面向通感一体化的智能反射面辅助波束对齐

Florian Muhr*、Lorenzo Zaniboni*、Saeid K. Dehkordi†、Fernando Pedraza†、Giuseppe Caire†
*德国慕尼黑工业大学
†德国柏林工业大学 邮箱： {f.muhr, lorenzo.zaniboni}@tum.de, {s.khalilidehkordi, f.pedrazanieto, caire}@tu-berlin.de

arXiv:2304.01848v1 [eess.SP] 4 Apr 2023

摘要—**在典型通信系统中，为了维持所需的信噪比（SNR）水平，必须在数据传输前完成初始波束对齐（BA）。针对基站（BS）发射机（Tx）通过数字调制波形发送数据的场景，我们提出一种配备混合智能反射面（HIRS）的用户设备（UE），以辅助波束对齐。我们提出了一种新颖的多时隙估计方案，以缓解 HIRS 和基站混合数字模拟（HDA）架构所带来的限制。为展示所提波束对齐方案的有效性，我们推导了该参数估计方案的克拉美-罗下界（CRLB），并给出数值结果。**

索引词—**波束对齐、智能反射面、一体化感知与通信、无线系统**

I. 引言

通感一体化正成为超越5G和6G无线系统的关键组成部分 [1]。随着对更高数据速率的需求不断增长，人们开始考虑采用具有较大频带宽度的毫米波（mmWave）通信。这些频率的各向同性路径损耗较高，因此需要较大的波束成形增益，这可通过使用大型天线阵列并对齐用户设备（UE）与基站（BS）的定向波束来实现。然而，对大量天线的宽带信号进行采样通常成本高昂，因此需要在 [2]基站和用户设备端采用混合数字模拟架构，以降低硬件成本。我们提出在用户设备上配备混合智能反射面（HIRS），以辅助波束对准（BA）。在此类设置中，智能反射面（IRS）阵列以物理方式安装在用户设备上，从而实现通感一体化（ISAC）。近期大多数研究都聚焦于以固定方式将智能反射面部署在基站与用户设备之间，使其充当可配置反射器来改变传播环境。其主要目标是利用智能反射面扩展覆盖范围、提高信道矩阵的秩 [3]，或增强（雷达）感知能力[4]。近期，文献 [5],研究了配备智能反射面的用户设备，其中作者建议在车辆上安装大型智能反射面阵列，以改善对汽车用户的感知。文献 [6]探讨了同时透射与反射智能反射面的应用，其中入射的无线信号被分为透射信号和反射信号，分别传向表面周围空间的两侧。文献 [7] 提出了分层智能反射面（HIRS）的概念，该结构能够使超表面反射以可控方式调节入射信号，同时感知其中一部分。在本研究中，我们也采用这种智能反射面架构。请注意，该架构与 [6] 中的架构不同，前者会通过另一组天线单元重新发射部分入射波。

本文的主要贡献是提出一种方案，使基站和配备此类分层智能反射面的移动用户设备分别进行参数估计。HDA 架构中，双方配备的射频链数量有限，这限制了传统的多输入多输出处理，因此需要设计射频域降维矩阵。考虑到这一点，我们提出一种多时隙方案，使降维矩阵能够在探索波束空间与获得高波束成形增益之间实现权衡。本文的贡献总结如下：

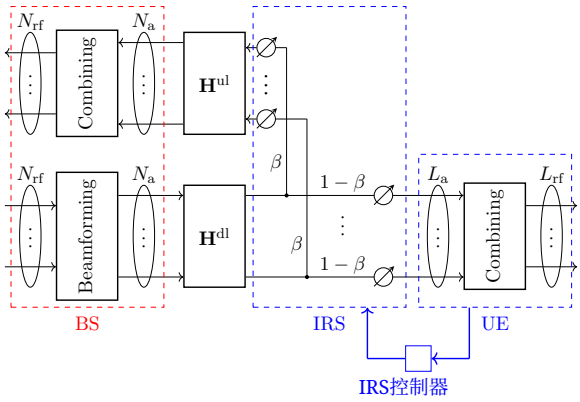
- 我们提出使用配备分层智能反射面的用户设备来辅助高度定向波束成形应用的初始波束对准流程
- 为满足阵列的 HDA 架构约束在系统两端，我们提出了一种新颖的多时隙用于用户设备参数估计的感知策略。
- 我们提供数值结果，以证明该方法的有效性。增大分层智能反射面的物理尺寸所带来的增益

阵列。

符号说明： 我们采用以下标准符号。$(\cdot)^*$ 和$(\cdot)^\mathsf{T}$ 分别表示复共轭和转置运算。$(\cdot)^\mathsf{H}$ 表示厄米（共轭和转置）运算。$|x|$ 表示 x 的绝对值（当 $x \in \mathbb{R}$时），而$|\mathcal{X}|$表示集合 $\mathcal{X}$的基数。 $\|\mathbf{x}\|_2$表示复向量或实向量$\mathbf{x}$的 ℓ_2范数。$\mathbf{I}_m$ 表示 $m \times m$ 单位矩阵， $[n] = \{1, \ldots, n\}$ 表示正整数集合。

II. 系统模型

考虑一台基站和一台配备分层智能反射面的用户设备 [7]，如图所示。1基站配备 N_a 根天线和 N_rf 条射频链，而用户设备侧的分层智能反射面配备 L_a根天线，即分层智能反射面的 L_a 个表面单元，以及L_rf 条射频链。用户设备连接到执行波束对准的智能反射面控制器。分层智能反射面能够感知部分入射信号，并将其余部分沿可控方向反射[8]。对于入射信号$\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{L_\mathrm{a}}$，反射信号和感知信号



