有限码长区间下通感一体化多址接入的基本权衡

Zhentian Zhang、Christos Masouros、Kai-Kit Wong、Jian Dang、Zaichen Zhang ,
Kaitao Meng、Farshad Rostami Ghadi、Mohammad Javad Ahmadi

arXiv:2601.05165v1 [cs.IT] 8 Jan 2026

摘要——本文研究有限码长（FBL）约束下，上行双功能通感一体化多址接入的基本通信-感知权衡。不同于传统的渐近分析，本文明确考虑短数据包和低时延传输所带来的有限码长约束。通过考察无偏的信道状态感知估计器，我们建立了感知误差的几何分解，指出感知误差由信噪比和信息码本的相关结构共同决定。这一发现揭示了码本几何结构中活跃用户之间的互相关如何从根本上限制双功能通感一体化的性能。因此，我们推导出有限码长区间下刻画通信码率与感知精度之间权衡的可达性界与逆界，其中逆向界还受到香农容量的约束。此外，将信道状态感知视为高层感知目标后，我们推导出一个通用的 Cram´er–Rao 界，用以关联信道估计精度与实际感知参数。本文还基于 3GPP标准给出了参数感知的示例。数值结果验证了理论分析，并展示了块长、天线维度和感知需求的影响。

索引词——双功能通感一体化、多址接入、有限码长、权衡。

一、引言

通感一体化（ISAC） [1] 通过融合雷达与通信高级信号处理 [2]。通感一体化多址接入（MA）是这一融合的核心，它负责管理不同功能之间的相互干扰[3]。多址接入方案通常分为正交（OMA）和非正交多址接入（NOMA）两类。OMA 通过明确的资源分离来减轻干扰 [4], ，但其频谱效率和可扩展性不及 NOMA [5]。值得注意的是，现有文献[6] 主要假设采用渐近资源分配，而忽略了实际的有限码长（FBL）约束 [7]。由于有限码长编码无法实现无差错通信，并且会在低时延场景中固有地降低感知精度，因此，分析渐近与有限码长机制之间的性能差距，对于切合实际的通感一体化系统设计至关重要 [8]。

受实际有限码长（FBL）约束的推动，近期研究开始刻画 FBL 区域内的基本感知与通信权衡。诸如 [9]–[11] 的研究推导了点对点和单输入单输出（SISO）系统的二阶界，揭示了感知需求如何约束信息码本结构。然而，这些研究大多局限于单用户或简单的正交设置。因此，对通感一体化多址（MA）技术的分析，尤其是在严格 FBL 约束下如何管理多用户干扰，仍是一项亟待探索的关键开放挑战。

本研究旨在刻画有限码长（FBL）约束下通感一体化（ISAC）多址接入的基本权衡。主要贡献总结如下：

- 我们首先揭示了信道状态感知与通信之间的几何关系，这种关系蕴含于无偏估计量的结构之中。我们的分析表明，在有限码长（FBL）条件下的通感一体化多址接入中，用户码字之间的相关性对双功能性能起着关键作用。这种关于信息码本的几何视角，有助于系统地刻画通信-感知权衡。

- 随后，我们建立了可达性界与逆界，用以刻画有限码长（FBL）条件下双功能通感一体化多址接入中码率与感知误差之间的权衡。这些界揭示了感知需求如何对随机编码码本施加额外约束，从而从根本上塑造通信速率与感知精度之间的相互作用。

- 最后，为了验证将信道估计视为高层感知目标的有效性，我们针对通用感知参数推导了普适的克拉美´–罗界（CRB）

Z.-T. Zhang 任职于中国南京 210096 东南大学国家移动通信重点实验室。（电子邮箱：zhen-tianzhangzzt@gmail.com）。

J. Dang 任职于中国南京 211189 东南大学国家移动通信重点实验室、移动信息通信与安全前沿科学中心，同时任职于中国南京 210044 南京信息工程大学复杂环境智能支撑技术重点实验室（教育部），并任职于中国南京 211111 紫金山实验室（电子邮箱：dangjian@seu.edu.cn）。

Z.-C.Zhang 就职于中国南京 210096 东南大学国家移动通信研究实验室、移动信息通信与安全前沿科学中心，同时也就职于中国南京 211111 紫金山实验室（电子邮箱：zczhang@seu.edu.cn）。

C. Masouros、K.-K. Wong 和 F. Rostami Ghadi 就职于英国伦敦大学学院电气与电子工程系，地址为托灵顿广场 WC1E 7JE；K.-K. Wong 还就职于韩国延世大学延世前沿实验室，邮编 03722（电子邮箱：{c.masouros, kai-kit.wong, f.rostamighadi} @ucl.ac.uk）。

