y}_n$ 中的速度信息仅限于径向分量，因此采用卡尔曼滤波器来估计完整三维状态$\mathbf{x}_n$，其更新规则为 [27]

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \hat{\mathbf{x}}_{n|n-1} + \mathbf{L}_n(\mathbf{y}_n - \mathbf{C}_n\hat{\mathbf{x}}_{n|n-1}), \tag{18}$$

其中，$\hat{\mathbf{x}}^{n|n-1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{n-1} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}_{n-1}$ 表示预测状态，$\mathbf{L}_n \in \mathbb{R}^{6\times 4}$ 为卡尔曼增益矩阵。利用系统动力学，卡尔曼滤波器将仅包含径向速度测量值的时间序列观测进行融合，以推断完整状态 $\hat{\mathbf{x}}_n$，包括三维速度$\mathbf{v}_n$。

基于估计状态 $\hat{\mathbf{x}}_n$，GBS根据线性二次高斯（LQG）控制律 [28]计算控制指令$\mathbf{u}_n$。

$$\mathbf{u}_n = -\mathbf{K}\left(\hat{\mathbf{x}}_n - \mathbf{x}_{\mathrm{ref},n}\right), \tag{19}$$

其中，$\mathrm{K} = \left(\mathrm{R} + \mathrm{B}^{\mathsf{T}}\mathrm{PB}\right)^{-1}\mathrm{B}^{\mathsf{T}}\mathrm{PA} \in \mathbb{R}^{3\times 6}$ 为反馈增益矩阵，用于将当前状态偏差映射为控制输入，在轨迹跟踪精度与控制作用之间进行权衡。这里，$\mathrm{R} \succ 0$ 表示控制加权矩阵，P为通过求解离散代数黎卡提方程得到的最优代价矩阵：$\mathrm{P} = \mathrm{A}^{\mathsf{T}}\mathrm{PA} - \mathrm{A}^{\mathsf{T}}\mathrm{PB}(\mathrm{R} + \mathrm{B}^{\mathsf{T}}\mathrm{PB})^{-1}\mathrm{B}^{\mathsf{T}}\mathrm{PA} + \mathrm{Q}$，其中 $\mathrm{Q} = \mathrm{blkdiag}(\mathrm{Q_P}\mathrm{I}_3, \mathrm{Q_v}\mathrm{I}_3) \succeq 0$ 为状态加权矩阵，$\mathrm{Q_P}$ 和 $\mathrm{Q_v}$ 分别为位置跟踪误差和速度跟踪误差的专用加权因子 [28]。

3）不可靠控制链路下的闭环演化：由于控制信令的时延要求极为严格，控制指令 $\mathbf{u}_n$ 必须在单个时隙内送达。在这种情况下，有限块长传输会产生非零块错误率，从而导致指令随机丢失。因此，控制命令传输被建模为伯努利丢包信道 [16]

$$\tilde{\mathbf{u}}_n = \delta_n\,\mathbf{u}_n, \tag{20}$$

其中 δ_n 表示分组接收指示变量，以概率 $1 - \varepsilon_{\mathrm{ctrl},\,n}$ 取值为 1（成功接收），以概率$\varepsilon_{\mathrm{ctrl},\,n}$ 取值为 0（丢包）。为确定丢包率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl},\,n}$，考虑长度为 S 比特的控制指令，该指令必须在时隙持续时间 Δt内送达，这要求编码速率满足$\mathcal{R}_{\mathrm{ctrl},\,n} \geq S/\Delta t$。将该速率约束代入有限码长容量表达式（4），即可得到时延约束下的丢包概率：

$$\varepsilon_{\mathrm{ctrl},n} \leq Q\left(\sqrt{\frac{L_{\mathrm{ctrl}}}{V_{\mathrm{ctrl}}(\gamma_n)}}\left[\log_2(1+\gamma_n) - \frac{S}{\Delta t\,\alpha_{\mathrm{ctrl}}B}\right]\right). \tag{21}$$

将观测模型（17）、LQG 控制律（19）和伯努利丢包信道（20）代入状态演化（15），可将统一的闭环状态演化（15）表示为

$$\mathbf{x}_{n+1} = (\mathbf{A} - \delta_n\mathbf{B}\mathbf{K})\,\mathbf{x}_n + \delta_n\mathbf{B}\mathbf{K}\,\mathbf{x}_{\mathrm{ref},n} - \delta_n\mathbf{B}\mathbf{K}\,\mathbf{e}_n + \boldsymbol{\omega}_n, \tag{22}$$

其中 $\mathbf{e}_n \triangleq \mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n$ 表示状态估计误差。为便于分析，我们将等效过程噪声定义为 $\tilde{\boldsymbol{\omega}}_n \triangleq \boldsymbol{\omega}_n - \delta_n\mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{e}_n$，其期望协方差为

$$\Sigma_{\tilde{\omega}} = \mathbb{E}\left[\tilde{\boldsymbol{\omega}}_n\tilde{\boldsymbol{\omega}}_n^{\mathsf{T}}\right] = \Sigma_\omega + (1 - \varepsilon_{\mathrm{ctrl}})\,\mathbf{B}\mathbf{K}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{est}}\mathbf{K}^{\mathsf{T}}\mathbf{B}^{\mathsf{T}}, \tag{23}$$

其中 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\varepsilon_{\mathrm{ctrl},\,n}$ 表示平均控制误差。$\mathbf{\Sigma}_{\mathrm{est}} \in \mathbb{R}^{6\times 6}$ 是卡尔曼滤波器的稳态估计误差协方差，由感知噪声协方差 $\mathbf{\Sigma}_v$决定。

注释 1. (22)明确将感知和通信过程中的不确定性纳入系统状态演化，刻画了感知精度、通信可靠性与控制动态之间的参数化耦合。具体而言，感知资源比 α_{sen} 通过克拉美–罗下界决定观测噪声协方差 $\mathbf{\Sigma}_v$ ，该协方差经卡尔曼滤波器传递，影响估计状态 $\hat{}\mathbf{x}_n$，并通过反馈增益 K进入状态更新 $\mathbf{x}_{n+1}$ ，从而将感知精度的影响直接嵌入闭环动态。同时，控制资源比 α_{ctrl} 决定有限码长传输下控制命令的丢包概率，该概率通过伯努利变量 δ_n作用于闭环状态转移矩阵$(A-\delta_n BK)$，使通信可靠性直接影响系统状态的随机演化。