<escape>图1. 系统模型示意图。HIRS架构采用</escape> [7]<escape>中的模型。</escape>

分别为 $\mathbf{\Phi}^{\mathsf{H}}\mathbf{x}$ 和$\mathbf{D}^{\mathsf{H}}\mathbf{x}$，其中

$$\mathbf{\Phi} = \mathrm{diag}\left(\beta_1 e^{j\psi_1}, \ldots, \beta_l e^{j\psi_l}, \ldots, \beta_{L_{\mathrm{a}}} e^{j\psi_{L_{\mathrm{a}}}}\right) \tag{1}$$

$$\mathbf{D} = \mathrm{diag}\left(\bar{\beta}_1 e^{j\rho_1}, \ldots, \bar{\beta}_l e^{j\rho_l}, \ldots, \bar{\beta}_{L_{\mathrm{a}}} e^{j\rho_{L_{\mathrm{a}}}}\right) \tag{2}$$

为 $L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}$ 复数反射矩阵和感知矩阵，其中对于 $l \in [L_{\mathrm{a}}]$，参数 $\beta_l \in [0,1]$ 表示反射系数的幅度，$\psi_l \in [-\pi, \pi]$ 表示反射信号的可调相移，$\rho_l \in [-\pi, \pi]$ 表示感知信号的可调相移，且 $\beta_l = 1 - \beta_l$。

我们假设可以在用户设备的合并阶段补偿相位偏移，因此我们在 $\rho_l = 0\ \forall\ l$ 式（2）中设置 $\beta = \beta_1 = \beta_2 = \cdots = \beta_{L_{\mathrm{a}}}$使得

$$\mathbf{\Phi}(\beta, \psi) = \beta\ \mathrm{diag}\left(e^{j\psi_l}, \ldots, e^{j\psi_{L_{\mathrm{a}}}}\right) \in \mathbb{C}^{L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}} \tag{3}$$

$$\mathbf{D}(\beta) = (1-\beta)\ \mathbf{I}_{L_{\mathrm{a}}} \in \mathbb{C}^{L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}} \tag{4}$$

A. 信道模型

假设基站和用户设备均配备了均匀线性阵列（均匀线性阵列），天线单元之间的间距为半波长（即 $\lambda_c/2$）。基站和用户设备处的阵列响应向量分别表示为

$$[\mathbf{a}(\theta)]_m = e^{j\pi(m-1)\sin(\theta)} \quad m \in [N_{\mathrm{a}}] \tag{5}$$

$$[\mathbf{b}(\phi)]_l = e^{j\pi(l-1)\sin(\phi)} \quad l \in [L_{\mathrm{a}}], \tag{6}$$

其中，$\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 表示基站处的到达角（AoA）或出发角（AoD），$\phi \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 表示用户设备处的到达角或出发角。

对于下行链路（下行链路）和上行链路（上行链路）传输，考虑线性时变视距（LOS）信道。在时延-多普勒域中，下行链路和上行链路信道是

$$\mathbf{H}^{\mathrm{dl}}(\tau, \nu) = h^{\mathrm{dl}}\mathbf{b}(\phi)\mathbf{a}^{\mathsf{T}}(\theta)\delta(\tau - \tau_0/2)\delta(\nu - \nu_0/2) \in \mathbb{C}^{L_{\mathrm{a}} \times N_{\mathrm{a}}} \tag{7}$$

$$\mathbf{H}^{\mathrm{ul}}(\tau, \nu) = h^{\mathrm{ul}}\mathbf{a}(\theta)\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\delta(\tau - \tau_0/2)\delta(\nu - \nu_0/2) \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}} \tag{8}$$

其中，h^{dl} 和 h^{ul} 为衰减系数，τ_0 为双向时延，ν_0 为双向多普勒频移。

总体双向信道 $\mathbf{H}_i(\tau,\ \nu) \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{a}} \times N_{\mathrm{a}}}$ 在第 i 个时隙中可写为二维卷积，即

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_i(\tau, \nu) &= \mathbf{H}^{\mathrm{ul}}(\tau, \nu) * \mathbf{\Phi}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{H}^{\mathrm{dl}}(\tau, \nu) \\ &= h^{\mathrm{dl}}h^{\mathrm{ul}}\mathbf{a}(\theta)\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\mathbf{\Phi}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi)\mathbf{a}^{\mathsf{T}}(\theta)\delta(\tau - \tau_0)\delta(\nu - \nu_0) \\ &= h(\mathbf{\Phi}_i)\mathbf{a}(\theta)\mathbf{a}^{\mathsf{T}}(\theta)\delta(\tau - \tau_0)\delta(\nu - \nu_0),\end{aligned} \tag{9}$$

其中，$\mathbf{\Phi}_i$ 是用户设备在第 i 个时隙配置的智能反射面的反射矩阵，且

$$h(\mathbf{\Phi}_i) \coloneqq h^{\mathrm{dl}}h^{\mathrm{ul}}\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\mathbf{\Phi}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi). \tag{10}$$

是双向信道系数。

B. 正交频分复用信令

我们考虑采用正交频分复用（OFDM）的多载波调制。为避免OFDM符号之间的符号间干扰（ISI），每个符号前均添加持续时间为 T_{cp}的循环前缀（CP），从而使总符号持续时间为 $T_o = T + T_{\mathrm{cp}}$。因此，第 i个时隙中的OFDM调制信号为

$$s_i(t) = \sum_{n,m} x_i[n,m]\mathsf{rect}\left(\tfrac{t - nT_o}{T_o}\right) e^{j2\pi m\Delta f(t - T_{\mathrm{cp}} - nT_o)} \tag{11}$$