K. Meng 就职于英国曼彻斯特大学电气与电子工程系，地址为英国曼彻斯特（电子邮箱：kaitao.meng@manchester.ac.uk）。

M. J. Ahmadi 任职于德累斯顿工业大学信息论与机器学习教席，地址为德国德累斯顿 01062（电子邮箱：mohammad javad.ahmadi@tu-dresden.de）。

。基于3GPP标准，我们进一步考察了实际感知参数，包括到达角（AoA）、距离和速度，并将其作为所推导下界的示例。

本文其余部分安排如下。第II 节介绍双功能一体化感知与通信系统模型，并给出基本的通信—感知权衡界。第III 节推导适用于实际感知参数估计的通用克拉美-罗界，并详细说明到达角、距离和速度等参数对应的雅可比推导。第IV节给出数值结果，第V节作总结。

符号说明：大写字母表示矩阵（例如 A），其中 $A_{i,:}$ 和 $A_{:,j}$ 分别表示第 i 行和第 j 列。小写字母表示实数或复数标量，而 $\mathbb{R}$ 和 $\mathbb{C}$ 表示实数域和复数域。花体字母表示集合或函数（例如 $\mathcal{A}$）。常用运算符包括期望 $\mathbb{E}[\cdot]$、ℓ_2 范数 $\|\cdot\|_2$、转置 $(\cdot)^T$ 和厄米共轭转置 $(\cdot)^H$。符号 0 表示全零矩阵，$\mathrm{diag}(X)$ 表示以 X 为元素的对角矩阵，$\mathfrak{Re}\{\cdot\}$ 表示复数标量的实部。

II. 基本权衡分析：可达性与逆定理

A. 系统配置

我们考虑一个上行传输场景，其中配备了 m 根天线的双功能接收端服务于 k 个活跃的单天线用户。每个用户通过 n 次信道使用（例如时隙或频率资源块）传输 b 个信息比特。不失一般性，我们假设存在一种发射机设计（包括编码、波形和传输结构），可将 b 个比特映射到一个公共码本 $A \in \mathbb{C}^{2^b \times n}$，其码本项独立分布为 $\mathcal{CN}(0, \bar{p})$，其中 $\bar{p}$ 表示每次信道使用的平均发射功率。在 2^b 个码字中，只有 k 行处于激活状态，构成发射信号矩阵 $X \in \mathbb{C}^{k\times n}$。令 $H \in \mathbb{C}^{m\times k}$ 表示与活跃用户对应的信道矩阵，其元素的方差为 σ_H^2。忽略异步损伤后，接收端接收到的信号为

$$Y = HX + N, \tag{1}$$

其中，H 被视为一个包含感知相关参数（例如距离、角度和速度）的确定性矩阵，并在从 Y 中解码出 X 后进行估计。噪声矩阵 $N \in \mathbb{C}^{m\times n}$ 建模为加性白高斯噪声（AWGN），其各元素相互独立，服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ 分布。实际中，不同用户经历不同的衰落条件，因此接收功率各不相同。然而，由于本文着重于在双功能系统中支持大量用户，我们采用各用户功率约束相同的准静态多址模型。比特能量指标定义为 $\frac{E_b}{N_0} = \frac{n\bar{p}}{b\sigma_n^2}$，其中 $\bar{p}$ 为每次信道使用的发射功率。

B. 感知与通信桥接

在此，我们推导通信速率 $r = \frac{b}{n}$ 与感知精度（即归一化均方误差（NMSE））之间的基本权衡。具体而言，我们将估计性能映射到高维欧氏空间中传输码字的几何特性。该映射揭示了码本规模在 b 控制下不断增大，必然会导致感知矩阵的条件数恶化，从而确立其理论极限，即可达性界和反向权衡界。

无偏最小二乘（LS）估计器的估计误差等于 $\Delta_{LS} = \widehat{H} - H = NX^H(XX^H)^{-1}$。因此，归一化均方误差（NMSE）可等价地计算为：

$$\mathrm{NMSE} = \mathbb{E}\left[\frac{\|\Delta_{LS}\|_F^2}{\|H\|_F^2}\right] = \frac{1}{mk\sigma_H^2}\mathbb{E}\left[\mathrm{tr}\left(\Delta_{LS}\Delta_{LS}^H\right)\right]. \tag{2}$$

代入 $\Delta_{LS} = NX^HG^{-1}$，其中 $G = XX^H$ 是格拉姆矩阵，并利用恒等式 $\mathrm{tr}(AB) = \mathrm{tr}(BA)$ 以及 $\mathbb{E}[N^HN] = m\sigma_n^2 I_n$ 的加性白高斯噪声独立性：

$$\mathrm{NMSE} = \underbrace{\left(\frac{\sigma_n^2}{n\bar{p}\sigma_H^2}\right)}_{e_{\min}} \cdot \underbrace{\left(\frac{n\bar{p}}{k}\mathrm{tr}(G^{-1})\right)}_{G_\eta}. \tag{3}$$