B. 闭环系统稳定性分析

对于控制指令随机传输的闭环系统，我们关注均方稳定性，它为轨迹跟踪性能提供了严格保证。定义状态协方差矩阵为 $\mathbf{\Sigma}_n \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{x}_n\mathbf{x}_n^{\mathsf{T}}]$，其在闭环动态 (22) 下的递推关系为

$$\begin{aligned}\mathbf{\Sigma}_{n+1} = {} & (1-\varepsilon_{\mathrm{ctrl}})(\mathbf{A}-\mathbf{BK})\,\mathbf{\Sigma}_n\,(\mathbf{A}-\mathbf{BK})^{\mathsf{T}} \\ & + \varepsilon_{\mathrm{ctrl}}\,\mathbf{A}\mathbf{\Sigma}_n\mathbf{A}^{\mathsf{T}} + \mathbf{\Sigma}_{\tilde{\omega}}.\end{aligned} \tag{24}$$

为分析稳定性，我们将协方差矩阵向量化为$\mathbf{s}_n \triangleq \mathrm{vec}(\mathbf{\Sigma}_n)$，从而得到

$$\mathbf{s}_{n+1} = \mathbf{M}\,\mathbf{s}_n + \mathrm{vec}(\mathbf{\Sigma}_{\tilde{\omega}}), \tag{25}$$

其中，稳定性矩阵为

$$\mathbf{M} = (1-\varepsilon_{\mathrm{ctrl}})\big[(\mathbf{A}-\mathbf{BK})\otimes(\mathbf{A}-\mathbf{BK})\big] + \varepsilon_{\mathrm{ctrl}}(\mathbf{A}\otimes\mathbf{A}). \tag{26}$$

当且仅当谱半径满足 $\rho(\mathbf{M}) < 1$时，系统才是均方稳定的。在此条件下，协方差收敛至稳态值 $\mathrm{vec}(\mathbf{\Sigma}_\infty) = \big((\mathbf{I} - \mathbf{M})^{-1}\mathrm{vec}(\mathbf{\Sigma}_{\tilde{\omega}})\big)$，确保无人机在存在随机丢包的情况下保持有界的轨迹偏差。

注 2. 根据(26)，*ISCC*闭环系统的均方稳定性取决于系统动力学$\mathbf{A}$、$\mathbf{B}$、控制律$\mathbf{K}$以及控制分组丢失率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$。此外，由(21)可知，提高控制资源比例$\alpha_{\mathrm{ctrl}}$ 会单调降低 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$，进而降低状态协方差演化矩阵的谱半径。因此，存在一个控制资源比例阈值，可保证 *ISCC*闭环的均方稳定性。

C. 闭环性能指标：*LQG*代价

为评估ISCC闭环性能，我们采用无限时域线性二次高斯（LQG）代价 b，该代价同时反映轨迹跟踪误差和控制力度并明确考虑ISAC感知误差 $\mathbf{\Sigma}_{\mathrm{est}}$ 以及有限块长（FBL）导致的控制分组丢失 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$，而不是像LQR公式中那样假设状态信息完美。只有当闭环系统均方稳定时，代价才会收敛，即 $\rho(\mathbf{M}) < 1$ 在（26）中，LQG代价定义为 [29]

$$b = \limsup_{N\to\infty}\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\mathbb{E}\big[\mathbf{x}_n^{\mathsf{T}}\mathbf{Q}\mathbf{x}_n + \tilde{\mathbf{u}}_n^{\mathsf{T}}\mathbf{R}\tilde{\mathbf{u}}_n\big]. \tag{27}$$

其中，$\mathbf{x}_n^{\mathsf{T}}\mathbf{Q}\mathbf{x}_n$ 用于惩罚相对于参考轨迹的二次跟踪误差，而 $\tilde{}\mathbf{u}_n^{\mathsf{T}}\mathbf{R}\tilde{}\mathbf{u}_n$ 则用于衡量控制能耗。 b 的值越小，表示控制性能越好；对于无人机飞行任务，这意味着无人机能够更贴近预定义轨迹飞行。在有限码长传输和随机丢包的条件下，要达到期望的性能水平 b ，通信链路必须满足以下速率-代价约束

$$\big(1-\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}\big)\,\mathcal{R}_{\mathrm{ctrl}} \geq L(b), \tag{28}$$

其中$\mathcal{R}_{\mathrm{ctrl}} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\mathcal{R}_{\mathrm{ctrl},n}$ 表示平均有效传输速率，而 $L(b)$表示速率-代价函数，该函数刻画了将稳态控制代价维持在 b所需的最小平均信息速率，其表达式为 [13]

$$L(b) = \log_2|\det\mathbf{A}| + \frac{6}{2}\log_2\!\left(1 + \frac{6\,N(\tilde{\omega})\,|\det\mathbf{D}|^{1/6}}{b - b_{\min}}\right), \tag{29}$$

其中，6对应系统状态向量$\mathbf{x}_n$的维数。 $N(\tilde{\omega}) = \frac{1}{2\pi e}\exp\big(\frac{2}{6}\,h(\tilde{\omega})\big)$ 表示等效噪声的熵功率。 $b_{\min}$ 表示系统性能下限，即在状态观测完美且无丢包时可达到的最小控制代价。$\mathbf{D}$刻画状态估计误差和控制指令丢失对控制目标的影响，并与$\mathbf{S}$ 通过相关的黎卡提方程 [9]一同计算

$$\mathbf{D} = \big(1-\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}\big)\,\mathbf{SB}\,\big(\mathbf{R} + \mathbf{B}^{\mathsf{T}}\mathbf{SB}\big)^{-1}\,\mathbf{B}^{\mathsf{T}}\mathbf{S}. \tag{30}$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{Q} + \mathbf{A}^{\mathsf{T}}(\mathbf{S}-\mathbf{D})\mathbf{A}. \tag{31}$$

(28)中的速率-代价约束规定了减轻感知和传输过程不确定性所需的信息条件，其中，(29)右侧的 $L(b)$给出了最低信息需求，左侧则表示有限码长传输下的有效信息供给。

IV. 轨迹跟踪误差最小化

本节将构建轨迹跟踪误差最小化问题，分析其非凸性，并提出一种基于SCA的资源分配算法，以高效求解该问题。

A. 问题构建

在 ISCC闭环系统中，感知、通信和控制信令共享一个时频资源池。分配给感知的资源份额决定了状态估计的精度，而用于

控制的资源会影响命令可靠性和闭环稳定性，而分配给通信链路的资源则必须满足基本的数据服务要求。因此，由于带宽与功率之间存在内在耦合，联合资源分配从根本上决定了闭环系统动力学和可实现的轨迹跟踪性能。然而，向任何单一功能分配更多资源都不可避免地会损害其他功能，而控制或感知资源不足甚至可能违反闭环稳定性条件。这促使我们设计一种资源分配方案，明确考虑感知、通信和控制之间的内在耦合。