满足平均功率约束

$$\mathbb{E}[|x_i[n,m]|^2] = P_{\mathrm{t}}, \quad \forall (i,n,m)$$

我们假设在整个波束对准持续时间内，导频符号由基站进行传输。为简单起见，我们考虑单流下行传输，因此可以将波束成形发射信号表示为

$$\mathbf{s}_i(t) = \mathbf{f}\sum_{n,m} x_i[n,m]\mathsf{rect}\left(\tfrac{t - nT_o}{T_o}\right) e^{j2\pi m\Delta f(t - T_{\mathrm{cp}} - nT_o)} \tag{12}$$

其中 $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{a}}}$ 是一个单位范数的通用波束成形（波束成形）向量。我们设计 $\mathbf{f}$ 使其以恒定增益覆盖波束空间的一部分，其中主波束内的增益恒定，而其他区域的增益极低（详情请参见 [9]）。

C. 接收信号模型

信号经过信道（7）后，在用户设备处的接收信号由感知矩阵 $\mathbf{D}_i$ 和合并矩阵 $\mathbf{U}_i \in \mathbb{C}^{L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{rf}}}$处理，从而得到模拟线性处理矩阵 $\mathbf{V}_i = \mathbf{D}_i\mathbf{U}_i$。移除循环前缀并进行标准 OFDM处理后，采样信号为（例如参见 [10]）

$$\begin{aligned}&\mathbf{y}_i[n,m] = \\ &\quad g^{\mathrm{dl}}\mathbf{V}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi)x_i[n,m]e^{j2\pi(nT_o\frac{\nu_0}{2} - m\Delta f\frac{\tau_0}{2})} + \mathbf{w}_i[n,m],\end{aligned} \tag{13}$$

其中，我们定义了 $g^{\mathrm{dl}} \coloneqq h^{\mathrm{dl}}\mathbf{a}^{\mathsf{T}}(\theta)\mathbf{f}$。类似地，基站在第 i个时隙接收到的（反向散射）信号为

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{r}_i[n,m] = \\ &\quad g_i^{\mathrm{ul}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,i}}^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\theta)x_i[n,m]e^{j2\pi(nT_o\nu_0 - m\Delta f\tau_0)} + \mathbf{n}_i[n,m],\end{aligned} \tag{14}$$

其中，$\mathbf{n}_i[n,m] = \frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1}\mathbf{n}_i[n,k]e^{-j2\pi\frac{mk}{M}}$表示经过离散傅里叶变换（DFT）后的噪声，其服从$\mathbf{n}_i[n,m] \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2\mathbf{I}_{N_{\mathrm{rf}}})$分布，而 $g_i^{\mathrm{ul}} \coloneqq h(\mathbf{\Phi}_i)\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\mathbf{f}$表示整体复数上行链路系数。

D. 接收波束成形器设计

如第 II-C 节所述，由于采用了混合波束成形架构，用户设备（UE）和基站（BS）分别对其均匀线性阵列（ULA）接收到的信号应用合并矩阵。受本文页数限制，我们仅简要概述合并矩阵序列的设计策略。其核心思想是设计这些矩阵，使其能够在不同的时隙中探测波束空间内不同的窄角度扇区。为此，我们采用一种基于求解幅度最小二乘问题的方法来设计 [9], [11], 中的波束成形向量，从而获得一个波束成形向量码本 $\mathcal{U}_{\mathrm{UE}}=\{\mathbf{u}1,...,\mathbf{u}_K\}$，其中每个 $k\in[K]$ 码字均为一个平顶波束，其设计目标是在所需视场内覆盖特定区域，同时确保各码字之间互不重叠。在每个波束对准（BA）时隙 i 中，用户设备从 $\mathcal{U}_{\mathrm{UE}}$ 中随机采样 L_{rf} 个波束成形向量 $\{\bar{}\mathbf{u}1,...,\bar{}\mathbf{u}_{L_{\mathrm{rf}}}\}$，并据此获得其合并矩阵，即 $\mathbf{U}_i=\frac{1}{\sqrt{L_{\mathrm{rf}}}}\{\bar{}\mathbf{u}1,...,\bar{}\mathbf{u}_{L_{\mathrm{rf}}}\}$。基站也采用类似的过程，以获得式（14）中所示的波束成形向量 $\mathbf{U}_{\mathrm{BS},i}$。

III. 波束对齐

A. 多时隙最大似然估计

为解决波束对准问题，基站和用户设备都必须估计其到达角。我们推导了一种最大似然（ML）方案，并且为了提高准确性，我们假设在波束对准的某个时隙中，到目前为止的所有观测值都被纳入到达角估计中，从而使准确性随时间提高。由于整体复数上行链路信道系数g_i^{ul}可能会因所选智能反射面配置而在每个时隙发生变化，因此，我们进一步针对复数信道系数随时隙变化的情况，推导了基站处的多时隙最大似然估计（MMLE）。因此，我们首先推导用户设备处的多时隙最大似然估计，并将（13）改写为

$$\boldsymbol{y}_i[n,m]=g^{\mathrm{dl}}\mathbf{V}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi)x_i[n,m]t_{n,m}(\tau_0,\nu_0)+\boldsymbol{w}_i[n,m],\quad(15)$$

其中，$t_{n,m}\left(\tau_0,\nu_0\right):=e^{-j\pi(m\Delta f\tau_0-nT_o\nu_0)}$。我们可以通过将 NM 观测值堆叠成一个列向量 $\boldsymbol{y}_i\in\mathbb{C}^{NML_{\mathrm{rf}}}$，并定义表达式 $\mathbf{G}_i\left(\tau_0,\nu_0,\phi\right):=\left(\mathbf{T}\left(\tau_0,\nu_0\right)\otimes\mathbf{V}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}\left(\phi\right)\right)$，来重新表述式（15），从而将该列向量定义为

$$\boldsymbol{y}_i=g^{\mathrm{dl}}\mathbf{G}_i(\tau_0,\nu_0,\phi)\boldsymbol{x}_i+\boldsymbol{w}_i.\quad(16)$$