从（3）中可以观察到一些重要因素：

- 项 $e_{\min}$ 仅取决于单天线处的信噪比（SNR）和块长 n。它表示只有在信号矩阵 X 完全正交，即 $G = n\bar{p}I$ 时，才能达到的最低感知误差。
- 项 G_η 表示活跃用户的码字非正交所造成的惩罚。从几何上看，如果 $\mathbb{C}^n$ 张成空间中的 k 个码字之间的夹角很小，即高度相关，那么格拉姆矩阵 G 就会变得病态。因此，其特征值 ℓ_i 会减小，而 $\mathrm{tr}(G^{-1}) = \sum \ell_i^{-1}$ 则会急剧增大。

因此，感知性能完全由信息码本中码字的几何结构决定。在详细阐述所提出的权衡界之前，基于[12, 定理 4], ，可以切实地计算并近似最大码字相关性：

$$\rho_{\max} = \sqrt{\frac{\ln t}{n}} + \gamma\frac{1}{2\sqrt{n\ln t}},\ t = \frac{2^b\left(2^b-1\right)}{2}, \tag{4a}$$

$$\approx \underbrace{\sqrt{\frac{2b\ln 2}{n}}}_{\mathcal{F}(b)}, \text{if } 2^b \gg 1, \tag{4b}$$

它定义了一个单调双射函数 $\rho_{\max} = \mathcal{F}(b)$，其定义域为4b中的。在接下来的分析中，我们对该函数求逆，以确定给定相关性约束下可支持的最大比特数 b 。

C. 权衡可达性界的推导

可达性界旨在确定最大通信码率 $\frac{b}{n}$，该码率在满足感知要求 归一化均方误差 $\leq e_{th}$ 的同时能够得到支持，其中 e_{th}为感知误差阈值，即如果 归一化均方误差 $\leq e_{th}$，则至少能够达到的码率为 $\frac{b}{n}$。这需要对（3）中的几何因子 G_η 进行最坏情况分析。

我们分析给定最大相关性 $\rho_{\max}$下的最坏情况几何配置，此时随着格拉姆矩阵 G 趋于奇异，感知误差达到峰值。为对此进行量化，我们应用格尔什戈林圆盘定理 [13,第 6], 章，该定理根据矩阵元素对特征值进行界定。具体而言，该定理表明，最小特征值 $\ell_{\min}$ 的下界由对角元素（例如，在我们的情况下为信号能量） $n\bar{p}$ 减去非对角元素绝对值之和（例如，在我们的情况下为绝对互相关值）给出。通过施加所有两两相关性均达到 $\rho_{\max}$的最坏情况假设，我们得到：

$$\ell_{\min} \geq n\bar{p}\left(1-\sum_{j\neq i}|\rho_{ij}|\right) \geq n\bar{p}\big(1-(k-1)\rho_{\max}\big). \quad (5)$$

此外，将（5）中的最坏情况特征值代入 NMSE 表达式（3），用 $_{\min}$替换迹求和项，可得：

$$\begin{aligned}\mathrm{NMSE}_{\max} &\leq e_{\min}\frac{n\bar{p}}{k}\frac{k}{n\bar{p}(1-(k-1)\rho_{\max})}\\ &= \frac{e_{\min}}{1-(k-1)\rho_{\max}}.\end{aligned} \quad (6)$$

令 $\mathrm{NMSE}_{\max} \leq e_{th}$，则允许相关性 $\widehat{\rho}_{\mathrm{achi}}$ 为：

$$\begin{aligned}&\frac{e_{\min}}{1-(k-1)\rho_{\max}} \leq e_{th}\\ \Longrightarrow\ &\rho_{\max} \leq \underbrace{\frac{1}{k-1}\left(1-\frac{e_{\min}}{e_{th}}\right)}_{\text{permissible correlation } \widehat{\rho}_{\mathrm{achi}}}.\end{aligned} \quad (7)$$

利用（4）中比特数 b与允许相关性之间的关系，即 $b=\mathcal{F}^{-1}(\widehat{\rho}_{\mathrm{achi}})$，可得可达边界为 $\mathcal{B}_{\mathrm{achi}}\left(e_{th}, \frac{\mathcal{F}^{-1}(\widehat{\rho}_{\mathrm{achi}})}{n}\right)$，其中 $\mathcal{B}_{\mathrm{achi}}$ 表示一个输入为 e_{th} 、输出为 $\frac{\mathcal{F}^{-1}(\widehat{\rho}_{\mathrm{achi}})}{n}$ 的函数。该曲线下方的任意区域均可确保，即便用户处于最不利的几何排列，感知精度也能得到维持。

