



6G通信感知一体化中的 时频同步技术与样机验证

vivo通信研究院 丁圣利
victording@vivo.com

目录

CONTENTS



背景介绍

- 6G通感一体化
- 双基地感知



感知非理想因素

- 来源
- 对感知信号的影响
- 相关研究简介



面向6G的感知非理想因素消除方法

- 异步时延-多普勒方法
- 增强往返测量方法
- 整体信号处理流程



样机与数据集

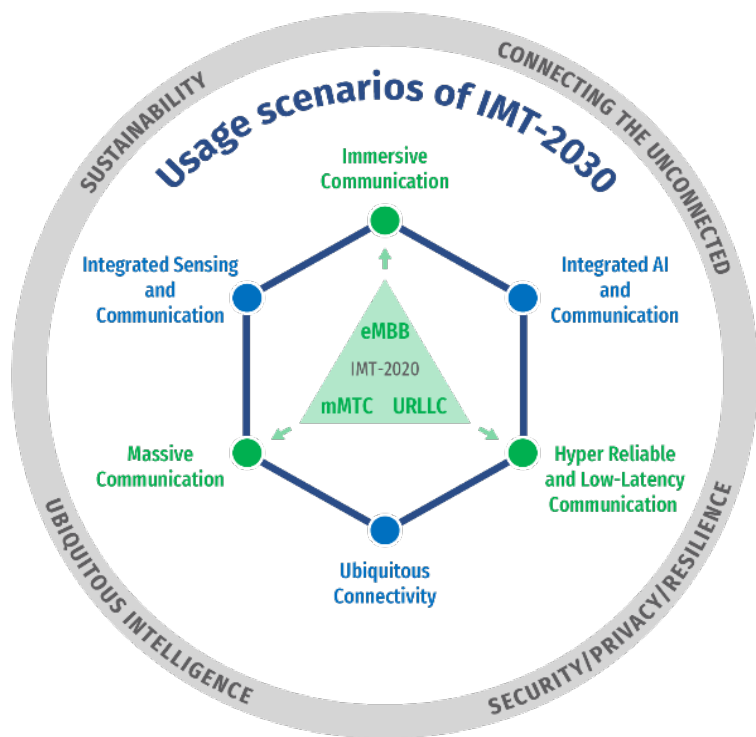
- vivo样机平台简介
- 样机测试结果
- 样机展示
- 数据集介绍



小结与展望

背景

- 2023年6月，ITU定义了6G的典型场景与能力指标体系，通感一体化是6G六大应用场景之一；
- 2026年4月3GPP RAN1 #124bis会议正式开始6G通感一体化的标准化研究（Study Item阶段）。



ITU定义的6G（IMT-2030）应用场景

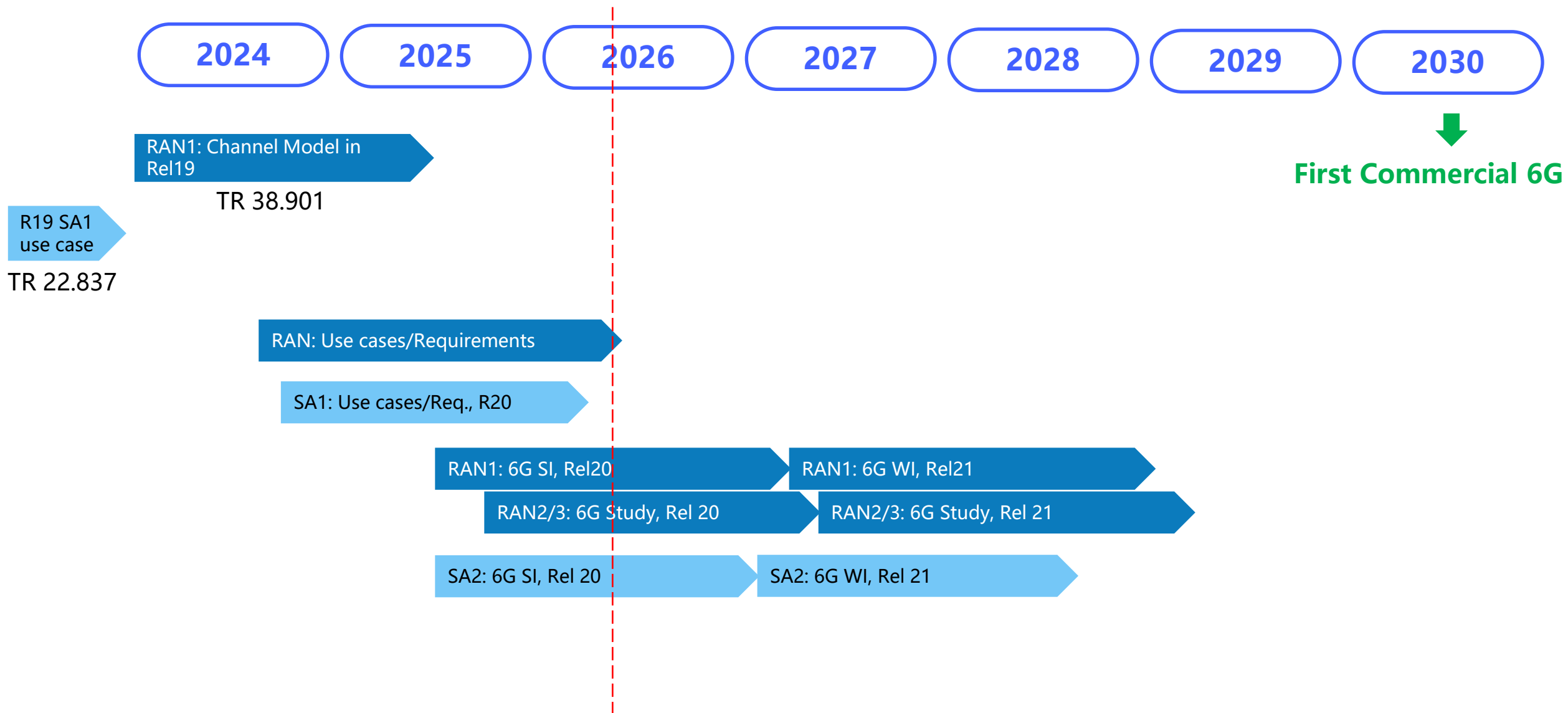
Rel-19 (5G-A)

- **SA1通感用例研究**
 - ✓ TR 22.837定义了32个感知用例，包括目标检测和跟踪、环境监测、动作检测等。
- **ISAC信道建模**
 - ✓ 支持6种感知模式；
 - ✓ 包含UAV、室内/室外人、车、AGV、铁路/公路障碍物等场景。

Rel-20 (6G)

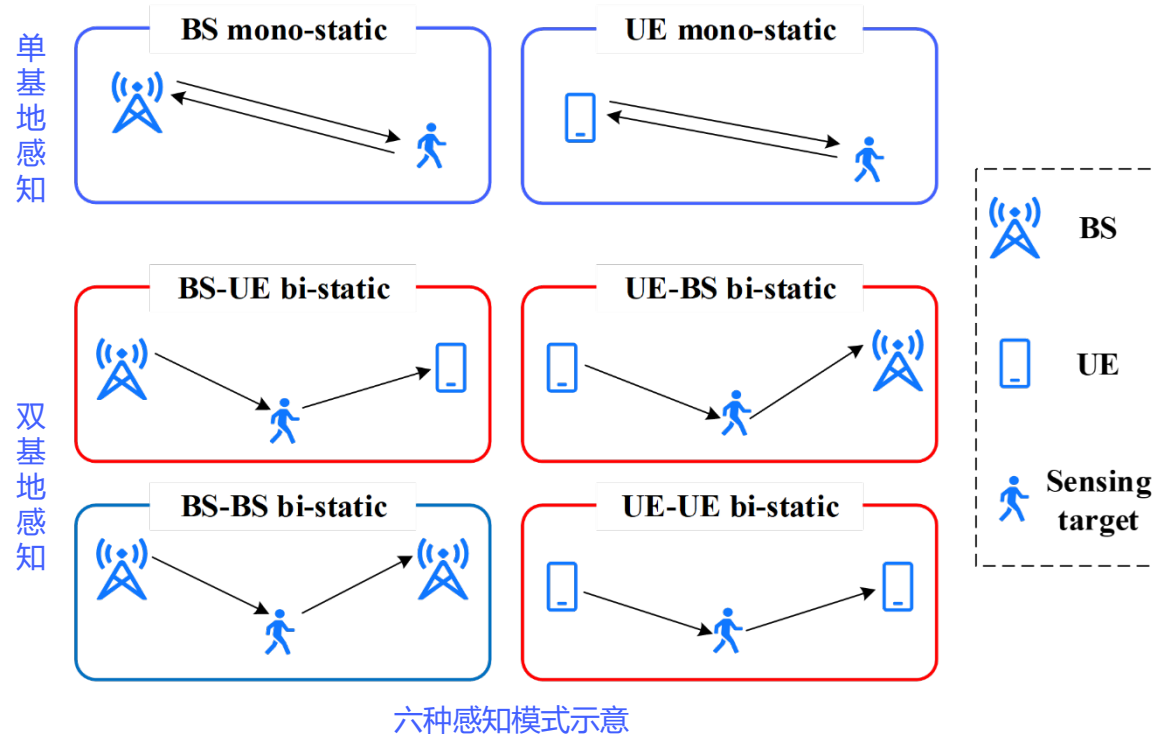
- **用例**：目前主要考虑如下两个用例，不排除未来会纳入更多用例，
 - ✓ 感知目标的检测与跟踪：UAV、人、车、AGV；
 - ✓ 感知辅助通信。
- **RAN1（物理层）**：
 - ✓ 仿真评估方法；
 - ✓ 感知与通信的一体化设计；
 - ✓ 波形与帧结构。
- **RAN4（射频性能）**：
 - ✓ 用例与场景；
 - ✓ 射频与测量的协议影响；
 - ✓ 共存问题研究；
 - ✓ ...

ISAC标准化时间表



感知模式

- **六种感知模式**：3GPP定义了6种基本感知模式，如图所示。
- **单基地感知**：
 - ✓ 感知信号的接收模块与发送模块属于同一设备，包括：
 - 基站单基地感知；
 - 5G ISAC仅考虑此种模式；
 - UE单基地感知。
 - ✓ 最显著特点：
 - 完美同步；
 - 需考虑自干扰。
- **双基地感知**：纳入6G ISAC研究范围。
 - ✓ 感知信号的接收模块与发送模块属于不同设备，包括：
 - 基站-UE双基地感知；
 - UE-基站双基地感知；
 - 基站-基站双基地感知：部分可通过有线连接进行同步；
 - UE-UE双基地感知。
 - ✓ 最显著特点：
 - 需考虑时频异步；
 - 无自干扰。

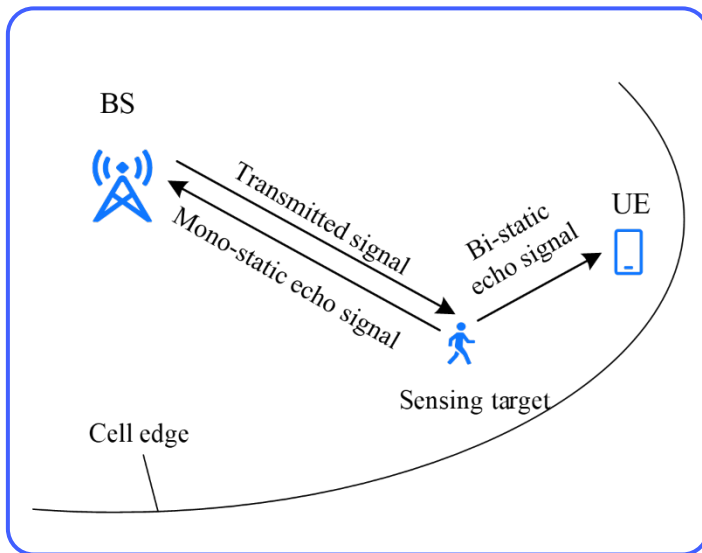


- **单基地感知自干扰问题应对方法**：
 - ✓ **收发分时**：采用脉冲波形，通过收发分时避免发射信号对接收机的干扰：
 - 存在数百米以上的近距离盲区。
 - ✓ **自干扰抑制**：通过降低发射功率、空间隔离、射频域/数字域干扰对消等方式降低自干扰。
 - 无法完全消除自干扰，大部分方法会引入额外的硬件要求，减小了感知测量范围。
 - ✓ **调频连续波FMCW**：以发送信号对接收信号进行混频，不存在自干扰问题。
 - 需要专门硬件（波形生成、混频）和较大带宽，不符合通感一体化初衷。