$\boldsymbol{y}_i$ 的似然函数为

$$L(\boldsymbol{y}_i;(g^{\mathrm{dl}},\tau_0,\nu_0,\phi))=\frac{1}{\det(2\pi\sigma^2\mathbf{I}_{NML_{\mathrm{rf}}})^{1/2}}\cdot$$
$$\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left((\boldsymbol{y}_i-g^{\mathrm{dl}}\mathbf{G}_i\boldsymbol{x}_i)^{\mathsf{H}}(\boldsymbol{y}_i-g^{\mathrm{dl}}\mathbf{G}_i\boldsymbol{x}_i)\right)\right).\quad(17)$$

收集截至第 i 个时隙$\boldsymbol{y}^{(i)}=[\boldsymbol{y}_1,\ldots,\boldsymbol{y}_i]$的所有先前观测值后，对数似然函数为

$$\ell(\boldsymbol{y}^{(i)};(g^{\mathrm{dl}},\tau_0,\nu_0,\phi))=\log\left(L(\boldsymbol{y}^{(i)};(g^{\mathrm{dl}},\tau_0,\nu_0,\phi))\right)$$
$$=\sum_{s=1}^{i}\log\left(L(\boldsymbol{y}_i;(g^{\mathrm{dl}},\tau_0,\nu_0,\phi))\right).\quad(18)$$

使用 [12] 中未知参数的最大似然估计，以及

$$\mathbf{V}_{(i)}=\sum_{s=1}^{i}\|\boldsymbol{x}_s\|_2^2\mathbf{V}_s\mathbf{V}_s^{\mathsf{H}}$$
$$\mathbf{c}_{(i)}(\tau_0,\nu_0)=\left[\sum_{s=1}^{i}\boldsymbol{x}_s^{\mathsf{T}}\mathbf{T}(\tau_0,\nu_0)\mathbf{Y}_s^{\mathsf{H}}\mathbf{V}_s^{\mathsf{H}}\right],$$

我们可以将最大似然估计写为

$$(\hat{g}_i^{\mathrm{dl}},\hat{\tau}_i,\hat{\nu}_i,\hat{\phi}_i)=\underset{g^{\mathrm{dl}},\tau_0,\nu_0,\phi}{\arg\max}\,\mathrm{Re}\left\{2g^{\mathrm{dl}}\mathbf{c}_{(i)}^{\mathsf{H}}(\tau_0,\nu_0)\mathbf{b}(\phi)\right.$$
$$\left.-\left|g^{\mathrm{dl}}\right|^2\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\phi)\mathbf{V}_{(i)}\mathbf{b}(\phi)\right\}\quad(19)$$

对 19 关于 $\mathrm{Re}(g^{\mathrm{dl}})$ 和 $\mathrm{Im}(g^{\mathrm{dl}})$进行优化，可得

$$g_{\mathrm{opt}}^{\mathrm{dl}}=\frac{\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\phi)\mathbf{c}_{(i)}(\tau_0,\nu_0)}{\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\phi)\mathbf{V}_{(i)}\mathbf{b}(\phi)},\quad(20)$$

以及最大似然估计

$$(\hat{\tau}_i,\hat{\nu}_i,\hat{\phi}_i)=\underset{\tau_0,\nu_0,\phi}{\arg\max}\,\frac{\left|\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\phi)\mathbf{c}_{(i)}(\tau_0,\nu_0)\right|^2}{\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\phi)\mathbf{V}_{(i)}\mathbf{b}(\phi)},\quad(21)$$

通过在一个有限点集中评估目标函数，可近似求得。

在基站处，我们采用相同步骤，但式（14）中的信道系数取决于时隙索引。因此，我们可以将基站处的接收信号（14）改写为

$$\boldsymbol{r}_i=\left(\tilde{\mathbf{T}}(\tau_0,\nu_0)\otimes g_i^{\mathrm{ul}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,i}}^{\mathsf{H}}\mathbf{a}(\theta)\right)\boldsymbol{x}_i+\mathbf{n}_i\quad(22)$$

因此，最大似然估计（$\{\hat{}g^{\mathrm{ul}}\}_{s=1}^{i}$，$\hat{}\tau_i$，$\hat{}\nu_i$，$\hat{}\theta_i$）为

$$\underset{\{g^{\mathrm{ul}}\}_{s=1}^{i},\tau_0,\nu_0,\theta}{\arg\min}\,\mathrm{Re}\left\{\sum_{s=1}^{i}|g_s^{\mathrm{ul}}|^2\|\boldsymbol{x}_s\|_2^2\mathbf{a}^{\mathsf{H}}(\theta)\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}^{\mathsf{H}}\mathbf{a}(\theta)\right.$$
$$\left.-2g_s^{\mathrm{ul}}\boldsymbol{x}_s^{\mathsf{T}}\tilde{\mathbf{T}}(\tau_0,\nu_0)\mathbf{R}_s^{\mathsf{H}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}^{\mathsf{H}}\mathbf{a}(\theta)\right\},\quad(23)$$

其中，$\mathbf{R}_s\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{rf}}\times NM}$ 为基站在第 s个时隙的观测矩阵。对于用户设备，定义

$$\tilde{\mathbf{U}}_s=\|\boldsymbol{x}_s\|_2^2\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}^{\mathsf{H}}$$
$$\tilde{\mathbf{c}}_s(\tau_0,\nu_0)=\left[\boldsymbol{x}_s^{\mathsf{T}}\tilde{\mathbf{T}}(\tau_0,\nu_0)\mathbf{R}_s^{\mathsf{H}}\mathbf{U}_{\mathrm{BS,s}}^{\mathsf{H}}\right]^{\mathsf{H}},\quad(24)$$