基于第 III 节建立的 ISCC 闭环模型，我们构建了一个联合感知、通信和控制资源分配问题，旨在最小化任务时域内的时间平均轨迹跟踪误差。设时隙 n 的参考位置 $\left[p_{x,n}^{\mathrm{ref}},\, p_{y,n}^{\mathrm{ref}},\, p_{z,n}^{\mathrm{ref}}\right]^{\mathsf{T}}$ 为 $\mathbf{p}_n^{\mathrm{ref}}$ 时的参考位置为 $\mathbf{p}$，无人机的实际位置为 $\mathbf{p}$。位置跟踪误差定义为 $\mathbf{e}_{\mathbf{p},\,n} = \mathbf{p}_n - \mathbf{p}_n^{\mathrm{ref}}$。在最小均方误差（MMSE）准则下，轨迹误差最小化问题被表述为如下联合资源分配问题：

$$\min_{\alpha_{\mathrm{sen}},\,\alpha_{\mathrm{ctrl}},\,\alpha_{\mathrm{comm}}} \quad \mathbb{E}\left[\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\left\|\mathbf{e}_{\mathbf{p},n}\right\|^2\right] \tag{32a}$$

$$\text{s.t.} \quad \rho(\mathbf{M}) < 1, \tag{32b}$$

$$(1-\varepsilon_{\mathrm{ctrl}})\,\mathcal{R}_{\mathrm{ctrl}} \geq L(b), \tag{32c}$$

$$\mathcal{R}_{\mathrm{comm,n}} \geq \mathcal{R}_{\mathrm{comm}}^{\min}, \tag{32d}$$

$$\alpha_{\mathrm{comm}} + \alpha_{\mathrm{sen}} + \alpha_{\mathrm{ctrl}} = 1, \tag{32e}$$

$$0 < \alpha_i < 1,\ i \in \{\mathrm{sen}, \mathrm{comm}, \mathrm{ctrl}\}. \tag{32f}$$

其中，(32b)确保随机控制数据包丢失条件下闭环动态的均方稳定性，从而构成安全轨迹跟踪的基本可行性条件。(32c)规定了在有限块长（FBL）机制下实现预定线性二次高斯性能所需的最低有效控制链路吞吐量，将控制指令传输的可靠性与整体控制性能联系起来。(32d)确保通信链路在每个时隙均满足数据传输要求。最后，(32e)和(32f)共同定义了感知、通信和控制的总体时频资源预算及可行分配集合。

B. 非凸性分析

联合资源分配问题 (32) 本质上是非凸的，这是因为 ISCC 闭环系统中的感知、通信和控制之间存在强耦合与嵌套耦合。首先，目标函数 (32a) 取决于稳态跟踪误差协方差，该协方差是修正代数黎卡提方程的稳定解，而方程系数共同取决于感知精度和控制链路可靠性。因此，目标函数与资源分配变量之间仅存在隐式关系，通常是非凸的。其次，均方稳定性约束 (32b) 涉及状态协方差演化矩阵的谱半径条件。由于谱半径既非凸也非凹，且取决于控制数据包丢失率，而该丢失率本身是控制资源比例的函数，因此这一约束会导致非凸可行集。最后，速率-代价约束 (32c) 将 FBL 制度下的解码成功概率与可实现传输速率耦合起来，从而形成非凹的乘积结构。这些耦合特性使问题 (32) 高度非凸，并且无法直接应用标准凸优化技术。

C. 基于*SCA*的资源分配算法

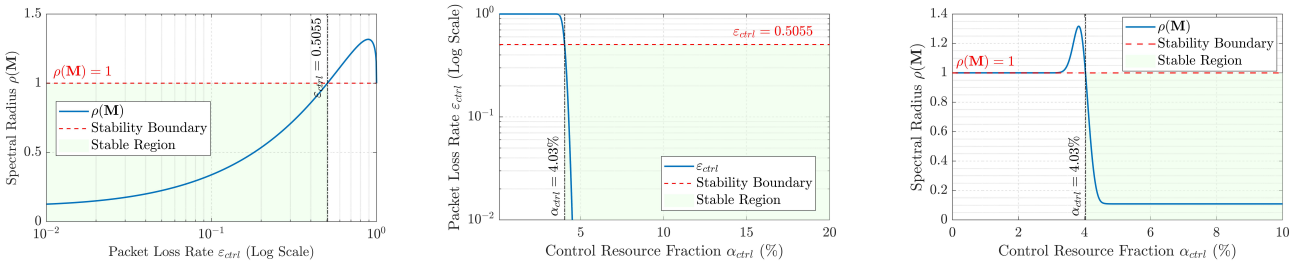
鉴于问题（32）的非凸性以及缺乏闭式解，我们开发了一种基于SCA的算法来计算驻点。利用均方稳定性条件的阈值结构和仿射时频资源预算，原问题可改写为一个低维形式，并简化稳定性约束。经过这种改写后，剩余的非凸部分是光滑的，可通过一阶凸近似 [30] 高效处理。

1) 稳定性可行域表征：在应用SCA之前，必须明确表征均方稳定性约束（32b）所决定的可行域，因为原始谱半径条件 $\rho(\mathbf{M}) < 1$ 是非凸且不可微的，难以直接纳入优化框架。为此，我们数值评估谱半径随控制分组丢失率变化的情况，并确定能够确保稳定性的最大允许数据包丢失率。

图4(a)展示了闭环协方差演化矩阵 $\rho(\mathbf{M})$ 的谱半径与控制分组丢失率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$ 之间的关系。在区域 $\rho(\mathbf{M}) \leq 1$ 内，谱半径随 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$单调递增。当$\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$ 达到 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star} = 0.5055$ 时，系统到达均方稳定性边界（$\rho(\mathbf{M}) = 1$），其中 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$ 定义为稳定所允许的最大控制分组丢失率。这个临界值由无人机动力学（以$\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$表示）以及线性二次高斯反馈增益 $\mathbf{K}$决定。虽然 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$ 随系统参数变化，但控制分组丢失存在稳定性阈值是闭环系统的普遍特征。 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$ 的值相对较高，表明所设计的控制链路具有充足的稳定裕度。

图4(b)展示了根据轨迹平均信噪比计算的控制分组丢失率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$ 随控制资源比例 α_{ctrl} 的变化情况。最大允许控制分组丢失率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$ 对应于 $\alpha_{\mathrm{ctrl}}^{\star} = 4.03\%$，此时 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$ 发生急剧转变。一旦 α_{ctrl} 超过这一临界值，数据包丢失率便迅速降至 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$以下，从而确保均方稳定性。阈值 $\alpha_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$ 定义为确保稳定所需的最小控制资源比例，其取决于系统配置，包括总发射功率、可用带宽和信道条件。