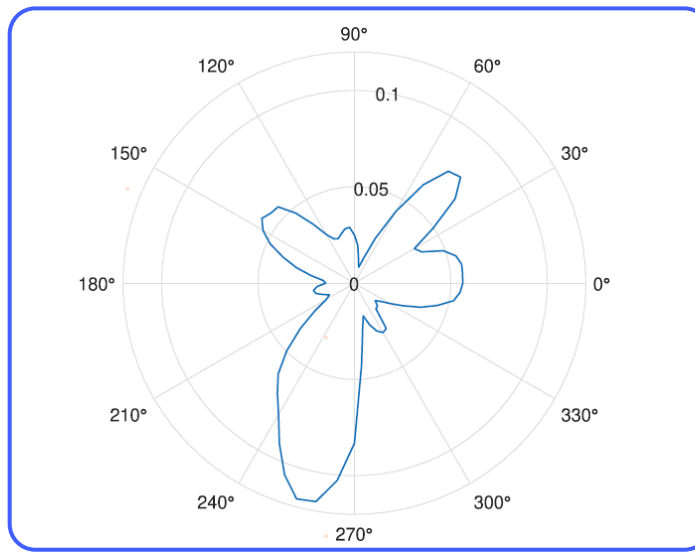
双基地感知的优势

- **路损优势**：通过选择合适位置的UE能够获得更小的路径损耗：
 - ✓ 降低自由空间传播损耗；
 - ✓ 在一些测量角度上能够获得更大的感知目标RCS。
- **无自干扰**：双基地感知的收发模块分别属于不同设备，不存在自干扰问题。
- **对现有通信设备和协议的改动小**：基于空口信号的感知测量对于通信设备硬件的额外要求较小，并且能够基于通信参考信号的方法进行感知信号设计和测量，较好地兼容通信协议框架。
- **协作感知**：利用多个UE参与感知测量，进行协作感知处理，能够进一步提升感知测量的性能。

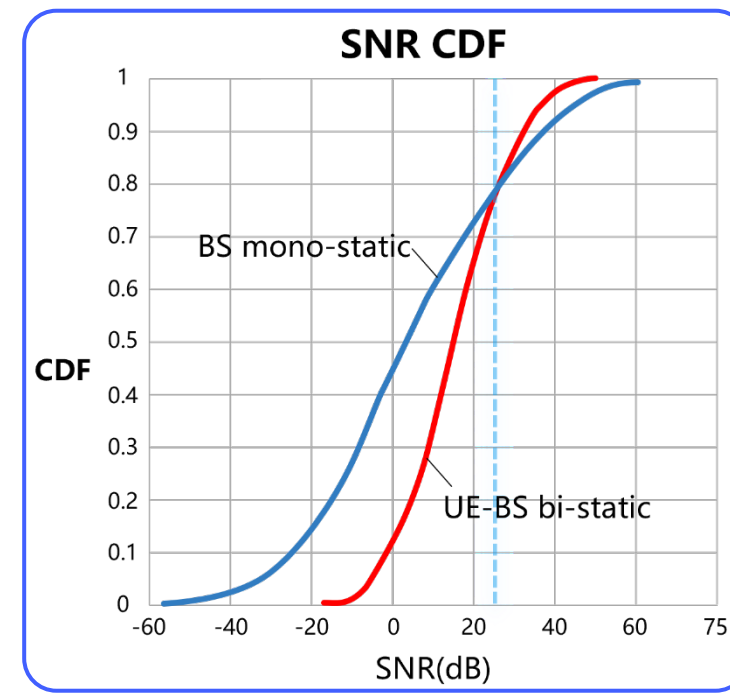
有利于6G ISAC



感知信号自由空间传播损耗对比示意



不同观察角度下的感知目标RCS示例*



InH场景下双基地感知与基站单基地感知SNR对比

* G. Liu, "Cooperative sensing for 6G mobile cellular networks: Feasibility, performance, and field trial," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2863–2876, Oct. 2024.

目录

CONTENTS



背景介绍

- 6G通感一体化
- 双基地感知



感知非理想因素

- 来源
- 对感知信号的影响
- 相关研究简介



面向6G的感知非理想因素消除方法

- 异步时延-多普勒方法
- 增强往返测量方法
- 整体信号处理流程



样机与数据集

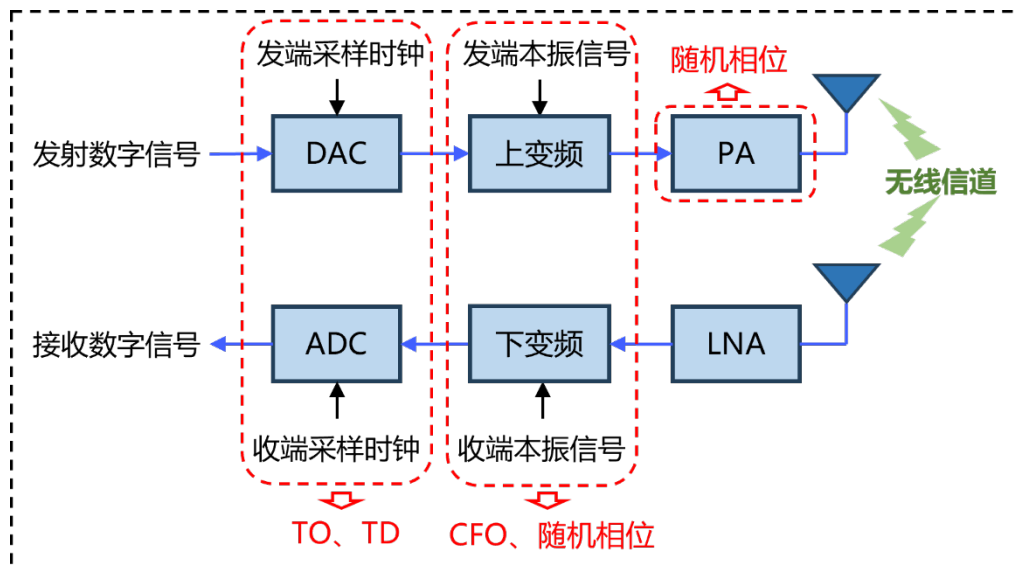
- vivo样机平台简介
- 样机测试结果
- 样机展示
- 数据集介绍



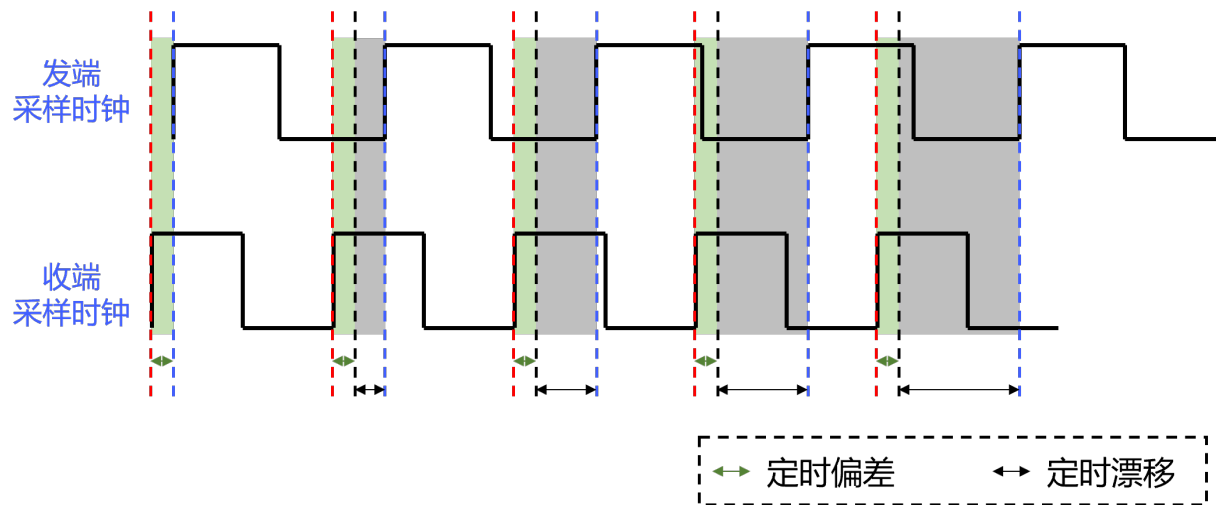
小结与展望

来源分析

- 考虑空口感知，静止UE作为感知信号的接收设备或发送设备。
- 感知非理想因素来自于硬件的非理想性，主要包括：
 - ✓ **本振信号的频率误差：**
 - 收发两端的本振信号频率之差为**载波频率偏差CFO**；
 - 在较短时间，例如一个CPI内，可以认为CFO固定不变。
 - ✓ **采样时钟的绝对时间误差：**
 - 接收端采样时钟的时间轴相对于发送端采样时钟的时间轴的绝对时间之差为**定时偏差TO**；
 - TO为一个CPI的所有OFDM符号的公共定时偏差。
 - ✓ **采样时钟的频率误差：**
 - 接收端采样时钟与发送端采样时钟的频率之差为采样频率偏差SFO，而SFO在时域体现为**定时漂移TD**；
 - TD随时间变化，当TD达到预设门限会触发**定时调整**。
 - ✓ **硬件状态切换过程中的不稳定性：**
 - 在例如上下行切换、跳频的射频重调谐过程中，很难维持相位的稳定性，从而引入**随机相位**。
 - 随机相位的发生次数取决于硬件状态切换次数。
- 相关文献中通常将这里的TO和TD看作一个整体，为**时变的定时偏差**。考虑TO和TD对于感知信号具有不同的影响、且对应的抑制方法也不同，我们提出将其分开考虑。



引入感知非理想因素的关键过程示意



定时偏差和定时漂移的示意

感知非理想因素对感知信号的影响

信号模型

模型参数:

- ✓ 感知信号以comb方式占用 N 个子载波、一个CPI内包含以comb方式分布的 M 个OFDM符号;
- ✓ 感知子载波和感知OFDM符号的索引分别为 n 和 m ;
- ✓ 信道包含 L 个径, 径的索引为 l 。

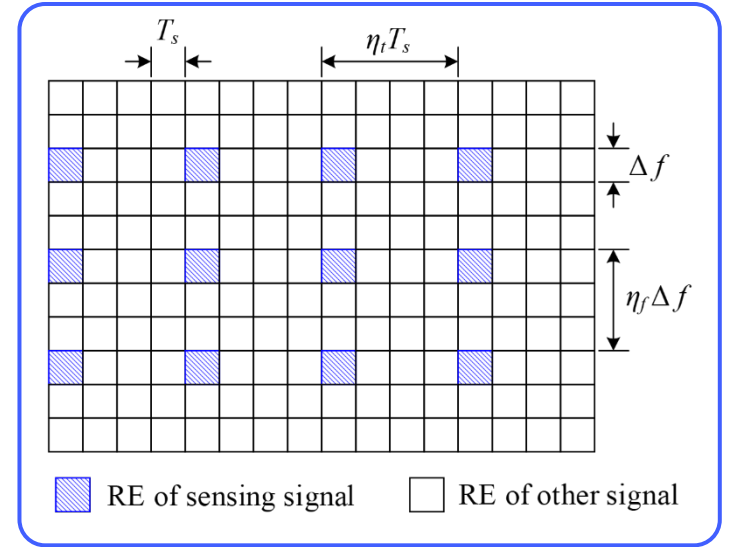
沿频域进行IDFT后, 第 m 个感知OFDM符号上的时延谱谱:

$$\mathbf{r}_m(p) = e^{j\phi_m} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\rho_l} \times e^{j2\pi \left[\frac{np}{P} \left(\xi + \eta_f n - \frac{N_c}{2} \right) \Delta f (\tau_l + \tau_\Delta + \Delta\tau_m) \right]} e^{j2\pi m \eta_l T (v_l + \Delta f_{LO})}$$