D. 权衡反向界的推导

逆向界揭示了大小为 2^b 的随机码本的感知性能基本极限，这一结果利用了随机编码集合的统计特性。它给出了 b 的上界，采用带感知约束的标准随机编码构造时无法超越该上界。与最坏情况不同，高维空间中的典型随机码字向量并不会对齐而产生最坏情况干扰。相反，格拉姆矩阵 $G=n\bar{p}(I+\Delta)$ 的非对角元素表现为非相干噪声，其中 Δ 表示对角线元素为零的归一化非对角相关矩阵。我们利用诺伊曼级数展开，即 $(I-T)^{-1}=\sum_{k=0}^{\infty}T^k$，来求 $(I+\Delta)^{-1}\approx I-\Delta+\Delta^2$ 的矩阵逆。逆矩阵的迹可简化如下：

$$\begin{aligned}\mathrm{tr}(G^{-1}) &= \frac{1}{n\bar{p}}\mathrm{tr}\left((I_k+\Delta)^{-1}\right)\\ &\approx \frac{1}{n\bar{p}}\left(\underbrace{\mathrm{tr}(I_k)}_{\text{Dimension } k} - \underbrace{\mathrm{tr}(\Delta)}_{\text{Zero}} + \underbrace{\mathrm{tr}(\Delta^2)}_{\text{Correlation Energy}}\right),\end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\mathrm{tr}(\Delta)=0$，因为根据定义，Δ 的对角元素为零，而自相关已包含在 I_k 中。此外，由于 G 是厄米矩阵，Δ 也是厄米矩阵，即$\Delta_{i,\,j}=\Delta_{j,\,i}^{*}$。因此，平方矩阵的迹可与弗罗贝尼乌斯范数联系起来：

$$\begin{aligned}\mathrm{tr}(\Delta^2) &= \sum_{i=1}^{k}(\Delta^2)_{i,i} = \sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{k}\Delta_{i,j}\Delta_{j,i}\\ &= \sum_{i,j}|\Delta_{ij}|^2 = \|\Delta\|_F^2.\end{aligned} \quad (9)$$

因此，可以得到一个取决于总相关能量的近似式：

$$\mathrm{tr}(G^{-1}) \approx \frac{1}{n\bar{p}}\left(k+\|\Delta\|_F^2\right), \quad (10)$$

其中，项 $\|\Delta\|_F^2$ 表示交叉相关的总能量。

对于最大相关性为 $\rho_{\max}$ 的码本，非对角元素平方和紧密集中在 $k(k-1)\rho_{\max}^2$ 附近。将其代回几何因子 G_η：

$$G_\eta \approx 1+\frac{1}{k}\|\Delta\|_F^2 \leq 1+(k-1)\rho_{\max}^2. \quad (11)$$

值得注意的是，在（5）中，可达性界最坏情况下的惩罚项随 $\rho_{\max}$ 线性增长，而在（11）中，逆向界典型情况下的惩罚项随 $\rho_{\max}$二次增长。显然，由于相关常数小于 1，这些结果预示着逆向界具有优势。

将（11）代入（3）中的归一化均方误差表达式，并将感知下界设为 e_{th}：

$$\begin{aligned}&\mathrm{NMSE}_{\mathrm{converse}} \leq e_{\min}\big(1+(k-1)\rho_{\max}^2\big) \leq e_{th},\\ \Longrightarrow\ &\rho_{\max} \leq \underbrace{\sqrt{\frac{1}{k-1}\left(\frac{e_{th}}{e_{\min}}-1\right)}}_{\widehat{\rho}_{\mathrm{conv}}},\end{aligned} \quad (12)$$

其中，$e_{\min}$ 是（3）中的一个常数。最后，将（12）中的 $\rho_{\max}$ 转换为比特 b，即可得到由 $\mathcal{B}_{\mathrm{conv}}\left(e_{th}, \frac{\mathcal{F}^{-1}(\widehat{\rho}_{\mathrm{conv}})}{n}\right)$ 给出的逆向界。值 $\mathcal{F}^{-1}(\widehat{\rho}_{\mathrm{conv}})$ 定义了码率的理论上界。因此，经过适当优化后，任何低于此上限的码率都能使系统满足感知误差阈值 e_{th}。

此外，在没有感知约束的丰富散射环境中，上行多天线系统能够达到其基本容量极限。为了对性能进行上界分析，我们采用香农容量作为逆向界的上限。具体而言，我们考虑瑞利衰落信道模型，其中 $H\in\mathbb{C}^{m\times k}$ 的各项为独立同分布，均值为零，方差为 σ_H^2。假设每个用户的发射功率为

单独的功率预算，记为每用户信噪比 信噪比。遍历和容量 [14, 第 8] 满足以下界限：

$$\frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{n} \leq \mathbb{E}\left[\log_2 \det\left(I_m + \text{SNR} HH^H\right)\right], \tag{13}$$

其中 b_{tot} 表示所有 k 用户的信息比特总数。因此，逆向界对应的最大单用户码率为 $\frac{b_{\text{tot}}}{nk}$。

考虑到 logdet(·) [15] 的凹性，并应用詹森不等式，即 $\mathbb{E}[\log\det(\cdot)] \leq \log\det(\mathbb{E}[\cdot])$，根据接收天线13的数量 m 与用户数 k之间的关系，对式 (