图4(c)进一步展示了 α_{ctrl} 与闭环稳定裕度之间的关系。当 $\alpha_{\mathrm{ctrl}} = \alpha_{\mathrm{ctrl}}^{\star}$、 $\rho(\mathbf{M})$降至1以下时，系统开始达到均方稳定性。随着 α_{ctrl} 增加至约5%以上， $\rho(\mathbf{M})$趋于饱和，约为0.1，这表明进一步分配控制资源对提升稳定性的作用微乎其微。



(a) (b) (c)

图4. 控制回路的稳定性和可靠性特征：(a) 闭环协方差演化矩阵M的谱半径 ρ与控制分组丢失率 $\varepsilon_{\text{ctrl}}$的关系；(b) 控制分组丢失率 $\varepsilon_{\text{ctrl}}$ 随控制资源比例 α_{ctrl}的变化；(c) 闭环协方差演化矩阵M的谱半径 ρ与控制资源比例 α_{ctrl}的关系。

总体而言，图4表明，当控制资源比例超过临界阈值 $\alpha_{\text{ctrl}}^{\star}$时，系统具有均方稳定性；否则系统不稳定。因此，均方稳定性约束 $\rho(\mathbf{M}) < 1$ 可通过 $\alpha_{\text{ctrl}} > \alpha_{\text{ctrl}}^{\star}$等价地施加，从而无需在优化过程中直接处理谱半径。

2）问题重构与基于序列凸近似的求解：在刻画稳定性可行域后，我们对问题（32）进行重构。仿射资源约束（32e）允许消去通信资源占比，得到 $\alpha_{\text{comm}} = 1 - \alpha_{\text{sen}} - \alpha_{\text{ctrl}}$，从而将优化变量缩减为$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{\text{sen}}, \alpha_{\text{ctrl}}]^{\mathsf{T}}$。通信速率约束仍为凸约束，而通过 $\alpha_{\text{ctrl}} > \alpha_{\text{ctrl}}^{\star}$确保闭环稳定性。

经过这一简化后，目标函数中的感知相关跟踪误差为凸函数，唯一的非凸性来自有限码长传输所导致的非线性控制可靠性项。这两个部分均连续可微，因此可采用逐次凸近似。具体而言，目标函数 $J(\boldsymbol{\alpha})$主要由感知引起的位置误差界 $f_{\text{sen}}(\alpha_{\text{sen}}) \triangleq \text{Tr}(\text{克拉美–罗下界}_{\text{P}}(\alpha_{\text{sen}}))$决定；由于克拉美–罗下界与资源比例成反比，该项为凸函数。因此，可直接对其进行最小化而无需线性化，从而保持曲率并提高收敛性。控制可靠性约束（32c）涉及 $g(\alpha_{\text{ctrl}}) \triangleq (1-\varepsilon_{\text{ctrl}}(\alpha_{\text{ctrl}}))\mathcal{R}(\alpha_{\text{ctrl}})$，其在 $\alpha^{(k)}$ 控制处的一阶仿射下界为

$$\tilde{g}(\alpha_{\text{ctrl}}; \alpha_{\text{ctrl}}^{(k)}) = g(\alpha_{\text{ctrl}}^{(k)}) + \nabla g(\alpha_{\text{ctrl}}^{(k)}) \left(\alpha_{\text{ctrl}} - \alpha_{\text{ctrl}}^{(k)}\right). \quad (33)$$

将原约束替换为 $\tilde{g}(\alpha_{\text{ctrl}}; \alpha^{(k)}$ 控制$) \geq L(b)$，并在目标函数中添加近端项以确保收敛，可将第 k 次迭代的凸子问题表述为

$$\begin{aligned}
\min_{\alpha_{\text{sen}}, \alpha_{\text{ctrl}}} \quad & f_{\text{sen}}(\alpha_{\text{sen}}) + \rho ||\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\alpha}^{(k)}||^2 && \text{(34a)}\\
\text{s.t.} \quad & \tilde{g}(\alpha_{\text{ctrl}}; \alpha_{\text{ctrl}}^{(k)}) \geq L(b), && \text{(34b)}\\
& \mathcal{R}_{\text{comm}}(1 - \alpha_{\text{sen}} - \alpha_{\text{ctrl}}) \geq \mathcal{R}_{\text{comm}}^{\min}, && \text{(34c)}\\
& \alpha_{\text{sen}} + \alpha_{\text{ctrl}} < 1, && \text{(34d)}\\
& 0 < \alpha_i < 1, \quad i \in \{\text{sen}, \text{ctrl}\}, && \text{(34e)}\\
& \alpha_{\text{ctrl}} > \alpha_{\text{ctrl}}^{\star}. && \text{(34f)}
\end{aligned}$$

其中，$\rho > 0$ 是用于控制更新步长的惩罚参数，可将新解限制在一阶近似准确的信赖域内。

算法1 ISCC 系统的基于序列凸近似的资源分配

tems

要求： 用于评估 $f_{\text{sen}}(\cdot)$和 $g \cdot$ δ ()所需的系统参数，以及收敛容差： 1 初始化和一个可行点 $\boldsymbol{\alpha}^{(0)} = [\alpha_{\text{sen}}^{(0)}, \alpha^{(0)}$ 控制$]^T$ $k = 0$

2: **重复**

3: 计算 $g(\cdot)$ 在 $\alpha^{(k)}$ 控制 处的值和梯度4: 在 $\alpha^{(k)}$ 控制 处构造 $g(\cdot)$ 的一阶仿射近似5: 求解所得凸子问题，得到 $\boldsymbol{\alpha}^*$ 6: 更新 $\boldsymbol{\alpha}^{(k+1)} \leftarrow \boldsymbol{\alpha}^*$7: $k \leftarrow k + 1$8: **直到** $\|\boldsymbol{\alpha}^{(k)} - \boldsymbol{\alpha}^{(k-1)}\|^2 \leq \delta$**确保：** 驻点解 $\boldsymbol{\alpha}^*$

上述凸子问题通过迭代求解，每次迭代都会更新线性化点，直至收敛。完整流程总结于算法1中。

每次逐次凸近似迭代只需求解一个仅含两个变量（$n = 2$）且具有简单线性约束的小型凸规划，因此每次迭代开销可以忽略不计。因此，算法1的总体复杂度随迭代次数 I_{iter} 线性增长，即 $\mathcal{O}(I_{\text{iter}})$，支持准实时实现。

V. 性能评估

A. 仿真参数设置

为评估所提出的基于 ISCC 的无人机轨迹跟踪方案，我们考虑单 GBS 场景，其中无人机在 GBS 覆盖范围内运行。系统参数汇总于表 I 中。仿真中，GBS 位于原点，其覆盖范围被建模为半径为 1000m 的上半球。假设无人机在整个飞行过程中始终处于该覆盖范围内。参考飞行轨迹通过按照三维齐次泊松点过程随机放置关键航路点生成，同时满足高度和覆盖范围约束，以确保空间随机性并具有代表性。随后，通过对这些航路点进行三次样条插值，构造连续平滑的轨迹。所有数值结果均取自多次