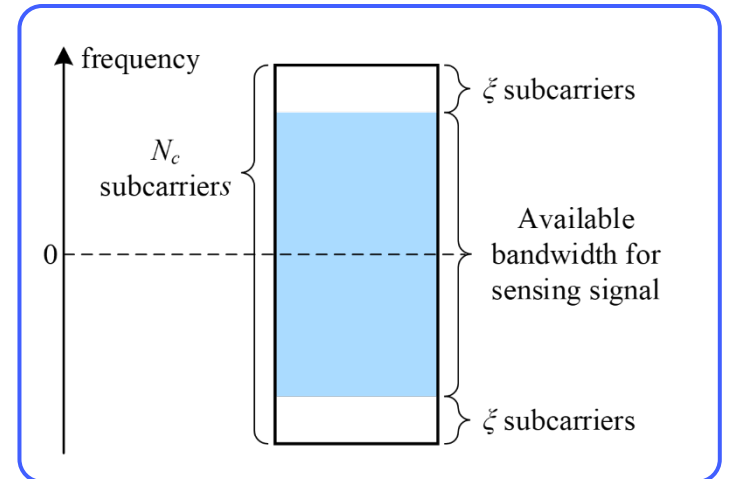
直接进行2D-DFT运算获得的时延-多普勒谱:

$$\mathbf{R}(p, q) = e^{j\phi_m} \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\rho_l} \times e^{j2\pi \left[\frac{np}{P} \left(\xi + \eta_f n - \frac{N_c}{2} \right) \Delta f (\tau_l + \tau_\Delta + \Delta\tau_m) \right]} e^{j2\pi m \left[\eta_l T (v_l + \Delta f_{LO}) - \frac{q}{Q} \right]}$$

↑ 随机相位
↑ 载波频率偏差CFO
↑ 定时偏差TO ↑ 定时漂移TD



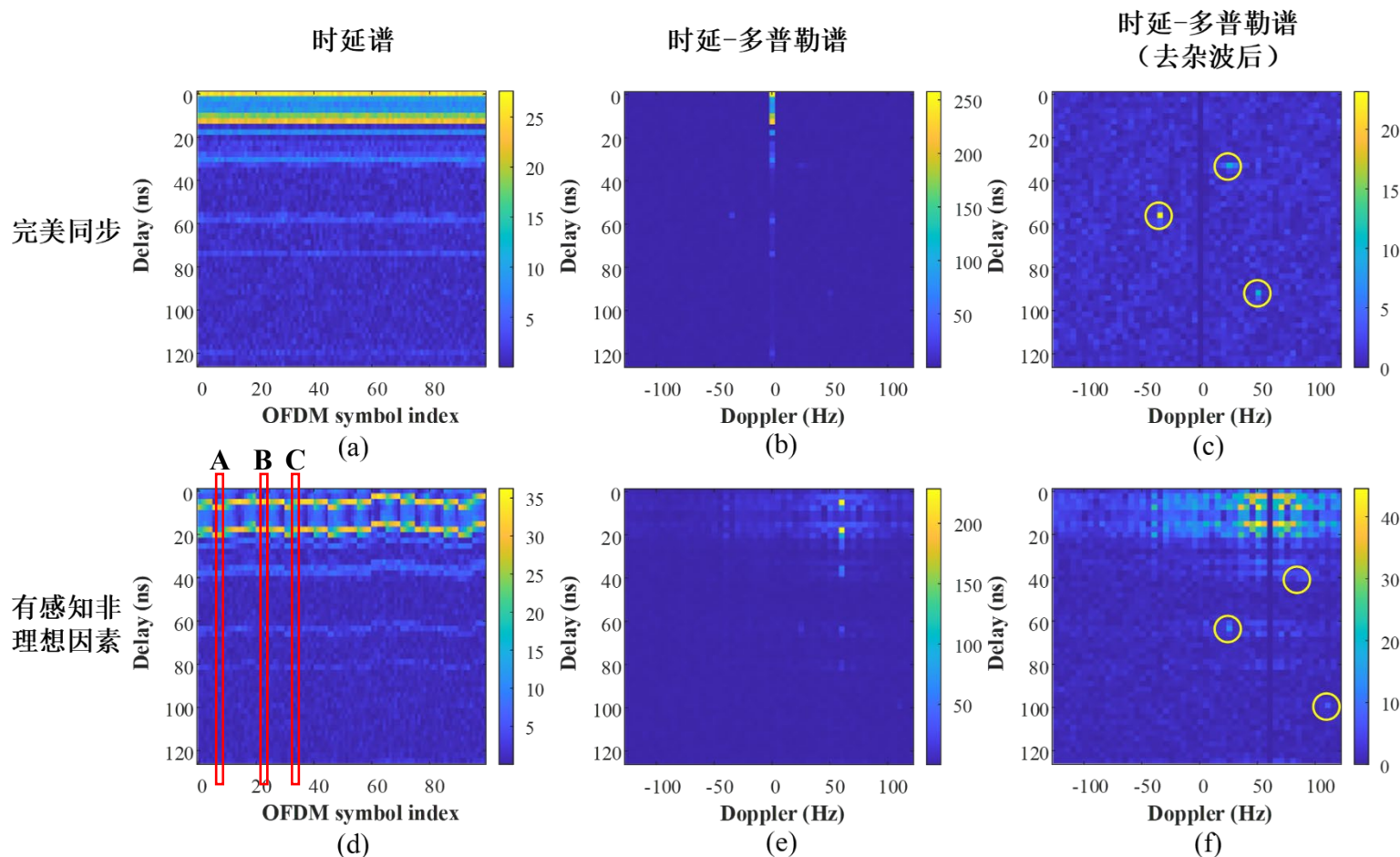
感知信号RE配置



感知信号频带配置

谱分析结果

- 完美同步：4种感知非理想因素全部为零：
 - ✓ 时延谱：各个感知OFDM符号的时延谱沿时延维度严格对齐；
 - ✓ 时延-多普勒谱：无弥散，背景杂波位于零多普勒处，感知目标清晰可检测。
- 受感知非理想因素影响：
 - ✓ 时延谱：各个感知OFDM符号的时延谱在时延维度上不再对齐；
 - ✓ 时延-多普勒谱：
 - 严重弥散，感知目标无法被正确检出；
 - 背景杂波不再位于零多普勒处，整体沿时延维度有额外移位。
- 时延-多普勒谱弥散：
 - ✓ 任意一个径（本该对应一个时延-多普勒单元）的能量弥散到其他多个时延-多普勒单元上；
 - ✓ 背景杂径功率较高，弥散到其他时延-多普勒单元上后仍具有较高功率，严重影响目标检测。



感知非理想因素对时延谱和时延-多普勒谱的影响

影响梳理

● 定时偏差TO:

- ✓ 使得时延-多普勒谱沿时延维度发生整体移位, 所有感知目标/径的时延估计结果被叠加上同一个未知偏差;
- ✓ 不影响目标检测, 仅影响参数估计结果。

● 载波频率偏差CFO:

- ✓ 使得时延-多普勒谱沿多普勒维度发生整体移位, 所有感知目标/径的多普勒估计结果被叠加上同一个未知偏差;
- ✓ 不影响目标检测, 仅影响参数估计结果。

● 定时漂移TD:

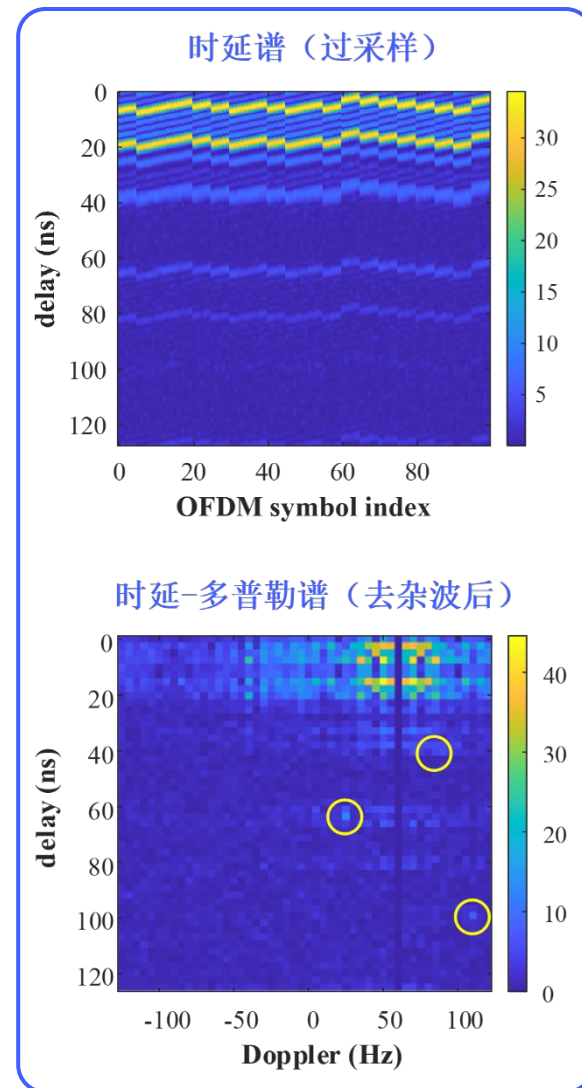
- ✓ 引起CPI内各个OFDM符号之间的时延谱移位和相位漂移:

- **时延谱移位:** 各个OFDM符号的时延谱的包络沿时延维度不再对齐 (高分辨处理后更直观);
- **相位漂移:** 即使通过沿时延维度的循环移位将各个OFDM符号的时延谱的包络拉齐, 各个OFDM符号之间仍然存在由TD引起相位偏差, 定义为相位漂移。

- ✓ 由TD触发的**定时调整** (以及可能存在的定时提前调整) 合并TD内一起考虑;
- ✓ 在进行慢时间维谱分析时, 时延谱移位和相位漂移都会破坏各个OFDM符号间的**相干性**, 引起最终的时延-多普勒谱发生弥散;
- ✓ 严重影响目标检测, 并影响后续的参数估计。

● 随机相位:

- ✓ 在进行慢时间维谱分析时, 引起最终的时延-多普勒谱发生弥散 (与相位漂移相似);
- ✓ 严重影响目标检测, 并影响后续的参数估计。

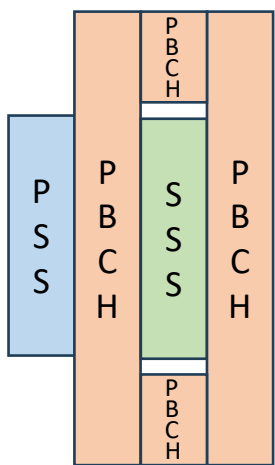


感知非理想因素的影响

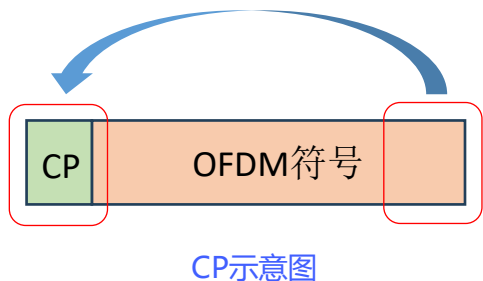
感知非理想因素对通信信号的影响

影响对比

- 定时漂移TD和随机相位:
 - ✓ 这2项对于感知信号具有重要影响, 因为一个CPI的感知信号会跨越**多个无线帧**;
 - ✓ 通信信号解调是**逐时隙** (Per slot) 进行, 在一个或连续几个时隙内无随机相位、且TD很小; 因此这2项对于通信信号的影响可忽略。
- 载波频率偏差CFO:
 - ✓ 通信系统的同步机制能够较好地抑制CFO, 例如, 通过SSB或者CP提取CFO后进行抑制; 能将残余CFO控制在通信系统可接受的水平 (远小于SCS), 不会造成显著的子载波间干扰ICI, 从而不会对通信性能有显著影响。
 - ✓ 在6G ISAC中, 基于通信系统进行感知测量, 通信同步机制的**残余CFO**对于感知目标的多普勒测量有显著影响; 因此感知信号处理需要进一步进行残余CFO抑制。