- $m \geq k$：系统性能受独立空间流（即用户 k）数量的限制。利用恒等式 $\det(I_m + AB) = \det(I_k + BA)$，将逆向界改写为：

$$\frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{n} \leq \mathbb{E}\left[\log_2 \det\left(I_k + \text{SNR} H^H H\right)\right]. \tag{14}$$

应用詹森不等式需要计算$\mathbb{E}[H^H H]$。对角元素表示特定用户 i 到所有 m 接收天线的信道增益之和（体现接收阵列增益）：

$$\mathbb{E}[(H^H H)_{i,i}] = \mathbb{E}\left[\sum_{l=1}^{m} |h_{l,i}|^2\right] = \sum_{l=1}^{m} \sigma_H^2 = m\sigma_H^2. \tag{15}$$

由于非对角元素的均值为零，因此可得 $\mathbb{E}[H^H H] = m\sigma_H^2 I_k$。于是，式 (13) 变为：

$$\frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{n} \leq k \log_2\left(1 + m\sigma_H^2 \text{SNR}\right), \quad \text{if } m \geq k. \tag{16}$$

- $m < k$：系统受接收端维度的限制 m。詹森不等式可直接应用于（13）：

$$\frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{n} \leq \log_2 \det\left(I_m + \text{SNR}\mathbb{E}[HH^H]\right). \tag{17}$$

这里，对角元素表示所有到达单个接收天线的 k 用户的总功率j:

$$\mathbb{E}[(HH^H)_{j,j}] = \mathbb{E}\left[\sum_{l=1}^{k} |h_{j,l}|^2\right] = \sum_{l=1}^{k} \sigma_H^2 = k\sigma_H^2. \tag{18}$$

利用 $\mathbb{E}[HH^H] = k\sigma_H^2 I_m$，该表达式可简化为：

$$\frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{n} \leq m \log_2\left(1 + k\sigma_H^2 \text{SNR}\right), \quad \text{if } m < k. \tag{19}$$

总体而言，逆向界可总结如下：

$$\min\left(\underbrace{\mathcal{B}_{\text{conv}}\left(e_{\text{th}}, \frac{\mathcal{F}^{-1}\left(\widehat{\rho}_{\text{conv}}\right)}{n}\right)}_{\text{around (12)}}, \frac{\widehat{b}_{\text{tot}}}{kn}\right). \tag{20}$$

III. 从信道估计到参数估计

虽然第 II 节的基本权衡分析评估了信道矩阵的重构质量 H，但实际的通感一体化应用更重视提取嵌入在 H 中的物理参数（例如，到达角、距离和多普勒）。本节基于信道估计值 H 推导参数估计的通用下界 n，并分析传输块长 m和天线数量的影响。

A. 通用参数感知下界

我们假设信道矩阵 H 是感知参数 $P = [\alpha_1, \ldots, \alpha_k]^T \in \mathbb{R}^k$的可微函数 $H(P)$。定义映射 $\mathcal{V}(P) = \text{vec}(H(P))$，其雅可比矩阵 $J \in \mathbb{C}^{mk \times k}$为 $J = \partial\mathcal{V}(P)/\partial P^T$。回顾无偏最小二乘估计 H 及其误差 E_h，我们通过在真实参数 P处进行一阶泰勒展开，将参数估计误差 $E_p = P - P$ 与向量化信道估计误差 E_h 联系起来：

$$\begin{aligned}\text{vec}(\widehat{H}) &= \text{vec}(H) + E_h = \mathcal{V}(P + E_p) \\ &\approx \mathcal{V}(P) + \underbrace{\left.\frac{\partial\mathcal{V}(\zeta)}{\partial\zeta^T}\right|_{\zeta=P}}_{J} E_p.\end{aligned} \tag{21}$$

从两边减去 $\text{vec}(H)$，可得线性化关系 $E_h \approx JE_p$。在高信噪比区域内，高阶项 $\mathcal{O}(\|E_p\|_2^2)$ 消失，因此该关系成立。在高斯线性模型下，参数估计均方误差以下界克拉美-罗界为界，即 $\text{tr}(C_p) \geq \text{tr}(F^{-1})$。费歇尔信息矩阵（FIM）为 $F = 2\mathfrak{Re}\{J^H C_h^{-1} J\}$。利用性质 $\text{vec}(NX^H G^{-1}) = ((G^{-1})^T (X^H X)^T (G^{-1})^* \otimes I_m)\text{vec}(N)$ 以及恒等式 $(G^{-1})^T = (G^*)^{-1}$，可推导出 E_h 的协方差如下：

$$C_h = \mathbb{E}[E_h E_h^H] = \sigma_n^2\left((G^*)^{-1} \otimes I_m\right). \tag{22}$$