表 I 主要仿真参数

参数	值
载波频率 f_c	2.4 吉赫兹 [31]
系统带宽 B	10 兆赫兹 [31]
GBS 发射功率	42 分贝毫瓦
GBS 天线高度	25 m
BS 天线配置 $N_x \times N_y$	2×4
BS 覆盖半径	1 km
无人机高度范围	（100, 300]米 [31]
无人机天线配置	全向
阴影衰落 σ_{SF}	$4.64e^{-0.0066h}$分贝 [31]
雷达截面积 σ_{RCS}	0.01 m^2 [32]
噪声功率谱密度 N_0	-150 分贝毫瓦/Hz
OFDM 符号数 $\mathcal{M}$	64 [33]
子载波数 $\mathcal{K}$	100
子载波间隔 Δf	100 kHz
符号时长 T_{sym}	12.5 μs
飞行时长 T_{m}	500 s
时间间隔 Δt	0.1 秒
LQG位置误差状态权重$\mathbf{Q_P}$	10^4
LQG速度误差状态权重$\mathbf{Q_v}$	10^2
LQG控制权重矩阵 $\mathbf{R}$	$0.01 \times \mathbf{I}_3$
控制指令大小 S	256 比特
控制块长 L_{ctrl}	50 个符号
数据块长 L_{comm}	8000 个符号
控制信令块错误率 $\varepsilon_{\mathrm{ctrl}}$	10^{-5} [34]
数据通信块错误率 $\varepsilon_{\mathrm{comm}}$	10^{-3} [34]
位置过程噪声方差	0.2 m^2
速度过程噪声方差	0.002 $(\mathrm{m/s})^2$

随机生成的轨迹实现的平均值，以避免依赖于任何特定的飞行路径。

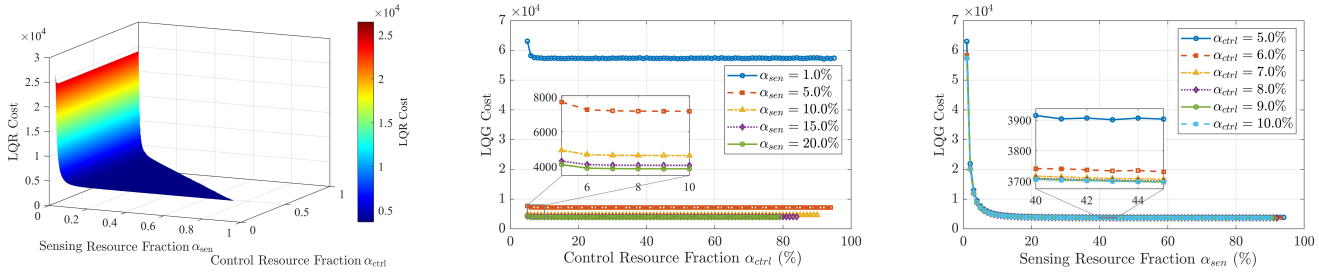
B. 仿真分析

1) 资源分配对 *LQG* 代价的影响：图 5 展示了系统在不同感知和控制时频资源占比 α_{sen} 和 α_{ctrl} 下的长期平均 LQG 代价。为避免不稳定区域发散所导致的性能趋势被掩盖，图中仅展示控制资源比例高于均方稳定阈值的结果。如图 5(a) 所示，LQG 代价随感知资源占比 α_{sen}增加而单调下降。相比之下，LQG 代价对控制资源比例 α_{ctrl} 的变化不太敏感，沿该维度基本保持平坦。为进一步刻画这两类资源的影响，图 5(b) 和图 5(c) 分别给出了固定 α_{sen} 和固定α_{ctrl}时对应的截面结果。可以观察到，适度增加控制资源比例 α_{ctrl} （约 5%–7%）有助于降低 LQG 代价；当感知资源较低时（例如 $\alpha_{\mathrm{sen}} = 1\%$），这种效果更为明显。然而，当$\alpha_{\mathrm{ctrl}}$ 超过约 7% 后，继续增加 α_{ctrl} 并不会显著改善 LQG 代价。相比之下，α_{sen} 对 LQG 代价的影响更为显著。随着 α_{sen}增加，LQG 代价持续下降；当 α_{sen} 超过约 15% 后，下降趋势逐渐趋缓，最终稳定在约 3.7×10^3。总的来说，控制资源必须超过第四节 C1 小节中的临界阈值 $\alpha^{\star}_{\mathrm{ctrl}}$，以确保系统稳定性。超过这一阈值后，控制资源的影响有限，闭环跟踪性能主要由感知资源决定。

2) 资源分配对轨迹跟踪误差的影响：图 6 展示了感知和控制时频资源占比 α_{sen} 和 α_{ctrl} 对轨迹跟踪误差的影响。如图 6(a) 所示，当感知或控制资源比例不足时，轨迹跟踪误差会显著增大；当两者都较低时，误差会达到明显峰值。随着 α_{sen} 和 α_{ctrl}增加，轨迹跟踪误差逐渐减小并最终趋于稳定，形成相对平坦的稳定运行区域。图 6(b) 和图 6(c) 进一步分别给出了固定感知资源比例 α_{sen} 和固定控制资源比例 α_{ctrl}时的截面结果。当 α_{ctrl} 从 5% 增至 6% 时，轨迹跟踪误差迅速减小；但当 α_{ctrl} 超过约 7% 后，性能提升趋于饱和。相比之下，在 α_{ctrl} 足够大的情况下，增加 α_{sen} 可以进一步降低轨迹跟踪误差；但当 α_{sen} 超过约 10% 后，边际收益不再明显，跟踪误差最终稳定在约 0。4 m。总的来说，图 6 表明，一旦确保闭环稳定性，进一步增加控制资源带来的性能提升有限；而在稳定区域内，可实现的跟踪精度主要由感知资源决定。