并针对 23) 进行优化，关于 $\mathrm{Re}(g_s^{\mathrm{ul}})$ 和 $\mathrm{Im}(g_s^{\mathrm{ul}})$，其最优值 g_s^{ul} 为

$$g_{s,\mathrm{opt}}^{\mathrm{ul}}=\frac{\mathbf{a}^{\mathsf{H}}(\theta)\tilde{\mathbf{c}}_s(\tau_0,\nu_0)}{\mathbf{a}^{\mathsf{H}}(\theta)\tilde{\mathbf{U}}_s\mathbf{a}(\theta)},\quad(25)$$

由此可得基站在第 i个时隙的最大似然估计为

$$(\hat{\tau}_i,\hat{\nu}_i,\hat{\theta}_i)=\underset{\tau_0,\nu_0,\theta}{\arg\max}\sum_{s=1}^{i}\frac{|\mathbf{a}^{\mathsf{H}}(\theta)\tilde{\mathbf{c}}_s(\tau_0,\nu_0)|^2}{\mathbf{a}^{\mathsf{H}}(\theta)\tilde{\mathbf{U}}_s\mathbf{a}(\theta)},\quad(26)$$

通过在有限点集上计算目标函数，可以近似求解。

B. 克拉美-罗下界

我们推导克拉美-罗下界作为基准。设 $g = |g^{\mathrm{dl}}|$ 和 $\psi_g = \angle(g^{\mathrm{dl}})$分别为 g^{dl}的幅度和相位，并定义由未知实参数构成的向量 $\boldsymbol{\xi} = [g, \psi_g, \phi, \tau_0', \nu_0]$。我们构造费舍尔信息矩阵 5×5，其第（k，l）个元素为

$$[\mathbf{I}(\boldsymbol{\xi}, \mathbf{X})]_{k,l} = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{s=1}^{i} \sum_{n,m} \mathrm{Re}\left\{ \frac{\partial \mathbf{s}_s^{\mathsf{H}}[n,m;\boldsymbol{\xi}]}{\partial \xi_k} \frac{\partial \mathbf{s}_s[n,m;\boldsymbol{\xi}]}{\partial \xi_l} \right\}, \tag{27}$$

其中 $\mathbf{X} = \{\mathbf{X}_1, \ldots, \mathbf{X}_i\}$ 表示截至第 i 个时隙发送的所有导频符号集合，而 $\mathbf{X}_s = \{x_s[n,m]\}\ \forall\ n,m$ 表示第 s 个时隙发送的所有导频符号集合。表达式 (27) 可整理为以下形式：

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\xi}, \mathbf{X}) = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} I_{gg} & 0 & I_{g\phi} & 0 & 0 \\ 0 & I_{\psi_g\psi_g} & I_{\psi_g\phi} & I_{\psi_g\tau_0'} & I_{\psi_g\nu_0} \\ I_{g\phi} & I_{\psi_g\phi} & I_{\phi\phi} & I_{\phi\tau_0'} & I_{\phi\nu_0} \\ 0 & I_{\psi_g\tau_0'} & I_{\phi\tau_0'} & I_{\tau_0'\tau_0'} & I_{\tau_0'\nu_0} \\ 0 & I_{\psi_g\nu_0} & I_{\phi\nu_0} & I_{\tau_0'\nu_0} & I_{\nu_0\nu_0} \end{bmatrix}, \tag{28}$$

ˆ令 ϕ 为 ϕ的无偏估计量。由于我们仅考虑到达角估计，可进一步简化，得到第 ˜ ˜ 个时隙的近似克拉美-罗下界，表示为 (29)，其中定义 $\mathbf{b}(\phi)$ 为 $\mathbf{b}(\phi) = \mathrm{diag}(0, \ldots, L_{\mathrm{a}} - 1)\, \mathbf{b}(\phi)$。

C. IRS参数调谐

我们在此提出一种设置智能反射面参数的方法，即β 和 $\{\psi_i\}_{i=1}^{L_{\mathrm{a}}}$，以帮助基站估计其出发角。我们将用户设备在时隙 i 的局部估计的滑动标准差定义为

$$\sigma(\phi^i_{i-N_{\mathrm{w}}+1}) \coloneqq \sqrt{\frac{1}{N_{\mathrm{w}}-1} \sum_{j=0}^{N_{\mathrm{w}}-1} \left(\hat{\phi}_{i-j} - \overline{\phi}^i_{i-N_{\mathrm{w}}+1}\right)^2}, \tag{30}$$

其中 $\phi^i_{i-N_{\mathrm{w}}+1} := \frac{1}{N_{\mathrm{w}}} \sum_{j=0}^{N_{\mathrm{w}}-1} \hat{}\phi_{i-j}$ 是估计值的移动平均。我们的方法将 $\beta = 0$ 设置为该值，直到移动标准差低于预定义的阈值，之后则设置为 $\beta = 1$。具体而言，我们将阈值选为一个 3dB天线均匀线性阵列（ULA）的波束宽度，其表达式为 [13, 第 6]

$$\Theta_{3\,\mathrm{dB}} = 2\left[\frac{\pi}{2} - \arccos\frac{2 \cdot 1.391}{\pi L_{\mathrm{a}}}\right]. \tag{31}$$