将 C_h^{-1} 代入费歇尔信息矩阵表达式，可得均方误差下界：

$$\mathbb{E}\left[\|\widehat{P} - P\|_2^2\right] \geq \frac{\sigma_n^2}{2}\text{tr}\left(\left(\mathfrak{Re}\left\{J^H(G^* \otimes I_m)J\right\}\right)^{-1}\right). \tag{23}$$

该下界突出了感知几何（J）与通信信号几何（G）之间的相互作用。

接收天线 m 的影响：增加 m 可通过相干累积增强 J 的列范数。由于$J^H(G^* \otimes I_m)J$ 随 m 线性缩放，均方误差按比例降低至 $1/m$，从而使大规模阵列能够补偿功率约束。

块长的影响 n：块长通过格拉姆矩阵影响性能 G：

- 情况 $k \ll n$：码字近似正交（$G \approx n\bar{p}I_k$），使得 $G^* \otimes I_m$ 成为缩放后的单位矩阵。用户之间的参数估计相互解耦，仅受信噪比和 m限制。
- 情况 $k \to n$ 或 $k \geq n$：用户密度增加会引入互相关，使 G 病态。 G 的最小特征值降低会使费歇尔信息矩阵退化，反映出参数域内严重的用户间干扰。

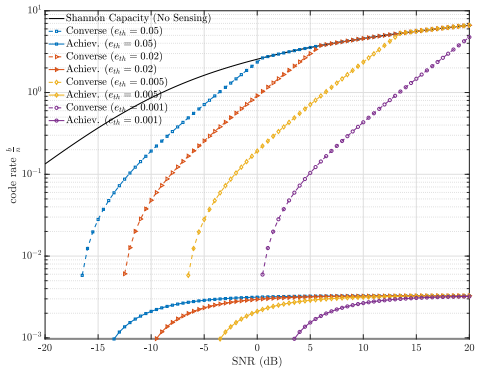


图1. 权衡：固定感知误差$e_{th} \in \{10^{-3}, 10^{-2}, 5\times10^{-3}, 2\times10^{-2}, 5\times10^{-2}\}$ $k=16$ $n=1000$ $m=10$、活跃用户数、信道使用次数和接收天线数时，码率可达性和逆向界随信噪比的变化。

B. 3GPP标准中的实际感知示例

为推导雅可比矩阵，我们采用 3GPP TR 38。901 [16] 信道模型。对于 [17] 采用半波长端口布置的 i号用户，其 j号天线的视距（LoS）信道系数为：

$$[H]_{j,i} = \beta_i \underbrace{\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_a(j-1)\sin(\theta_i)\right)}_{\text{Spatial Term}} \times \underbrace{\exp\left(-j\frac{4\pi f_c}{c}r_i\right)}_{\text{Range/Phase Term}} \times \underbrace{\exp\left(j\frac{4\pi f_c v_i}{c}t_{\text{obs}}\right)}_{\text{Doppler Term}}. \tag{24}$$

雅可比矩阵块 $J_{:,i} = [\frac{\partial H_{:,i}}{\partial\theta_i}, \frac{\partial H_{:,i}}{\partial r_i}, \frac{\partial H_{:,i}}{\partial v_i}]$ 通过对（24）求导构造。相对于用户状态 $P_i = [\theta_i, r_i, v_i]^T$ 的偏导数为：

1) 到达角 θ_i $\frac{\partial}{\partial\theta_i}^{i} = [H]_{j\,i}\cdot -j\pi\ j-$：导数为 $\partial[H]_{j,}$，(( ) cos( ))。灵敏度随天线索引 j 增大，表明更大的孔径能够提高角分辨率。~~2) 距离~~ r_i：导数为 $\partial[H]_{j,}$ $\partial r_i{}^{i} = [H]_{j,\,i}\cdot(-j\frac{4\pi}{\lambda})$。灵敏度随 $1/\lambda$ 增大，这意味着更高的频段可提供更高的相位分辨率。3) 速度 v_i：导数为 $\partial[H]_{j,}$ $\partial v_i{}^{i} = [H]_{j,\,i}\cdot(j\frac{4\pi f_c}{c}t_{\text{obs}})$。在 $t_{\text{obs}} \approx nT_s$ 条件下，由于相位累积，速度精度与块长 n 成正比。

因此，若要最小化估计误差，就需要对信号协方差 R_x 进行整形，使信号功率与这些灵敏度导数张成的子空间对齐。

IV. 数值结果

本小节研究不同系统配置下感知误差 e_{th} 与通信码率 $\frac{b}{n}$ 之间的权衡。发射端的平均信噪比定义为 SNR $=\frac{\bar{p}}{\sigma_n^2}$，接收端的信噪比可通过考虑信道方差 σ_H^2SNR 得到。