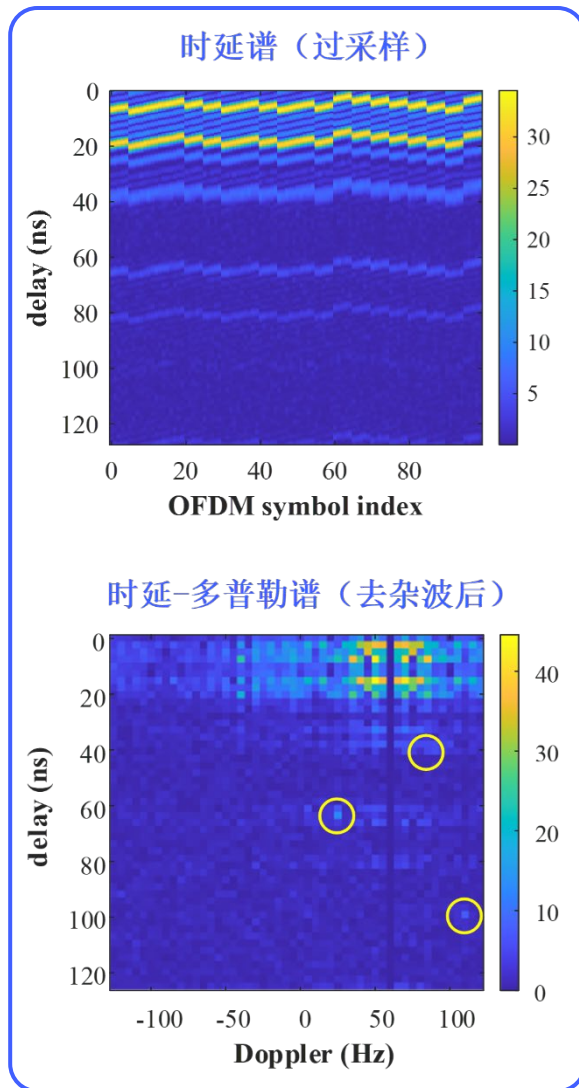
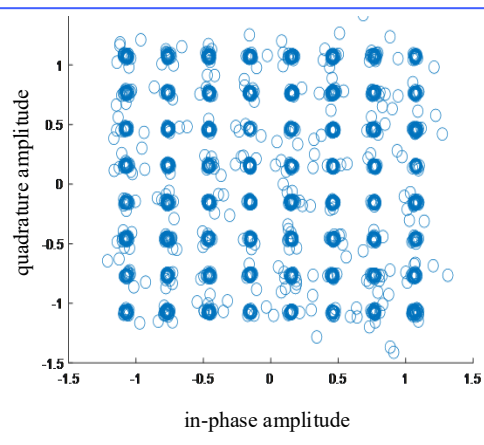
SSB时频结构



通信系统残余CFO:
几十~几百Hz

VS

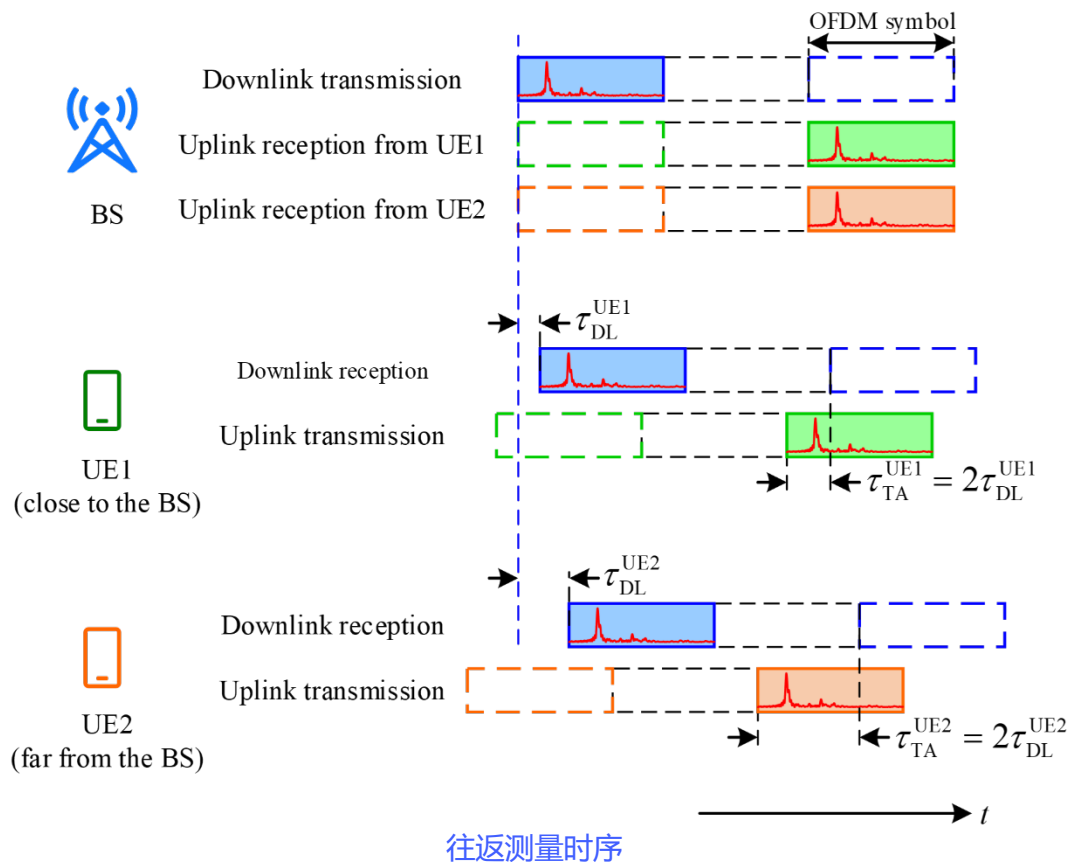
感知目标多普勒:
10m/s@3GHz,
 $f_d = 100$ Hz



感知非理想因素的影响

影响对比

- 定时偏差TO
 - ✓ 通信系统的同步机制是**相对同步**，
 - 下行：UE接收信号边界与UE采样起始点的偏差控制在CP范围之内，例如，将PSS相关峰控制在预设范围内；
 - 上行：使得不同UE发送的上行信号边界在BS处与BS发射下行信号边界对齐；
 → 上述同步机制能够很好地满足通信系统的要求。
 - ✓ 感知测量要求**绝对同步**，发射端在 t_0 时刻发送信号、接收端在 $t_0 + \tau$ 时刻接收到信号，要求发送端和接收端对于 t_0 的理解一致，从而能够提取正确的 τ 值。
 - ✓ 基于上述的通信同步机制，BS侧或UE侧直接测得的时延值都不能反映真实信号传播时延，其中：
 - 由定时提前TA、定时调整等因素引入的TO成分对于UE是已知的，但是这些调节颗粒度较为粗糙，通信同步具有较大的残余误差（控制在CP范围内）；
 - 由时钟偏差引起TO成分对于收发两端都是未知的；
 → 上述原因导致UE与BS不能达成一致理解，造成提取的 τ 值不正确；例如，接收端理解的 t_0 实际上对应于发送端的 $t_0 + \Delta t$ ，则会引入 Δt 的定时偏差。



5G信号循环前缀长度

SCS	15 kHz	30 kHz	60 kHz	120 kHz	240 kHz
CP	4.69 μ s	2.34 μ s	1.17 μ s	0.59 μ s	0.29 μ s

5G信号定时提前调整颗粒度

SCS	15 kHz	30 kHz	60 kHz	120 kHz	240 kHz
TA颗粒度	520.8 ns	260.4 ns	130.2 ns	65.1 ns	32.55 ns

3GPP讨论现状

从3GPP 6G ISAC第一次会议 (RAN1 #124bis) 开始, 双基地感知纳入讨论范围, 感知非理想因素的讨论是一个重要议题。目前讨论涉及到TO/CFO、相位连续性和TA等。

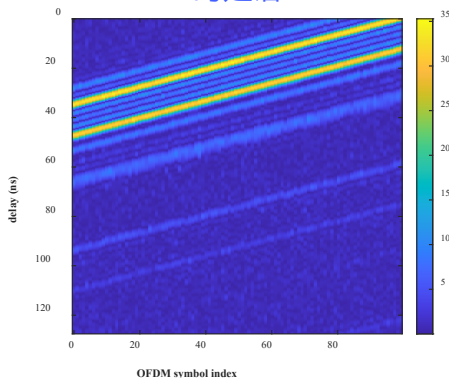
其中, 关于相位连续性问题有初步方向性的Agreements。

● 相位连续性问题: 一个CPI内各个OFDM符号之间的相位变化:

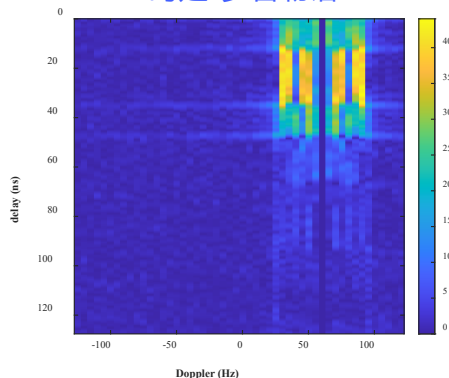
- ✓ 上下行切换引起的**随机相位**;
- ✓ (跳频信号) 射频重调谐引起的**随机相位**;
- ✓ 定时漂移引起的**相位漂移**;
- ✓ 定时调整 (和定时提前调整) 引起的**相位跳变**;

→ 即使不发生任何状态变化 (上下行切换、定时调整、跳频), 也仍然会存在相位漂移。

时延谱



时延-多普勒谱



仅有定时漂移TD的情况

RAN1 #124bis (2026年4月)

Agreement

- On measurement for ISAC, study at least the following aspects.
 - Measurement definitions/levels for TRP-side measurement, taking the measurement Levels studied in NR ISAC as starting point
 - Measurement definitions/levels for UE-side measurement
 - **Impacts of non-ideal factors on measurement**
 - Other aspects are not precluded
 - Note: this discussion may or may not mean there is specification impact

RAN1 #125 (2026年5月)

Agreement

- On time domain phase continuity for sensing RS, study at least the following aspects.
 - Definition of CPI
 - **Factors that impact phase continuity in a CPI**
 - **Whether/how to maintain phase continuity in a CPI?**
 - **Whether/how to recover phase continuity in a CPI?**
 - Impacts on sensing measurement/reporting
 - Other aspects are not precluded
- Companies are encouraged to bring up evaluation results including considered measurement and potential spec impacts on phase continuity issues in RAN1#126, e.g., the **tolerable phase discontinuity**.