关于IRS相移，很容易观察到，式（10）中的双向系数幅度在设置为 $\psi_i = 2\pi\ (i-1)\ \sin\ (\phi)$ 时达到最大值。

因此，得到的智能反射面配置策略是

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_i(\beta, \psi) = \mathbf{0}_{L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}} \\ \mathbf{D}_i(\beta) = \mathbf{I}_{L_{\mathrm{a}}} \end{cases} \quad \text{if} \quad \sigma(\phi^i_{i-N_{\mathrm{w}}+1}) > \Theta_{3\,\mathrm{dB}}, \\ \begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_i(\beta, \psi) = \mathrm{diag}(\mathbf{b}(2\hat{\phi}_i)) \\ \mathbf{D}_i(\beta) = \mathbf{0}_{L_{\mathrm{a}} \times L_{\mathrm{a}}} \end{cases} \quad \text{if} \quad \sigma(\phi^i_{i-N_{\mathrm{w}}+1}) < \Theta_{3\,\mathrm{dB}}, \tag{32}$$

ˆ其中 ϕ_i 是用户设备（UE）按照第III-A节所述获得的最大似然估计。

D. 雷达散射截面

为了对基站（BS）与用户设备（UE）之间的双向信道进行建模，必须考虑智能反射面（IRS）的雷达散射截面（RCS）。在波束对准（BA）的每个时隙 i 中，IRS 的 RCS 可以通过以下方式计算：

$$\sigma_{\mathrm{RCS,i}} \coloneqq \sigma_{\mathrm{RCS,BBF}} \cdot \cos(\phi) \cdot G_{\mathrm{IRS}}(\boldsymbol{\Phi}_i) \tag{33}$$

其中$\sigma_{\mathrm{RCS,\ BBF}}$ 表示波束成形前智能反射面的雷达散射截面。鉴于智能反射面被配置为朝某一特定方向进行反射，其沿该方向的雷达散射截面会增加，增加量为可实现的智能反射面增益，其定义见式（10）如下

$$G_{\mathrm{IRS}}(\boldsymbol{\Phi}_i) \coloneqq |\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\boldsymbol{\Phi}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi)|. \tag{34}$$

我们提出了一种基于 [14]的智能反射面（IRS）雷达散射截面（RCS）模型。该模型通过考虑由传统金属贴片组成的实际智能反射面阵列而得出。该模型考虑了阵列的物理尺寸和工作波长。其数值表达式为

$$\sigma_{\mathrm{RCS,BBF}} = \frac{4\pi(\frac{\lambda_{\mathrm{c}}}{2}L_{\mathrm{a}})^2(\frac{\lambda_{\mathrm{c}}}{2})^2}{\lambda_c^2}. \tag{35}$$

为了进行性能比较，我们还考虑了波束成形前的一个假设性雷达散射截面值。为此，我们假设智能反射面的尺寸适合装入一部普通手机。对人手背部 [15] 或其他大小相近的物体 [16]进行测量后发现，其平均雷达散射截面介于 -20 dBsm 和 -15 dBsm 之间。然而，由于这类物体形状弯曲，且雷达反射率低于智能反射面，因此可以合理地假设，智能反射面的单站雷达散射截面应高于这些值，即 $\sigma_{\mathrm{RCS,\ BBF}} > -15$ dBsm。近期一项关于无人机雷达散射截面的研究[17]发现，面积为 128 mm × 53mm（与手机尺寸相近）的金属物体在载波频率为 $f_c = 60$ GHz 时，其雷达散射截面值为$\sigma_{\mathrm{RCS,MP}}(\lambda_c) = 13$ dBsm。因此，我们假设完美波束成形后的 $\sigma_{\mathrm{RCS,ABF}}$ 上限为 $\sigma_{\mathrm{RCS,ABF}} \leq \sigma_{\mathrm{RCS,MP}}(\lambda_c) = 13$ dBsm。为此，我们选取 −5d Bsm 这一假设值进行比较。该值是合理的，因为智能反射面的增益上限为

$$G_{\mathrm{IRS}}(\boldsymbol{\Phi}_i) = |\mathbf{b}^{\mathsf{T}}(\phi)\boldsymbol{\Phi}_i^{\mathsf{H}}\mathbf{b}(\phi)| \leq L_{\mathrm{a}} = 64 \equiv 18\,\mathrm{dB}, \tag{36}$$

这意味着 $\sigma_{\mathrm{RCS,\ i}}$ 在 $\phi = 0$ 和理想反射的情况下可以达到其 13 dBsm 的上限。

IV. 数值结果

现在，我们给出数值结果，以验证上一节所提方法的有效性。下文中，我们采用表I中所示的参数。假设（7）和（8）中的信道参数在N_{slot} 个时隙内保持不变，N_{slot} 定义为预计波束对准所需的最大时隙数。对于适中的N_{slot} 值，这一假设是合理的，因为帧持续时间约为50μs。部分结果以信噪比为函数给出，该信噪比表示发射机和接收端均不采用波束成形时用户设备处的信噪比。我们将这一量称为波束成形前的信噪比（$\mathrm{SNR}_{\mathrm{UE,\ BBF}}$），其定义为

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{UE,BBF}} \coloneqq \frac{\lambda_{\mathrm{c}}^2}{(4\pi d)^2} \frac{P_{\mathrm{t}}}{\sigma^2}. \tag{37}$$

$$\mathrm{Var}\{\hat{\phi}\}_i \geq \frac{C_\phi^{(i)}\sigma^2}{2MNP_{\mathrm{av}}g^2\pi^2\cos^2(\phi)\left(C_\phi^{(i)}\tilde{\tilde{C}}_\phi^{(i)} - \left(\mathrm{Re}\left\{\tilde{C}_\phi^{(i)}\right\}\right)^2[3\cdot(1-\cos(\phi))^2+1] - \left(\mathrm{Im}\left\{\tilde{C}_\phi^{(i)}\right\}\right)^2\right)}, \tag{29}$$

$$\text{where}\quad C_\phi^{(i)} \coloneqq \sum_{s=1}^{i}\|\mathbf{V}_s^H\mathbf{b}(\phi)\|_2^2\ ,\ \tilde{C}_\phi^{(i)} \coloneqq \sum_{s=1}^{i}\tilde{\mathbf{b}}^H(\phi)\mathbf{V}_s\mathbf{V}_s^H\mathbf{b}(\phi)\ ,\ \tilde{\tilde{C}}_\phi^{(i)} \coloneqq \sum_{s=1}^{i}\left\|\mathbf{V}_s^H\tilde{\mathbf{b}}(\phi)\right\|_2^2.$$