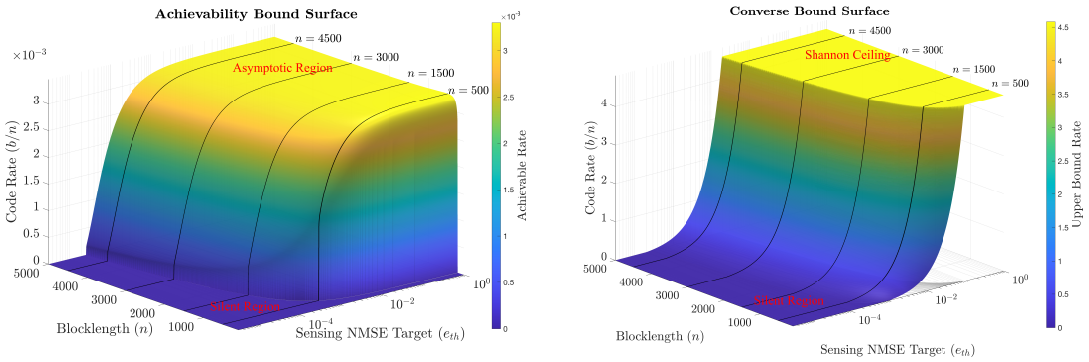
表 I PARAMETER ESTIMATIONSETUPS OF FIG. 3

参数	值
默认设置	
光速（c）	3×10^8 米/秒
噪声方差（σ_g^2）	1
信道方差（σ_H^2）	1
符号时长（T_s）	4 μs
载波频率（f_c）	28 吉赫兹
接收天线（m）	10
信道使用次数（n）	1000
活跃用户（k）	16
参数估计的变化	
到达角均方误差分析	$m \in \{8, 64, 128\}$
距离均方误差分析	$f_c \in \{3, 28, 60\}$ 吉赫兹
速度均方误差分析	$n \in \{200, 800, 3200\}$

1）权衡示意：图1 展示了固定感知误差 $e_{th} \in \{10^{-3}, 10^{-2}, 5\times10^{-3}, 2\times10^{-2}, 5\times10^{-2}\}$，$k=16$ 个活跃用户、$n=1000$ 次信道使用以及 $m=10$ 根接收天线时，码率可达性界与逆界随信噪比变化的情况。正如预期，逆向界受香农容量限制。当感知精度阈值 e_{th} 较小时，逆向界在较低的信噪比下就接近香农容量。对于可达性界，在活跃用户数固定时，所有曲线都收敛到一条渐近线，这与式（7）所预测的行为一致。在 k固定时，允许的相关系数为 $\widehat{\rho}_{\text{chi}} = \frac{1}{k-1}\left(1-\frac{e_{\min}}{e_{th}}\right)$，随着信噪比增加，该值收敛到 $\widehat{\rho}_{\text{chi}} = \frac{1}{k-1}$，且 $e_{\min}\to 0$。逆向界与可达性界之间的区域表示进一步优化的可用空间。

在图 2中，展示了不同块长下的通信-感知权衡，以揭示块长对所提出的可达性界和逆向界的影响。结果针对 $k=16$ 个活跃用户、$m=10$ 根接收天线以及信噪比 $=10$分贝得出。对于两个界，均观察到一个静默区域，这表明感知要求过于严格，以至于在给定能量约束下，无论块长如何，都无法支持可靠通信。增加块长只能缩小该静默区域。然而，由于感知要求本身具有严格性，静默区域并不会消失。随着感知阈值 e_{th} 降低，可达性界逐渐收敛至渐近曲面，而逆向界曲面则始终受到香农容量约束的根本限制。

2）实际感知示例说明：为展示式（23）中针对由信道估计导出的感知参数所得下界的普适性，图3 给出了到达角估计 θ_i、距离估计r和速度估计 v的均方误差性能。相关雅可比推导详见第III-B节，仿真参数汇总于表I。由于这些参数对不同子空间中可用自由度的敏感性各不相同，因此考虑了多种系统配置。具体而言，图3 评估了在接收天线数量、频段和块长度变化时，到达角、距离和速度估计的均方误差下界



(a) 可达性界： r 与 e_{th} 与 n (b) 逆向界： r 与 e_{th} 与 n

图2. 展示块长如何影响通信-感知权衡，其中包含 $k = 16$ 个活跃用户、 $m = 10$ 根接收天线，信噪比为 $= 10$ dB。

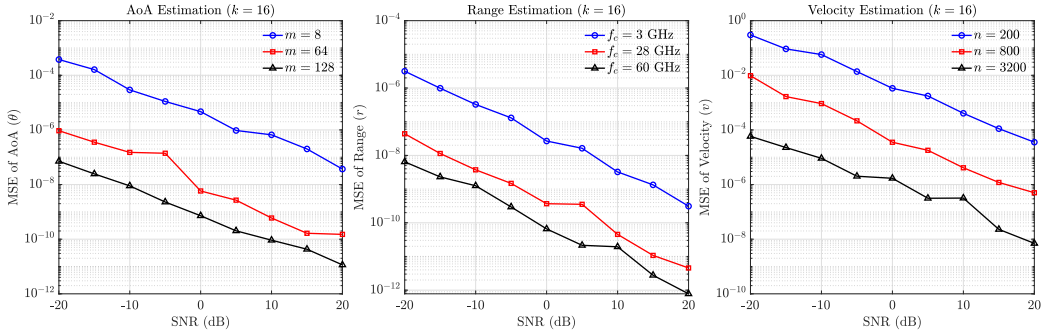


图3. 参数 估计均方误差下界，包括到达角、距离和速度。详细参数设置列于表中。 I.