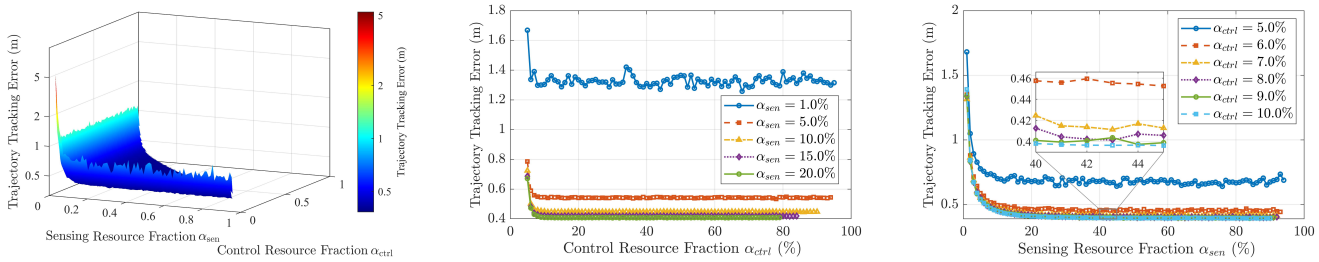
3) 轨迹跟踪误差与感知误差之间的关系：图7展示了不同控制资源占比 α_{ctrl}下，平均轨迹跟踪误差随位置误差界（PEB）变化的情况，其中实线表示线性拟合，拟合斜率记为 k。可以观察到，对于所考虑的所有 α_{ctrl}取值，轨迹跟踪误差与PEB近似呈线性关系，这表明感知误差会通过闭环反馈传递至跟踪性能。随着 α_{ctrl} 增加，拟合斜率 k 逐渐减小，说明随着控制命令传输可靠性的提高，闭环系统对感知不准确性变得不那么敏感。当 α_{ctrl} 达到较高水平（例如9%和10%）时， k 的值几乎相同，这表明进一步提高 α_{ctrl} 对降低感知误差导致的性能退化作用有限。我们观察到，对于所考虑的所有 α_{ctrl}取值，拟合斜率均满足 $k < 1$，这表明在所提出的ISCC框架下，感知误差在闭环动态过程中会被衰减，而非放大。

4）感知、通信与控制性能之间的耦合及其对轨迹跟踪误差的影响：图8展示了通信、感知与控制性能之间的耦合关系及其对轨迹跟踪误差的影响。首先，从感知与控制之间耦合的角度来看，LQG代价随位置误差界线性增加，从而导致更大的轨迹误差。其次，通信维度揭示了资源竞争效应。在中等通信速率范围内，数据点集中于位置误差界较低且LQG代价较低的区域，表明轨迹跟踪误差保持较小。然而，当通信速率超过约35 Mbps时，系统被迫向数据链路分配过多资源，从而挤占感知与控制资源



(a) (b) (c)

图5. 感知与控制资源分配对 ISCC 闭环系统长期平均 LQG 代价的影响。(a) LQG 代价随控制资源比例 α_{ctrl} 和感知资源占比 α_{sen}的变化。(b) 不同感知资源占比 α_{sen}下，LQG 代价随控制资源比例 α_{ctrl} 的变化。(c) 不同控制资源占比 α_{ctrl}下，LQG 代价随感知资源占比 α_{sen} 的变化。



(a) (b) (c)

图6. 感知与控制资源分配对 ISCC 闭环系统中轨迹跟踪误差的影响。(a) 跟踪误差随控制资源比例 α_{ctrl} 和感知资源占比 α_{sen}的变化。(b) 不同感知资源占比 α_{sen}下，跟踪误差随控制资源比例 α_{ctrl} 的变化。(c) 不同控制资源占比 α_{ctrl}下，跟踪误差随感知资源占比 α_{sen} 的变化。

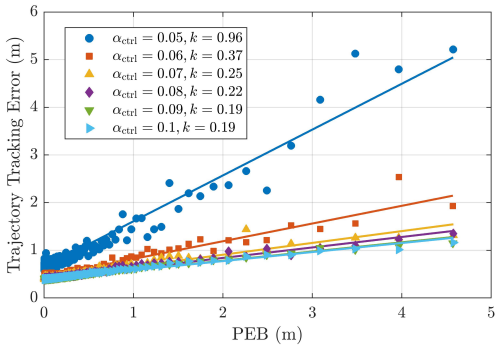


图7. 不同控制资源占比 α_{ctrl}下，平均轨迹跟踪误差随位置误差界的变化。

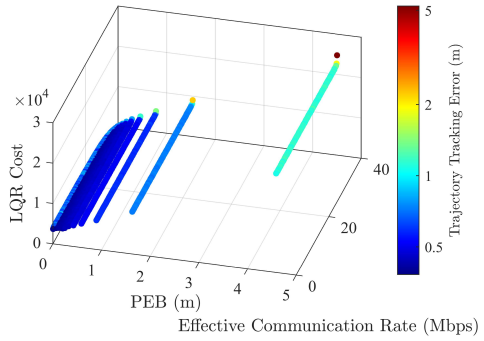


图8. 感知误差、有效通信速率与LQG代价之间的联合关系及其对平均轨迹跟踪误差的影响。

（α_{sen} 和 α_{ctrl}），导致位置误差界、LQG代价和轨迹跟踪误差急剧上升。总之，在资源受限条件下，出现了一条由资源驱动的ISCC 闭环误差传播链：对通信资源的竞争会降低感知精度（位置误差界较高），进而增加控制代价（LQG代价较高），并最终放大轨迹跟踪误差。

5) 不同资源分配策略的性能比较：表 II 对比了所提出的基于逐次凸近似的资源分配策略与基准网格搜索（Grid） [35], 和遗传算法（GA） [36]。式 (32f) 中的联合优化问题涉及感知、通信和控制指标之间的高度非线性耦合，使其具有很强的非凸性，难以求得全局解。为获得性能上界，采用 Grid 方法近似全局最优解。首先，在跟踪误差、位置误差界和 LQG代价方面，逐次凸近似的性能接近 Grid，这表明其一阶泰勒近似能够准确捕捉非凸约束的局部几何特征，并收敛至接近全局最优解的驻点。尽管遗传算法的跟踪误差略低，但差异仅在毫米级。其次，在传输速率方面，逐次凸近似的平均速率为 28.15 Mbps，高于 Grid 和遗传算法。在当前设置下，系统通信链路的理论最大传输速率为 35 Mbps。最后，

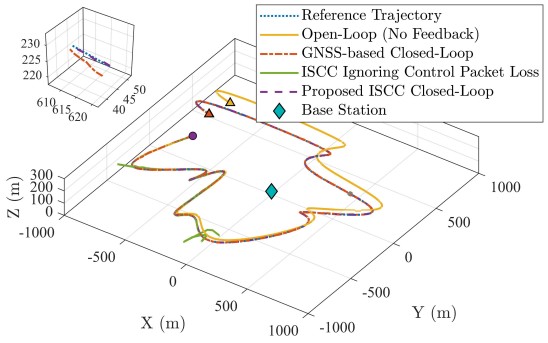
在计算效率方面，逐次凸近似仅需运行 68.6 秒，显著少于其他方法。总体而言，所提出的逐次凸近似方法实现了 0.4122 米的轨迹跟踪误差，与 Grid 基准相比仅相差毫米级，而计算时间约为其 0.68%。