首先，我们研究用户设备侧的到达角估计精度。图 2 展示了估计到达角的均方根误差随信噪比变化的情况$_{\text{UE, BBF}}$。为评估均方根误差，我们在一定距离范围内进行了大量仿真；每次仿真中，到达角和出发角均从集合 $[-87°, 87°]$中均匀随机选取。请注意，最大似然估计的离散化误差，即由式（21）中最大似然估计所用离散网格导致的最低可达均方根误差，也一并展示，以评估最大化边缘似然估计结果的总体质量。可以观察到，随着波束对准时隙数量增加，所提出的估计方案性能显著提升。还需指出，尽管上述仿真展示的是到达角的最大似然估计，但用户设备侧和基站侧分别对应式（21）和式（26）中的最大似然估计指标可用于同时估计时延、多普勒和角度参数，这些参数定义在一个三维参数网格上。

下列图表展示了在获得角度估计并据此调整波束成形器后，用户设备处可实现频谱效率方面的性能。该性能通过对以下结果取平均值进行数值计算：

$$\log_2\left(1+\mathrm{SNR}_{\mathrm{UE,BBF}}|\mathbf{a}^{\mathsf{T}}(\theta)\mathbf{a}^*(\hat{\theta})\mathbf{b}^{\mathsf{H}}(\hat{\phi})\mathbf{b}(\phi)|^2\right) \tag{38}$$

ˆ在多个距离范围内进行多次仿真，其中 ϕ 和 ˆθ 是按照第III-A节推导得到的最大似然估计。

很容易验证，将表I 中的数值代入式（35），可得雷达散射截面约为 -11dBsm。当用于波束对准的时隙数固定为 32 时，波束成形后的可实现频谱效率如图 3所示。我们考虑了解析雷达散射截面、一个假设值，以及用同等尺寸的金属板替代智能反射面的情况。可以观察到，当信噪比低至 -5 dB至 0dB时，无论雷达散射截面取何值，波束对准后的通信性能都接近最优。

受前述结果启发，我们现在固定信噪比$_{\text{UE, BBF}}$为 -4 dB （对于我们的系统配置，这对应于 10m 的距离，在室内场景中属于合理范围），并在图 4中研究可实现频谱效率随分配给波束对准的时隙数变化的性能。结果表明，我们基于智能反射面的波束对准方法始终能够提升
频谱效率至少提高 2 比特/s/Hz。请注意，在上述所有仿真中，我们使用的发射功率相对较小，仅为 1 mW。若采用更大的发射功率（大多数基站的情况便是如此），则可扩大该方案的有效工作范围，以满足更大尺寸小区的需求。

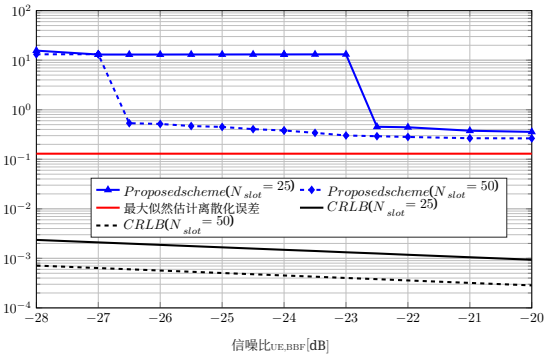


图 2. 用户侧估计的到达角均方根误差。

参数	值
工作频率	$f_c = 60$ GHz $\Leftrightarrow$ $\lambda_c = 5$毫米
带宽	$B \approx 1$吉赫兹
子载波	$M = 2048$
子载波间隔	$\Delta f = 480$千赫
每时隙 OFDM 符号数	$N = 14$
循环前缀时长	$T_{\mathrm{cp}} = 0.07/\Delta f$
基站天线	$N_{\mathrm{a}} = 64$
智能反射面天线/单元	$L_{\mathrm{a}} = 64$
基站/用户设备射频链	$N_{\mathrm{rf}} = L_{\mathrm{rf}} = 4$
发射功率	$P_t = 0$ dBm $= 1$ mW
噪声功率	$\sigma^2 = -84$dBm $\approx 4\times10^{-12}$ W
导频信号	类似于来自 [18]的信道状态信息参考信号
智能反射面雷达散射截面模型	参见（33）和（35）
ML 网格大小（角度、时延、多普勒）	$400 \times 20 \times 20$
IRS 激活的估计次数	$N_{\mathrm{w}} = 5$

表I 所用系统参数概览。

V. 结论

鉴于毫米波通信中高度定向波束成形对波束对准（BA）的需求，我们提出采用设备搭载式 HIRS 来辅助波束对准流程。在所提方案中，我们开发了一种多时隙参数估计框架，以应对 HDA 架构所施加的限制。数值结果表明，当时隙数量足够大时，用户设备能够可靠地估计入射通信信号的到达角（AoA），并保持显著更高的频谱效率。