。结果验证了将信道估计用作统一的高层感知指标的有效性。

V. 结论

本文研究了有限码长约束下的上行双功能通感一体化多址接入，并刻画了其通信与感知之间的基本权衡。对感知误差的几何解释揭示，码字相关性在限制感知精度和可达速率方面起着决定性作用。本文推导了可达性界与逆界，以量化这种权衡；同时，利用一个通用的克拉美-罗界将信道状态感知与实际感知参数联系起来。研究结果为设计满足短分组或低时延需求的通感一体化多址接入系统提供了理论见解。

致谢

J. Dang 和 Z.-C. Zhang 的这项工作得到中央高校基本科研业务费专项资金（2242022k60001）、江苏省基础研究计划（No. BK20252003）以及教育部复杂环境智能支撑技术重点实验室（南京信息工程大学）（No. B2202402）的资助。K. Meng 的工作部分得到英国研究与创新署（UKRI）项目资助，项目编号为 EP/Y02785X/1。

参考文献

[1] F. Liu 等，“感知与通信一体化：迈向面向 6G 及未来的双功能无线网络”，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 40 卷，第 6 期，第 1728–1767 页，2022 年 6 月。

[2] J. A. Zhang 等，“通信与雷达感知一体化的信号处理技术概述”，IEEE J. Sel. Topics Signal Process.，第 15 卷，第 6 期，第 1295–1315 页，2021 年 11 月。[3] Y. Liu 等，“面向感知与通信一体化的下一代多址接入”，Proc. IEEE，第 112 卷，第 9 期，第 1467–1496 页，2024 年 9 月。[4] E. Shayo 等，“工业网络时分多址调度算法综述”，Social Netw. Appl. Sci.，第 2 卷，第 12 期，第 2140 页，2020 年 12 月。[5] L. Sun 等，“关于非正交多址接入（NOMA）辅助的通感一体化（ISAC）的研究”，IEEE Trans. Commun.，第 72 卷，第 11 期，第 7278–7293 页，2024 年 11 月。[6] A. Liu 等，“感知与通信一体化基本极限综述”，IEEE Commun. Surv. Tutorials，第 24 卷，第 2 期，第 994–1034 页，2022 年第二季度。[7] Y. Polyanskiy 等，“有限码长区间内的信道编码速率”，IEEE Trans. Inf. Theory，第 56 卷，第 5 期，第 2307–2359 页，2010 年 5 月。[8] P. Mary 等，“有限码长信息论：对无线通信的实际影响是什么？”，载于 IEEE 全球通信大会（GLOBECOM）研讨会论文集，华盛顿特区，美国，2016 年，第 1–6 页。[9] H. Nikbakht 等，“有限码长区间内的感知与通信一体化”，载于 IEEE 信息论国际研讨会（ISIT）论文集，雅典，希腊，2024 年，第 2790–2795 页。[10] X. Shen 等，“有限码长下通感一体化系统的性能权衡”，载于 IEEE 国际通信会议（ICC）论文集，罗马，意大利，2023 年，第 4628–4633 页。[11] X. Shen 等，“有限码长下高斯衰落信道中双基地通感一体化的基本权衡”，IEEE Trans. Inf. Theory，在线优先发表，doi:10.1109/TIT.2025.3623189。[12] Z. Zhang 等，“有限码长流体天线系统”，arXiv:2509 15643，2025 年。[13] R. A. Horn 和 C. R. Johnson，《矩阵分析》，第 2 版。英国剑桥：剑桥大学出版社，2013 年。[14] D. Tse 和 P. Viswanath，《无线通信基础》。英国剑桥：剑桥大学出版社，2005 年。[15] E. Telatar，“多天线高斯信道的容量”，Eur. Trans. Telecommun.，第 10 卷，第 6 期，第 585–595 页，1999 年 11–12 月。[16] 3GPP，《0.5至100 GHz频段的信道模型研究》，第三代合作伙伴计划（3GPP），技术报告 38.901 V17.0.0，2022 年 3 月。[17] H. Jiang 等，“无人机通信中流体天线系统的动态信道建模”，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 14 卷，第 10 期，第 3169–3173 页，2025 年 10 月。