表 II 不同资源分配策略的比较

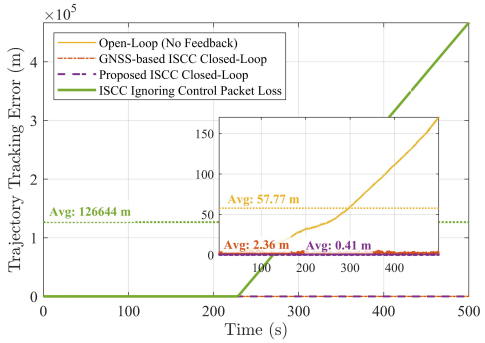
策略	SCA	Grid	GA
性能指标			
跟踪误差（m）	0.4122	0.4077	0.4109
传输速率（Mbps）	28.15	25.33	25.40
位置误差界（m）	0.0635	0.0314	0.0386
LQG代价	3729.46	3690.14	3696.54
计算效率			
时间（秒）	68.60	10154.78	694.84
资源分配			
感知资源占比（%）	20	24	21
控制资源比例（%）	20	13	16
通信资源占比（%）	60	63	63

6）不同方案的轨迹跟踪性能比较：基于第V-B5节获得的最优资源分配，评估所提出的 ISCC 闭环方案的轨迹跟踪性能，并将其与以下基准方案进行比较：i）开环方案：一种纯前馈控制策略，根据参考轨迹执行预定义的加速度指令，不纳入任何状态反馈。ii）基于GNSS的闭环方案：一种依赖GNSS观测值的反馈控制方案，其中观测值受到零均值高斯噪声的干扰，位置和速度测量值的标准差分别设为 3 m 和 0.2 m/s [37]。iii）忽略控制分组丢失的 ISCC方案：一种假设控制指令传输无差错而设计的ISCC方案，其资源分配结果在实际系统中进行评估时会受到有限块长导致的分组丢失影响 [11], [12]。

图 9(a) 展示了不同控制方案下的三维飞行轨迹。由于缺乏反馈，开环方案逐渐偏离参考轨迹。基于GNSS的闭环方案在一定程度上减轻了这种偏离，但沿飞行路径仍存在明显的跟踪误差。忽略控制分组丢失的ISCC方案在经过一段时间后出现严重的轨迹发散。相比之下，所提出的 ISCC 闭环方案在整个任务期间都紧密跟随参考轨迹。图 9(b) 展示了轨迹跟踪误差随时间的变化。开环方案的误差迅速增大，导致平均跟踪误差约为 57.8 米。启用反馈后，基于GNSS的闭环方案将跟踪误差稳定在较低水平，平均误差约为 2.36 米。忽略控制分组丢失的ISCC方案无法维持闭环稳定性，导致轨迹跟踪误差在任务时域内数值发散，平均达到 1.2×10^5 米。相比之下，



(a)



(b)

图 9. 不同控制方案下无人机的轨迹跟踪性能比较：(a) 三维飞行轨迹；(b) 轨迹跟踪误差随时间的变化。

所提出的ISCC 闭环方案始终保持最小的跟踪误差，在整个时域内的平均误差为 0.41 米。

从图 9(a) 和图 9(b) 可以观察到，在存在有限块长引起的传输损伤时，忽略控制分组丢失的 ISCC资源分配设计可能导致闭环不稳定。通过明确考虑控制指令的不可靠性，所提出的 SC^2 闭环方案实现了鲁棒轨迹跟踪，其平均误差降低至 GNSS 方案的 17.37%。

VI. 结论

为解决 LAWN 场景中缺乏对感知误差和无线控制链路不可靠性的精确闭环建模这一问题，本文针对 LAWN 场景下的无人机轨迹跟踪，构建了 ISCC 闭环框架，将 ISAC 感知误差和随机控制分组丢失明确纳入系统动力学。该框架统一刻画了通信速率、感知精度和控制可靠性之间的耦合关系，并揭示了时频资源与功率资源的不同作用：感知资源可抑制观测噪声并决定状态估计精度，而控制资源可确保可靠指令传输并决定均方稳定性。本文推导出保证稳定性的控制资源分配下界，并制定了在通信和稳定性约束下最小化轨迹跟踪误差的时频资源分配策略，采用逐次凸近似求解。仿真结果表明，

一旦确保稳定性，系统性能便主要由感知精度决定，跟踪误差与感知误差近似呈线性关系。所提出的 ISCC 方案实现了 0.41 m 的平均跟踪误差，仅为基于全球导航卫星系统的基准方案的 17.37%，同时避免了有限码长传输下的发散，表明其在 LAWN 场景中具有显著的性能优势。