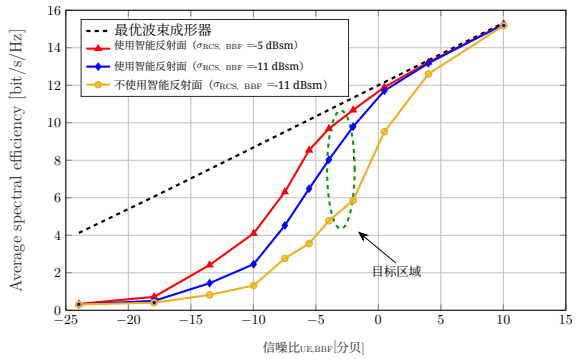


图 3. 不同雷达散射截面值下，平均频谱效率随用户设备变化的关系。

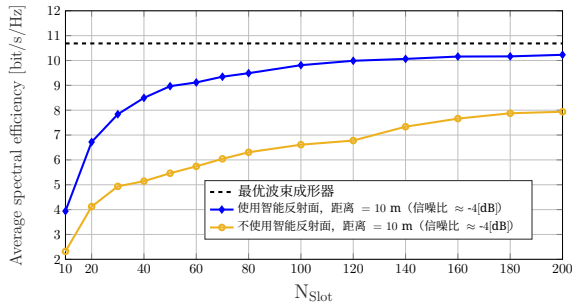


图 4. 固定用户距离为 10m 时，可实现频谱效率随估计块数量变化的关系。

VI. 致谢

作者谨此感谢 Gerhard Kramer 对稿件的认真审阅以及提出的宝贵意见。

S. K. Dehkordi 和 F. Pedraza 谨此感谢德国联邦教育与研究部通过“Souver¨an. Digital. Vernetzt.”联合项目 6G-RIC 提供的资金支持，项目编号：16KISK030。

Lorenzo Zaniboni 的研究由德国研究联合会（DFG）通过资助项目 KR 3517/12-1 提供经费。

参考文献

[1] A. Liu、Z. Huang、M. Li、Y. Wan、W. Li、T. X. Han、C. Liu、R. Du、D. K. P. Tan、J. Lu、Y. Shen、F. Colone 和 K. Chetty，“通感一体化基本极限综述”，*IEEE Communications Surveys &Tutorials*，第24卷，第2期，第994–1034页，2022年。[2] F. Sohrabi 和 W. Yu，“大规模天线阵列的混合数字与模拟波束成形设计”，*IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*，第10卷，第3期，第501–513页，2016年。[3] ¨O. ¨Ozdogan、E. Bj¨ornson 和 E. G. Larsson，“利用智能反射面提升MIMO通信中的秩”，2020年。 [在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/ 2002 02182 。[4] Z. Esmaeilbeig、K. V. Mishra 和 M. Soltanalian，“IRS辅助雷达：通过智能反射面增强目标参数估计”，载于*2022年IEEE第12届传感器阵列与多通道信号处理研讨会（SAM）*，2022年，第286–290页。[5] K. Meng、Q. Wu、W. Chen 和 D. Li，“智能表面赋能的感知辅助通信”，2022年。 [在线]。可访问：https://arxiv. org/abs/ 2211 04200 。[6] X. Mu、Y. Liu、L. Guo、J. Lin 和 R. Schober，“同时传输与反射（STAR）RIS辅助无线通信”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第21卷，3098，2022年5，3083，第–期，页。

[7] G. C. Alexandropoulos、N. Shlezinger、I. Alamzadeh、M. F. Imani、H. Zhang 和 Y. C. Eldar，“混合可重构智能超表面：实现面向6G无线通信的同时可调反射与感知”，arXiv预印本 arXiv:2104.04690，2021年。[8] I. Alamzadeh、G. C. Alexandropoulos、N. Shlezinger 和 M. F. Imani，“具有一体化感知能力的可重构智能反射面”，Scientific Reports，第11卷，第1期，第20737页，2021年10月。 [在线]。可访问：https://doi.org/10.1038/s41598-021-99722-x [9] S. K. Dehkordi、L. Gaudio、M. Kobayashi、G. Caire 和 G. Colavolpe，“采用OTFS调制的用于联合通信与感知的波束空间MIMO雷达”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第1 1页，2023年 – 。[10] C. Sturm 和 W. Wiesbeck，“无线通信与雷达感知融合中的波形设计与信号处理方面”，Proc. IEEE，第99卷，第7期，第1236–1259页，2011年7月。[11] S. K. Dehkordi、L. Gaudio、M. Kobayashi、G. Colavolpe 和 G. Caire，“采用OTFS调制的用于通感一体化的波束空间MIMO雷达”，载于2022年IEEE国际通信会议研讨会（ICC Workshops），2022年，第509–514页。[12] L. L. Scharf 和 C. Demeure，《统计信号处理：检测、估计与时间序列分析》。Prentice Hall，1991年。[13] C. Balanis，《天线理论：分析与设计》。Wiley，2012年。[14] Z. Yu、C. Feng、Y. Zeng、T. Li 和 S. Jin，“利用金属反射体进行无线通信：反射建模与实验验证”，2022年。 [ ] 2211 08626 [15] ¨ 在线。可访问：https://arxiv.org/abs/。P. Hugler、M. Geiger 和 C. Waldschmidt，“E波段基于雷达的手势识别中人手的RCS测量”，载于2016年德国微波会议（GeMiC），2016年，第259–262页。[16] M. Shibao、K. Uchiyama 和 A. Kajiwara，“79GHz毫米波雷达道路碎片的RCS特征”，载于2019年IEEE无线电与无线通信研讨会（RWS），2019年，第1–4页。[17] V. Semkin、J. Haarla、T. Pairon、C. Slezak、S. Rangan、V. Viikari 和 C. Oestges，“分析毫米波频段不同无人机模型的雷达散射截面特征”，IEEE Access，第8卷，48 969，2020年48 958页。– 。[18] *5*G；新空口；物理信道与调制（3GPP TS 38.211 17.2.0版，第17版），第三代合作伙伴计划，2022年6月。