目录

CONTENTS



背景介绍

- 6G通感一体化
- 双基地感知



感知非理想因素

- 来源
- 对感知信号的影响
- 相关研究简介



面向6G的感知非理想因素消除方法

- 异步时延-多普勒方法
- 增强往返测量方法
- 整体信号处理流程



样机与数据集

- vivo样机平台简介
- 样机测试结果
- 样机展示
- 数据集介绍



小结与展望

需求

面向6G的感知非理想因素消除方法

全场景适应

能够用于LOS/NLOS、单天线/多天线、大带宽/小带宽、稀疏信道/富散射信道、高SNR/低SNR等全场景。

全因素适配

能够消除/抑制前面提到的全部感知非理想因素，从而能够应用于多种感知用例：定时偏差TO、定时漂移TD、载波频率偏差CFO和随机相位等。

高抑制性能

能够实现亚纳米量级的时偏消除和度量级的相位消除性能，尽可能降低感知非理想因素对于感知测量的影响。

低运算负荷

UE是6G ISAC双基地感知的重要感知节点之一，为了能够基于UE的软硬件完成相应的处理，运算复杂度、运算量不能太大。

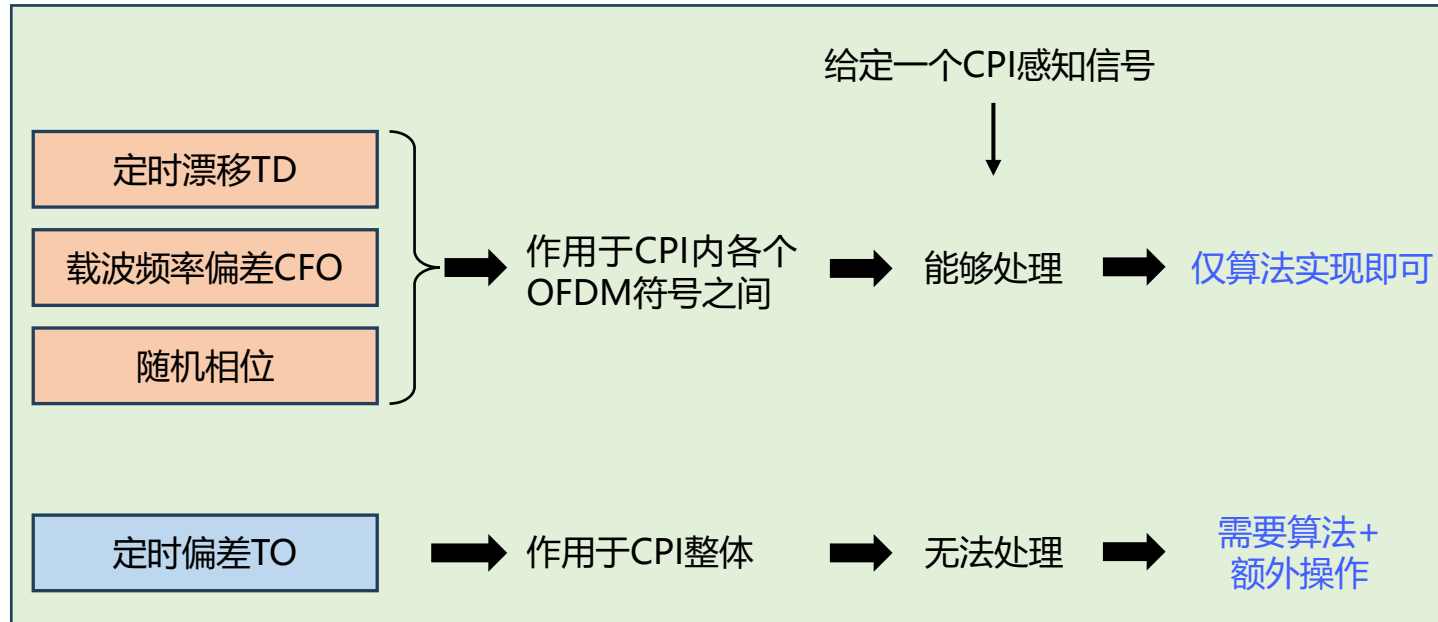
弱协议影响

尽量基于算法实现，仅在理论上不可能单依赖算法能够解决的情况下适度引入协议配合。

面向6G的感知非理想因素消除方法

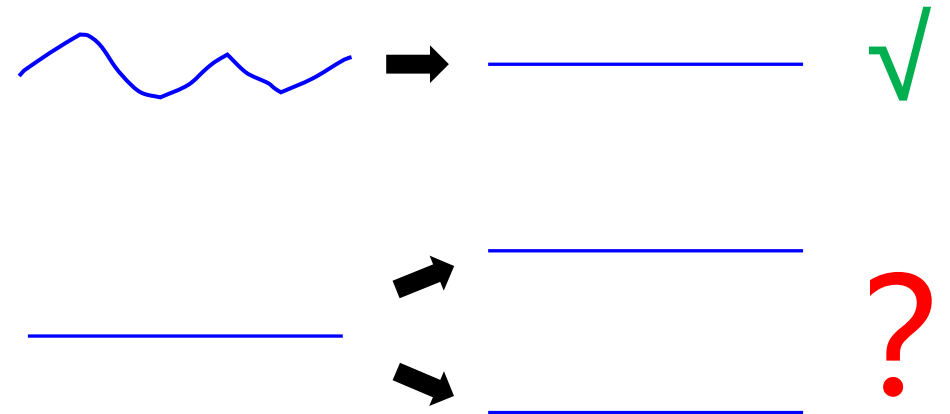
我们的思路

- **第一步**: 针对作用于CPI内各个OFDM符号之间的**定时漂移TD**、**载波频率偏差CFO**和**随机相位**, 设计异步时延-多普勒 (Asynchronous Delay-Doppler, ADD) 方法, 目的是在时频异步条件下获得**无弥散的时延-多普勒谱**。
- **第二步**: 针对作用于CPI整体的**定时偏差TO**, 设计增强往返测量 (enhanced Round-Trip Measurement, eRTM) 方法, 将ADD方法输出的**无弥散的时延-多普勒谱**变成最终**正确的时延-多普勒谱**。
- 后续基于正确的时延-多普勒谱进行目标检测、参数估计, 同单基地感知完美同步的情况。



信号表现

正确结果



原理分析

异步时延-多普勒 (Asynchronous Delay-Doppler, ADD) 方法:

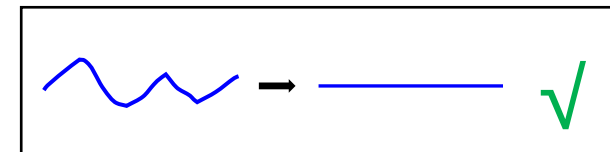
- 作用: 消除CPI内各个OFDM符号之间的**定时漂移TD** (含定时调整、定时提前调整)、**载波频率偏差CFO**和**随机相位**。

原理:

$$\mathbf{r}_m(p) = \underbrace{e^{j\phi_m}}_{⑤} \underbrace{e^{-j2\pi\left(\xi - \frac{N_c}{2}\right)\Delta f(\tau_\Delta + \Delta\tau_m)}}_{③} \underbrace{e^{j2\pi m\eta_t T \Delta f_{LO}}}_{④}$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \underbrace{a_l e^{j2\pi\left[\frac{np}{P} - \left(\xi + \eta_t n - \frac{N_c}{2}\right)\Delta f\tau_l\right]}}_{①} e^{j2\pi m\eta_t T v_l} \times \underbrace{e^{-j\frac{2\pi n}{N} \times \frac{\tau_\Delta + \Delta\tau_m}{\epsilon}}}_{②} \right\}$$

- 项①: 如果去除项②~项⑥、仅保留项①, 则上式即为不受感知非理想因素影响时的延谱。
- 项②: 由**定时偏差TO**和**定时漂移TD**引起的时延谱沿**时延维度的循环移位**:
 - ✓ 一个CPI内定时偏差 τ_Δ 为固定值 (与OFDM符号索引 m 无关), 因此 τ_Δ 引起整个CPI内信号沿时延维度的整体移位;
 - ✓ 定时漂移 $\Delta\tau_m$ 随OFDM符号索引 m 变化, 引起CPI内各个感知OFDM符号之间沿时延维度的相对移位。
- 项③: 由**定时偏差TO**和**定时漂移TD**引起的**相位偏差**:
 - ✓ 一个CPI内 τ_Δ 为固定值 (与OFDM符号索引 m 无关), 因此 τ_Δ 引起CPI内信号的整体相位偏差, 不影响信号检测;
 - ✓ $\Delta\tau_m$ 则会导致CPI内各个感知OFDM符号之间的相对的相位偏差, 即为**相位漂移**。
- 项④: 由**载波频率偏差CFO**引起的各个感知OFDM符号之间的相位偏差, 与OFDM符号索引 m 有关。
- 项⑤: **随机相位**的影响, 与OFDM符号索引 m 有关。



作用示意

完美同步情况下的时延谱

OFDM符号间的时延谱移位

OFDM符号间的相位偏差

对应论文: Shengli Ding, Baolong Chen, Dajie Jiang, Junjie Tan, Yannan Yuan, Jianzhi Li, Jian Yao, Fei Qin, Daqing Zhang, and Chih-Lin I, "Bi-Static ISAC With Asynchronous Transceivers: Mechanism, Solution and Field Test," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 12, no. 17, pp. 35923-35940, 01 Sep. 2025.

处理步骤

● 时延谱反向移位:

✓ 第1步: 提取时延谱移位值:

将各个感知OFDM符号的归一化时延谱的幅度值向量进行互相关运算, 相关谱峰值对应的单元索引 $\tilde{\delta}_m^{\text{int}}$ 给出了时延谱移位值。

$$\Gamma_{m,0}^{\text{amplitude}} = \text{IDFT} \left\{ \text{DFT} \left(\left| \bar{\mathbf{r}}_m \right| \right) \odot \left[\text{DFT} \left(\left| \bar{\mathbf{r}}_0 \right| \right) \right]^* \right\}$$

→ 对应的定时漂移TD (含定时调整、定时提前调整) 的估计值为: $\Delta \hat{t}_m = \tilde{\delta}_m^{\text{int}} \varepsilon'$ 。

✓ 第2步: 时延谱反向循环移位, 有如下两种方法:

• **频域相位旋转:** 第 m 个OFDM符号的信道矩阵 \mathbf{H} 点乘如下向量:

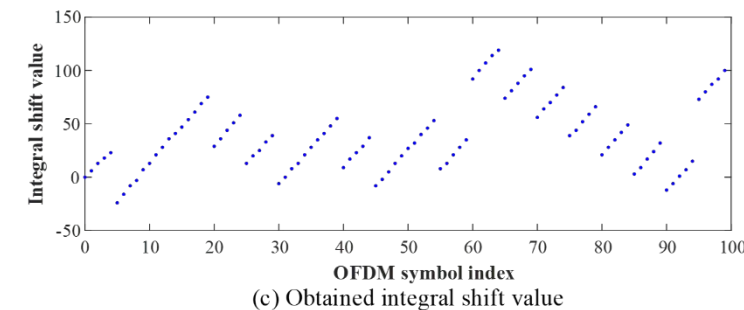
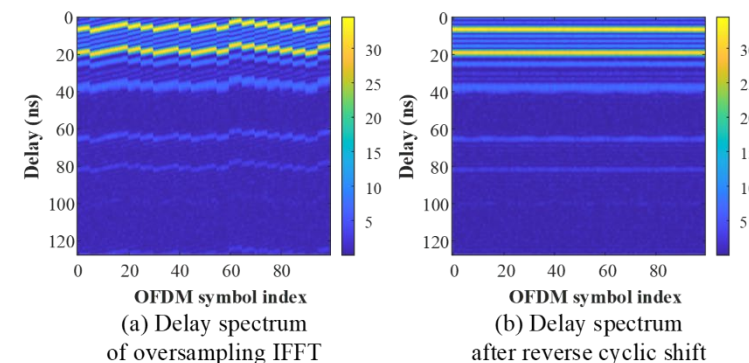
$$\Psi_m = \left[1, e^{j \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{\tilde{\delta}_m^{\text{int}}}{\varepsilon}}, \dots, e^{j \frac{2\pi n}{N} \cdot \frac{\tilde{\delta}_m^{\text{int}}}{\varepsilon}}, \dots, e^{j \frac{2\pi(N-1)}{N} \cdot \frac{\tilde{\delta}_m^{\text{int}}}{\varepsilon}} \right]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

• **时延域反向循环移位:** 对第 m 个OFDM符号的时延谱反向循环移位 $\tilde{\delta}_m^{\text{int}}$ 个时延单元即可。

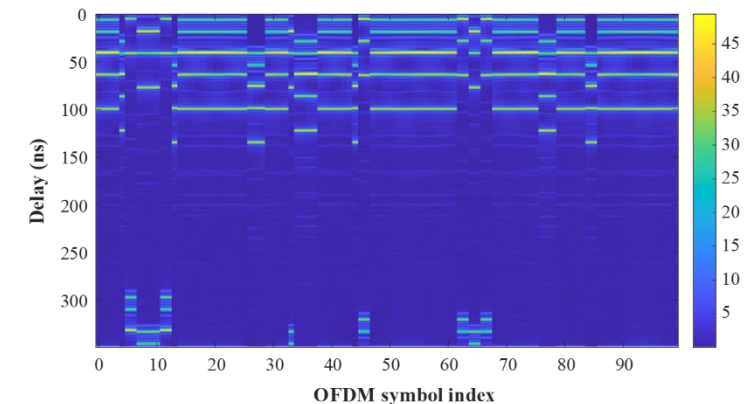
→ 大部分情况下上述两种方法性能完全相同, 如果为了单独消除定时调整/定时提前调整, 频域相位旋转能够更加精确。