参考文献

[1]Y. Yang、Y. Chen、J. Wang、G. Sun 和 D. Niyato，“具身智能赋能的低空经济：感知、通信、计算与控制一体化（ISC3）”，*arXiv*预印本 *arXiv:2412.19996*，2024年。[2] J. Wu、Y. Yang、W. Yuan、W. Liu、J. Wang、T. Mao、L. Zhou、Y. Cui、F. Liu、G. Sun，等，“低空无线网络：综述”，*arXiv*电子预印本，第arXiv–2509页，2025年。[3] B. Ai、Y. Lu、Y. Fang、D. Niyato、R. He、W. Chen、J. Zhang、G. Ma、Y. Niu 和 Z. Zhong，“6G赋能的智能铁路”，*arXiv*预印本 *arXiv:2505.12946*，2025年。[4] Q. Yang 和 S.-J. Yoo，“最优无人机路径规划：利用多目标仿生算法采集物联网传感器网络中的感知数据”，*IEEE Access*，第6卷，第13671–13684页，2018年。[5] K. Wang、G. Ma、Y. Ma、B. Feng 和 B. Ai，“基于最大特征值与特征值几何平均值之差的频谱感知”，*IEEE Transactions on Vehicular Technology*，第73卷，第9期，第13340–13351页，2024年。[6] Y. Zeng 和 R. Zhang，“通过轨迹优化实现节能无人机通信”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第16卷，第6期，第3747–3760页，2017年。[7] Q. Wu、Y. Zeng 和 R. Zhang，“多无人机无线网络的轨迹与通信联合设计”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第17卷，第3期，第2109–2121页，2018年。[8] X. Fang、C. Lei、W. Feng、Y. Chen、M. Xiao、N. Ge 和 C.-X. Wang，“面向6G数字孪生赋能的无人机器人系统的感知-通信-计算-控制闭环优化”，*IEEE Journal on Selected Areas in Communications*，2025年。[9] S. Han、L. Jin、X. Xu、X. Tao 和 P. Zhang，“R3C：面向工业物联网RIS辅助无线控制系统的可靠性与控制代价协同感知”，*IEEE Internet of Things Journal*，第11卷，13707，2023年8月，第13692页。[10]B. Chang、W. Tang、X. Yan、X. Tong 和 Z. Chen，“蜂窝网连接无人机网络中毫米波/太赫兹通信的感知、通信与控制一体化调度”，*IEEEJournal on Selected Areas in Communications*，第40卷，2113，2022年7月，第2103页。[11] C. Lei、W. Feng、J. Wang、S. Jin 和 N. Ge，“面向控制的卫星-无人机一体化网络功率分配”，*IEEE Wireless Communications Letters*，第12卷，第5期，第883–887页，2023年。[12] C. Lei、W. Feng、P. Wei、Y. Chen、N. Ge 和 S. Mao，“边缘信息枢纽：为6G闭环控制统筹卫星、无人机、移动边缘计算、感知与通信”，*IEEE Journal on Selected Areas in Communications*，2024年。[13] H. Jin、J. Wu、W. Yuan、F. Liu 和 Y. Cui，“低空无线网络的感知、通信与控制协同设计”，*arXiv*预印本 *arXiv:2506.20970*，2025年。[14] H. Jin、J. Wu、W. Yuan、R. Ruan、J. Wang、D. Niyato、D. I. Kim 和 A. Jamalipour，“LAWN上的预测控制：轨迹联合设计与资源分配”，*arXiv*预印本 *arXiv:2507.02374*，2025年。[15] Z. Meng、D. Ma、S. Wang、Z. Wei 和 Z. Feng，“通信、感知与控制耦合闭环工业系统的建模与设计”，载于*GLOBECOM 2023-2023 IEEE*全球通信大会，第2626–2631页，IEEE，2023年。[16] Z. Meng、D. Ma、Z. Wei、Y. Zhou 和 Z. Feng，“通信、感知与控制一体化闭环系统：建模、控制设计与资源分配”，《中国科学：信息科学》，第69卷，第3期，第132301页，2026年。[18] P. Park、S. C. Ergen、C. Fischione、C. Lu 和 K. H. Johansson，“控制系统无线网络设计：综述”，*IEEE Communications Surveys & Tutorials*，第20卷，第2期，第978–1013页，2017年。

[17] Y. Zhou、Z. Feng、Z. Song、Z. Wei、D. Ma、Z. Meng、Y. Cui、Y. Pang 和 P. Zhang，“感知、通信与控制一体化驱动的多自动导引车闭环控制”，*IEEE Transactions on Vehicular Technology*，2025年。[19] J. Baillieul 和 P. J. Antsaklis，“网络化实时系统中的控制与通信挑战”，*IEEE*会刊，第95卷，第1期，第9–28页，2007年。[20] J. Li、Y. Ma、B. Ai、Q. Cheng、G. Ma、M. Yang、Y. Lu、W. Yue 和 Z. Zhong，“低空无线网络（LAWN）的感知增强切换准则”，*IEEE Transactions on Vehicular Technology*，2025年。doi：10.1109/TVT.2025.3620011。[21] Y. Ma等，“用于6G及未来的正交频分复用（DD-a-OFDM）时延-多普勒域信号处理”，arXiv预印本 arXiv:2508.04253，2025年。[22] 3第三代合作伙伴计划（3GPP），“技术报告TR 36.777：增强对航空器的长期演进支持”，技术报告TR 36.777，3GPP，2018年12月。第15版。[23] Y. Polyanskiy、H. V. Poor 和 S. Verdú，“有限块长区间内的信道编码速率”，*IEEE*《信息论汇刊》，第56卷，第5期，第2307–2359页，2010年。[24] Y. Ma、B. Ai、G. Ma、A. Shafie、Q. Cheng、M. Yang、J. Li、X. Pang、J. Yuan 和 Z. Zhong，“受信道扩展函数启发的高速移动正交频分复用系统信道传递函数估计”，*IEEE Wireless Communications Letters*，2025年。[25] Z. Zhang、R. He、B. Ai、M. Yang、Y. Niu、Z. Zhong、Y. Li、X. Zhang 和 J. Li，“通感一体化信道的基于簇的统计信道模型”，*IEEE Transactions onWireless Communications*，第23卷，第9期，第11597–11611页，2024年。[26] K. J. Åström 和 R. Murray，反馈系统：科学家与工程师导论。普林斯顿大学出版社，2021年。[27] S. Haykin，卡尔曼滤波与神经网络。John Wiley & Sons，2004年。[28] D. Bertsekas，动态规划与最优控制：第一卷，第4卷。Athena Scientific，2012年。[29] V. Kostina 和 B. Hassibi，“控制中的速率-代价权衡”，*IEEE*《自动控制汇刊》，第64卷，4540，2019年11月，第4525页。[30] G. Scutari、F. Facchinei 和 L. Lampariello，“约束非凸优化的并行与分布式方法——第一部分：理论”，*IEEE*《信号处理汇刊》，第65卷，第8期，第1929–1944页，2016年。[31] 3第三代合作伙伴计划（3GPP），“新空口；无线资源控制（RRC）；协议规范（第16版 331，3 38 2020）”，技术报告TS。GPP，。[32] Z. Zhang、R. He、B. Ai、M. Yang、X. Zhang、Z. Qi 和 Y. Yuan，“28吉赫动态车载通感一体化场景的信道测量与建模”，*IEEE*《通信汇刊》，2025年。[33] L. Gaudio、M. Kobayashi、B. Bissinger 和 G. Caire，“利用正交频分复用和正交时频空间调制进行雷达与通信联合的性能分析”，载于*2019 IEEE*国际通信会议研讨会（*ICC Workshops*），第1–6页，IEEE，2019年。[34] G. J. Sutton、J. Zeng、R. P. Liu、W. Ni、D. N. Nguyen、B. A. Jayawickrama、X. Huang、M. Abolhasan、Z. Zhang、E. Dutkiewicz，等，“超可靠低时延通信的赋能技术：从物理层与媒体访问控制层角度看”，*IEEE Communications Surveys &Tutorials*，第21卷，2524，2019年3月，第2488页。[35] M. Y. Shams、A. M. Elshewey、E.-S. M. El-Kenawy、A. Ibrahim、F. M. Talaat 和 Z. Tarek，“基于网格搜索法和机器学习模型的水质预测”，《多媒体工具与应用》，第83卷，第12期，第35307–35334页，2024年。[36] B. Alhijawi 和 A. Awajan，“遗传算法：理论、遗传算子、求解方法与应用”，《进化智能》，第17卷，第3期，第1245–1256页，2024年。[37] R. W. Beard 和 T. W. McLain，小型无人机：理论与实践。美国新泽西州普林斯顿：普林斯顿大学出版社，2012年。