✓ 说明: 仅可消除整数倍时延单元的定时漂移, 残余的定时偏移为分数倍定时漂移, 满足如下关系, 因此通过较大的过采样倍数 β 能够获得较小的残余定时偏移。

$$\tilde{\delta}_m^{\text{frac}} \varepsilon' \in \left[-\frac{\varepsilon}{2\beta}, \frac{\varepsilon}{2\beta} \right]$$



过采样IDFT和时延谱反向循环移位



复数时延谱互相关的错误结果

处理步骤

● 相位补偿:

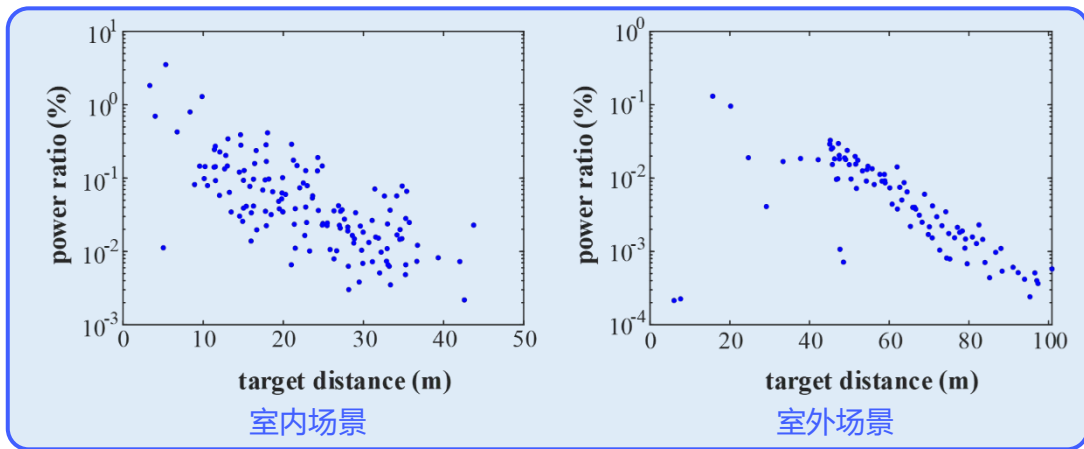
✓ 提取OFDM符号间**公共相位偏差**: 含由定时漂移TD (含定时调整、定时提前调整) 引起的相位漂移、载波频率偏差CFO和随机相位。

- 第一步: 将各个感知OFDM符号的**归一化时延谱的复数值**向量进行互相关运算,

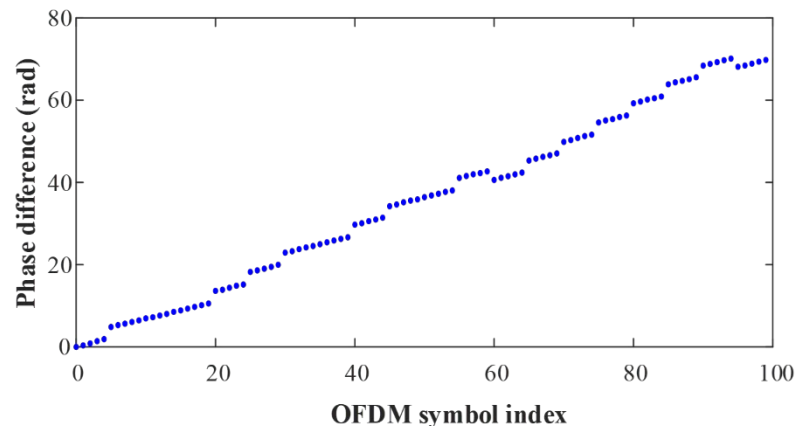
$$\Gamma_{m,0}^{\text{complex}} = \text{IDFT} \left\{ \text{DFT}(|\mathbf{r}_m|) \odot \left[\text{DFT}(|\mathbf{r}_0|) \right]^* \right\}$$

- 第二步: 将幅度时延谱峰值单元索引 δ_m^{int} 代入, 即可提取公共相位偏差 $\angle \Gamma_{m,0}^{\text{complex}}(\delta_m^{\text{int}})$ 。

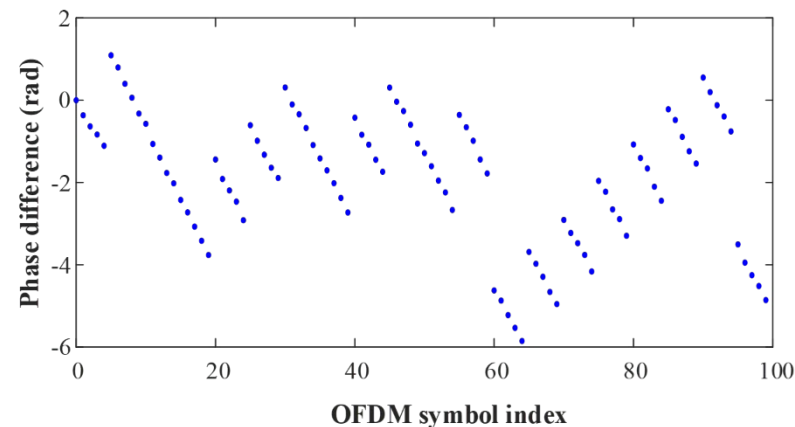
✓ 说明: 接收信号中经感知目标反射的径 (感知径) 的功率的占比很小, 通常在1%量级及以下。而上述互相关运算等效于按功率加权, 因此感知目标的多普勒频率对于公共相位偏差的影响微乎其微。



实测的感知径功率占比*



公共相位偏差



公共相位偏差 (去除CFO)

* Shengli Ding, Baolong Chen, Jianzhi Li, Junjie Tan, Jian Yao, Dajie Jiang, and Fei Qin, "Channel measurements for integrated sensing and communication: Method and prototype test," in Proc. IEEE 99th Veh. Technol. Conf., 2024, pp. 1–6.

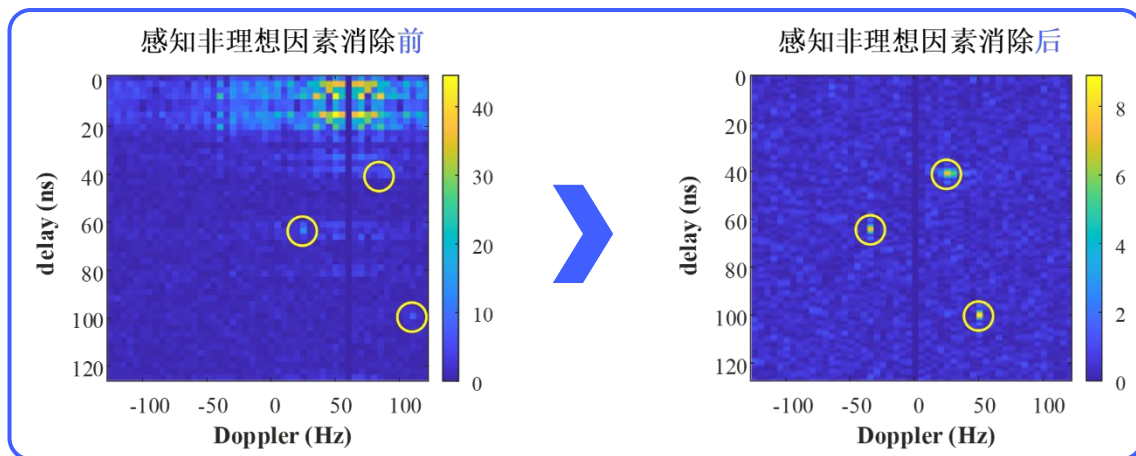
相关分析

● 特点:

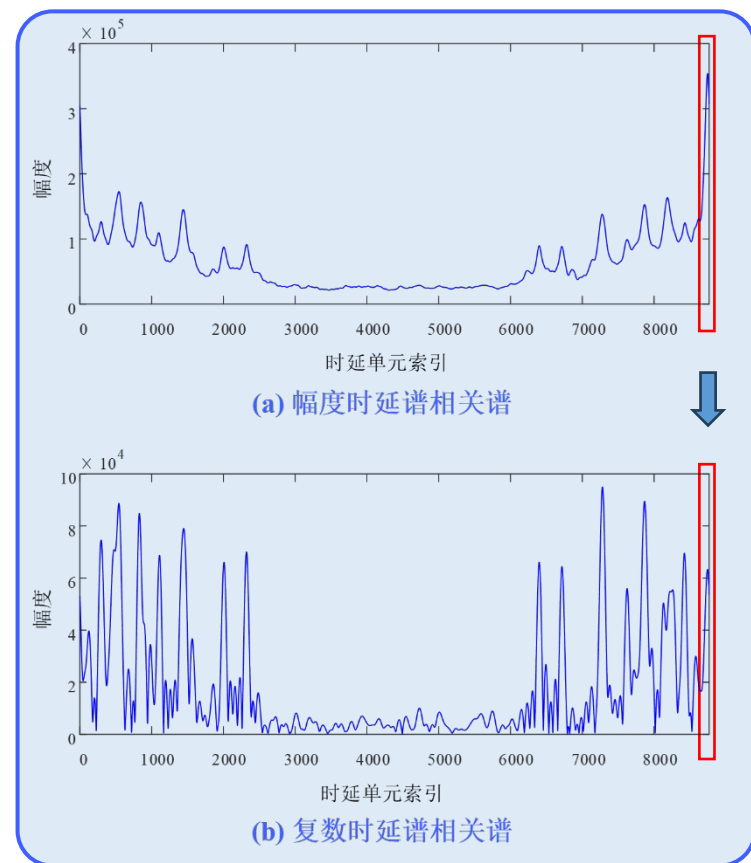
- ✓ 不依赖于任何一个单一径，从而能够适用于**低SNR**和**NLOS富散射**环境；
- ✓ 多径信道下，相比参考径方法能够获得多径的**相干积累增益**；
- ✓ 回退到利用单一径的情况则与参考径方法相似。

● 要点:

- ✓ 需要先对时延谱进行**归一化**处理，以避免上下行信号功率差异对互相关运算的影响。
- ✓ 寻找谱峰时，互相关运算的对象是时延谱的**幅度谱而不是复数谱**，在一些情况下基于复数谱互相关谱峰值在有些情况下会获得错误结果。
- ✓ 为了应对分数时延，需要进行高精度的时延谱反向移位，从信道矩阵**H**到时延谱的变换采用过采样IDFT运算，以提升**视在时延分辨率**。
- ✓ 由于仅需要高的视在时延分辨率，而不是进行高精度的时延分辨，无需感知信号具有大带宽。



感知非理想因素消除前后对比



提取公共相位的方法

增强往返测量方法

原理分析

增强往返测量 (enhanced Round-Trip Measurement, eRTM) 方法:

- **作用:** 消除CPI整体的定时偏差TO。

原理:

根据信道互易性原理, 基站侧和UE侧测得的多径时延满足:

$$\Gamma_{rx}^{BS} \triangleq \Gamma_{rx}^{UE} + \tau_{TO}^{BS-UE}$$

$$\Gamma_{rx}^{UE} \triangleq \Gamma + \frac{\tau_C}{2} - \frac{\tau_{TO}^{BS-UE}}{2}$$

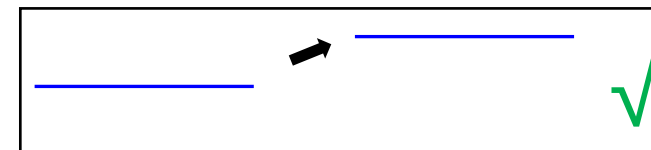
多径传播时延

- ✓ 基站侧和UE侧的时延谱在时延维度满足**循环移位关系**, 由 τ_{TO}^{BS-UE} 确定。
- ✓ 在基站侧和UE侧, 时延谱所承受的**定时偏差TO**由下式给出:

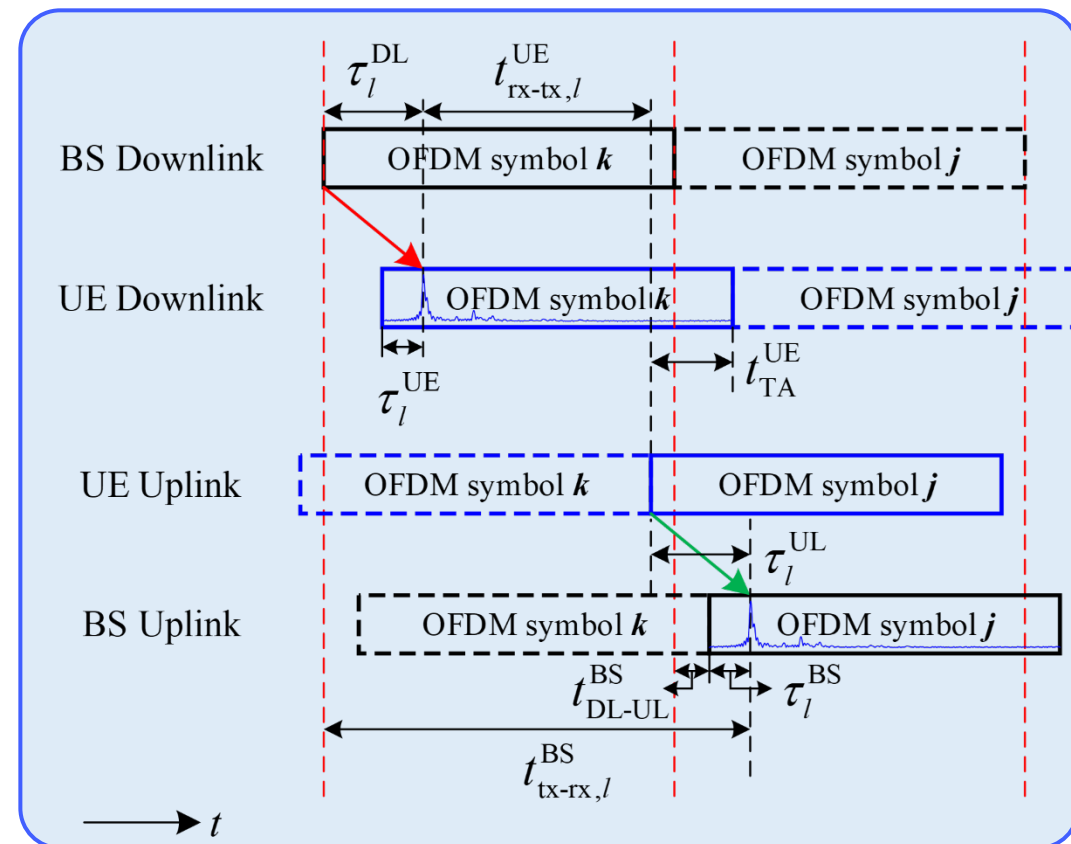
$$\tau_{TO}^{UE} = \frac{\tau_C}{2} - \frac{\tau_{TO}^{BS-UE}}{2}$$

$$\tau_{TO}^{BS} = \frac{\tau_C}{2} + \frac{\tau_{TO}^{BS-UE}}{2}$$

→ 其中 τ_C 包含: 基站侧和UE侧的射频链路时延、UE侧的**定时提前**、基站侧的**上下行定时差异**。



作用示意



往返测量时序

对应论文: Shengli Ding, Baolong Chen, Yannan Yuan, Junjie Tan, Dajie Jiang, Chih-Lin I and Daqing Zhang, "A Synchronization Solution for Bi-static ISAC under NLOS with Rich Multipaths," *IEEE Internet of Things Journal*, Early Access, 2026.

处理步骤

● 提取上下行时延谱间时延差:

通过BS侧归一化时延谱 $\hat{\mathbf{r}}^{\text{BS}}$ 和UE侧归一化时延谱 $\hat{\mathbf{r}}_0^{\text{UE}}$ 的幅度值的循环互相关, 来提取上下行分别测得的时延谱之间的时延差 $\tau_{\text{TO}}^{\text{BS-UE}}$:

$$\mathbf{X} = \text{IDFT} \left\{ \text{DFT} \left(\left| \hat{\mathbf{r}}^{\text{BS}} \right| \right) \odot \left[\text{DFT} \left(\left| \hat{\mathbf{r}}_0^{\text{UE}} \right| \right) \right]^* \right\}$$

→ 相关谱谱峰对应的单元索引为 $\delta^{\text{BS-UE}}$ 。

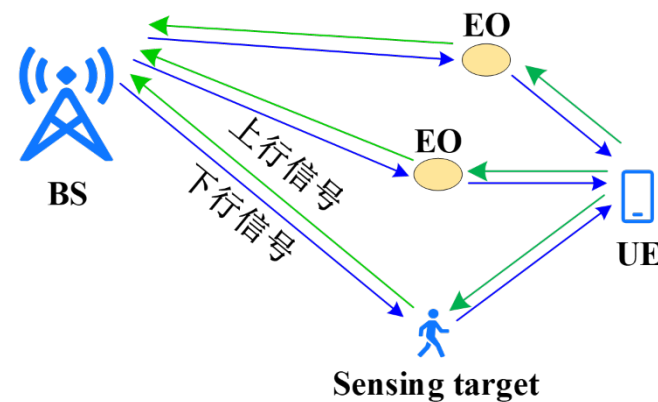
● 补偿定时偏差: 以UE侧为例, 有如下两种方法进行补偿:

✓ **时延维反向循环移位:** 对时延谱按下式给出的时延单元个数进行反向循环移位, 则将获得与完美同步类似的、**正确的时延-多普勒谱**。

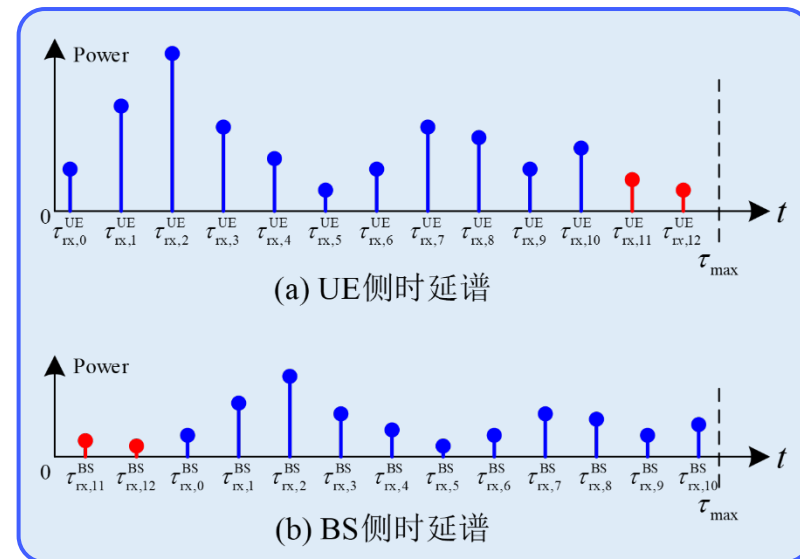
$$\delta^{\text{TO}} = \text{round} \left(\frac{\hat{\tau}_{\text{TO}}^{\text{UE}}}{\varepsilon/\beta} \right) = \text{round} \left(\frac{\beta\tau_c}{2\varepsilon} - \frac{\delta^{\text{BS-UE}}}{2} \right)$$

✓ **对时延估计结果补偿:** 不对时延谱或时延-多普勒谱进行任何操作, 对所有感知目标的时延估计结果按照如下定时偏差估计值进行补偿:

$$\hat{\tau}_{\text{TO}}^{\text{UE}} = \frac{\tau_c}{2} - \frac{\delta^{\text{BS-UE}} \varepsilon}{2\beta}$$



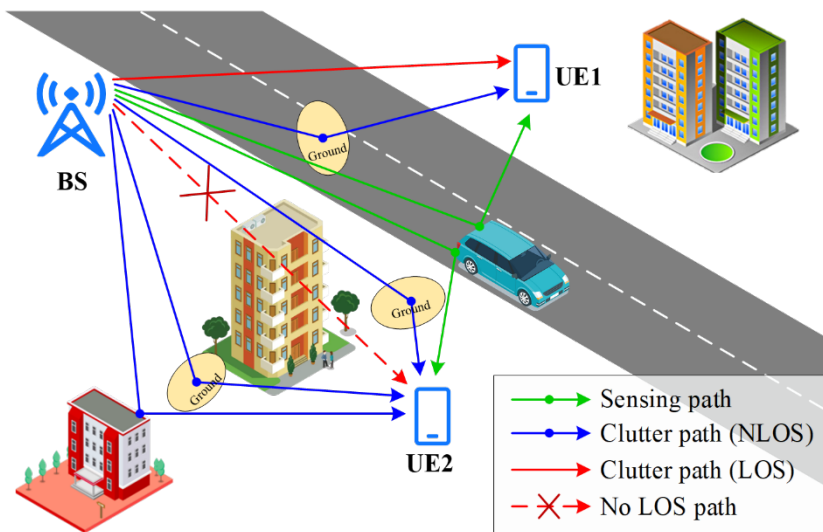
双向信号收发示意



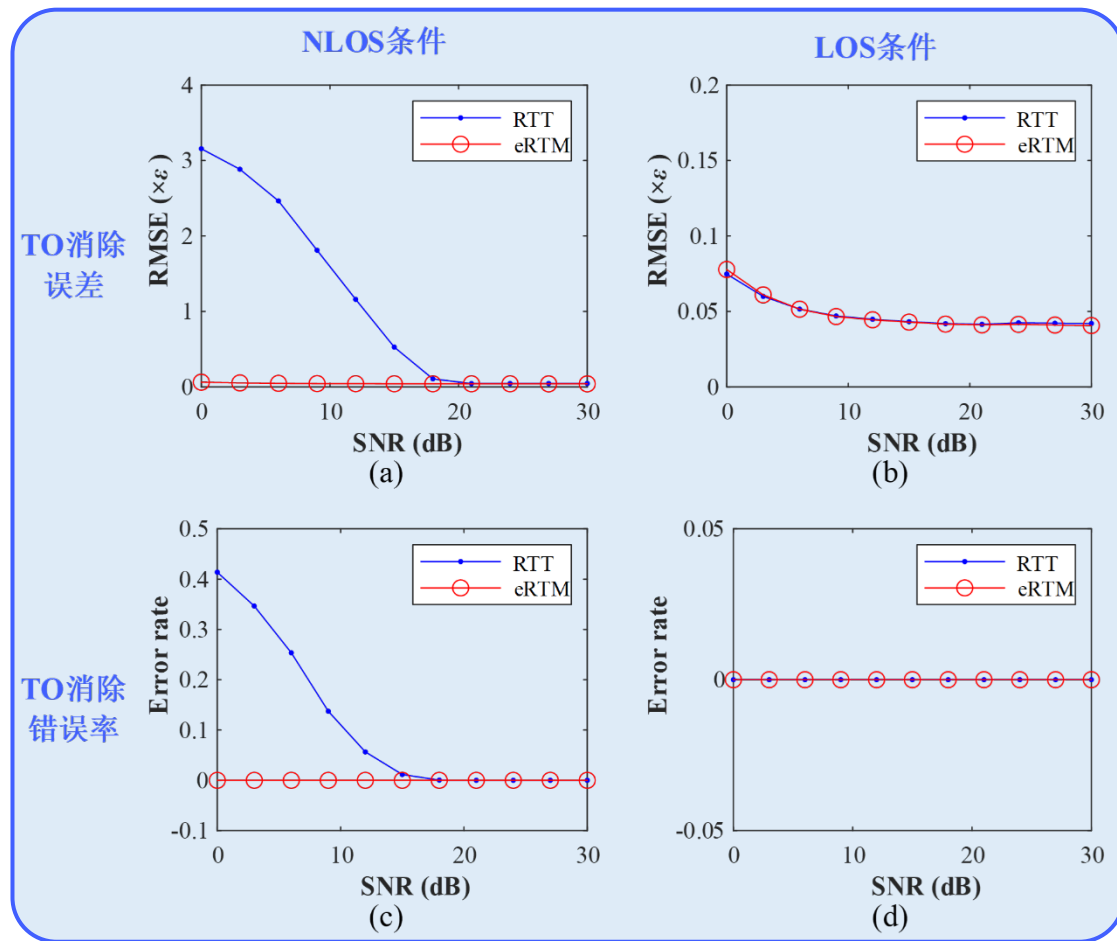
上下行时延谱关系示意

相关分析

- 优点:
 - ✓ 与ADD方法类似, 通过时延谱相关运算, 充分利用所有多径的接收信号功率, 获得多径的相干积累增益。
 - ✓ 能够避免NLOS、富散射和低SNR条件下, RTT方法中上下行之间径的错误匹配。
 - eRTM vs RTT:
 - ✓ 在LOS条件或高SNR条件下, eRTM方法与RTT方法性能几乎相同。
 - ✓ 在富散射NLOS条件下, eRTM方法性能远优于RTT方法。
- 在LOS/NLOS、稀疏信道/富散射信道、高SNR/低SNR等各种条件下, eRTM方法都能获得很好的性能。

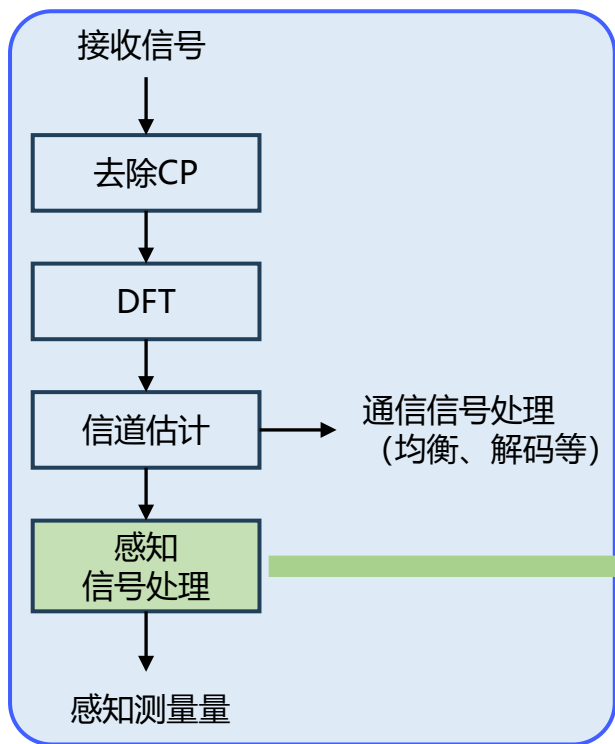


BS-UE双基地感知场景示意

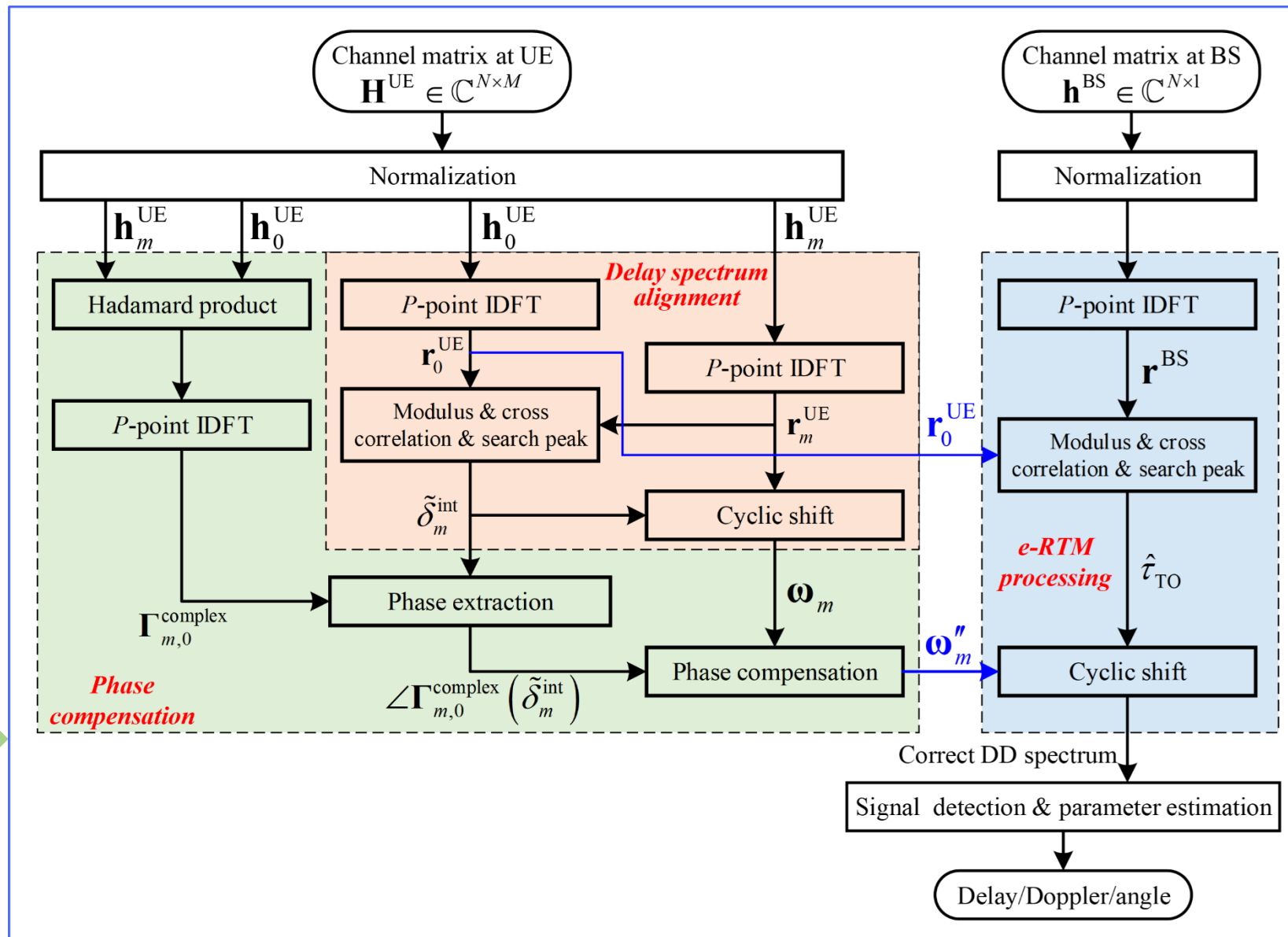


ADD+eRTM

- 输入信道矩阵 \mathbf{H} ，获取方法与通信参考信号相同；
- 整个算法流程主要涉及DFT和峰值检测等运算，现有通信设备都能支持。



感知信号处理整体流程



ADD+eRTM处理流程

目录

CONTENTS



背景介绍

- 6G通感一体化
- 双基地感知



感知非理想因素

- 来源
- 对感知信号的影响
- 相关研究简介



面向6G的感知非理想因素消除方法

- 异步时延-多普勒方法
- 增强往返测量方法
- 整体信号处理流程



样机与数据集

- vivo样机平台简介
- 样机测试结果
- 样机展示
- 数据集介绍



小结与展望

vivo终端验证平台

第一代终端验证平台

2018年，vivo通信研究院设计定制了第一代终端验证平台，支持LTE和5G双模，完成了从仿真到验证，从技术设想到技术落地的闭环。

- 频段：sub-6G；
- 带宽：100MHz (5G) / 20MHz (4G)。



第二代终端验证平台

2020年，vivo通信研究院基于行业通用硬件平台进行技术升级，具备更强大的硬件处理能力，协议栈进一步完善，可接入公网进行数据业务。

- 频段：sub-6G；
- 带宽：100MHz；
- 功能：支持5G，5G-A，部分6G技术，包括NTN、Redcap等5G-A技术，感知、数据面和算力网络等6G关键技术。



第三代终端验证平台

2022年，vivo通信研究院规划了第三代终端验证平台，目前持续优化迭代中。

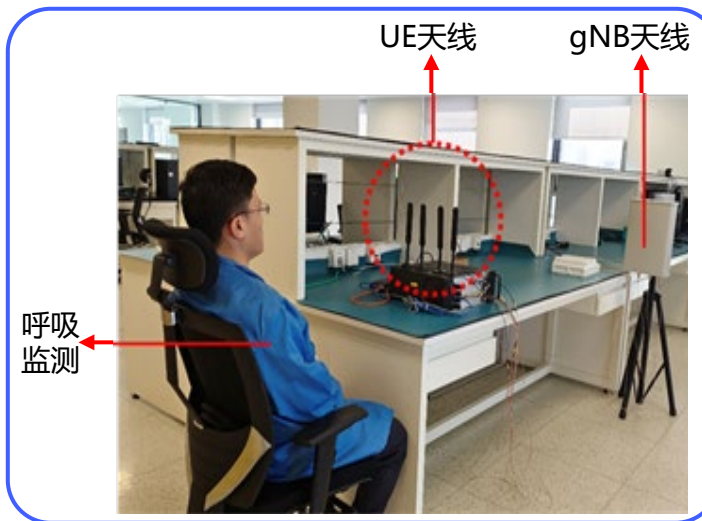
- 频段：U6G；
- 带宽：400MHz；
- 功能：原生支持感知、算力、AI、数据面、卫星通信。



多种通感一体化样机

- **概况:** 基于第二代终端验证平台, 包括:
 - ✓ 基于5G的双基地通感样机: 呼吸监测;
 - ✓ 6G单基地通感样机: 感知目标的定位和测速;
 - ✓ 6G双基地协作通感样机: 轨迹追踪;
 - ✓ 6G双基地通感样机: 感知目标的定位;
 - 本报告重点介绍。
 - ✓ 基于数据面的6G通感样机:
 - 支持按需数据收集、数据复用等功能验证;
 - 对比定位协议栈, 基于数据面的通感数据传输可缩短UE上行处理时延、端到端传输时延。

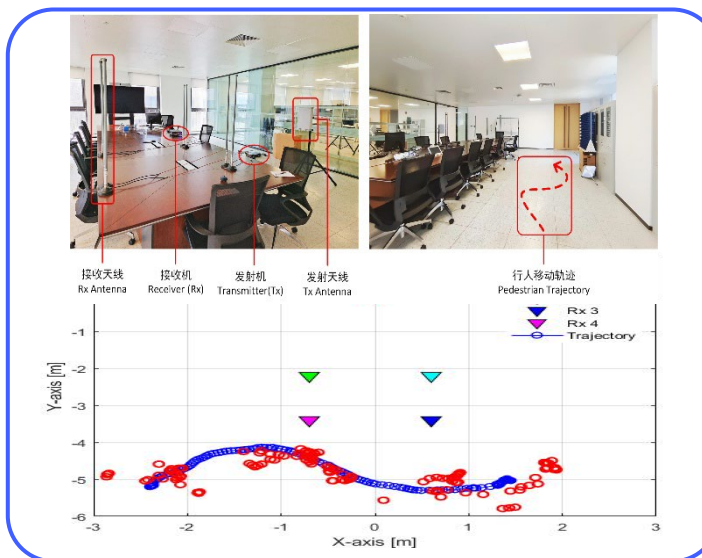
呼吸监测



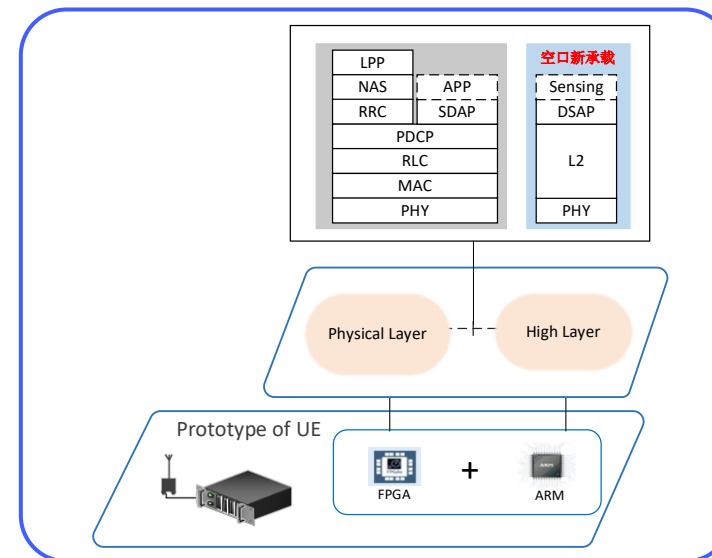
单基地感知



协作感知



数据面

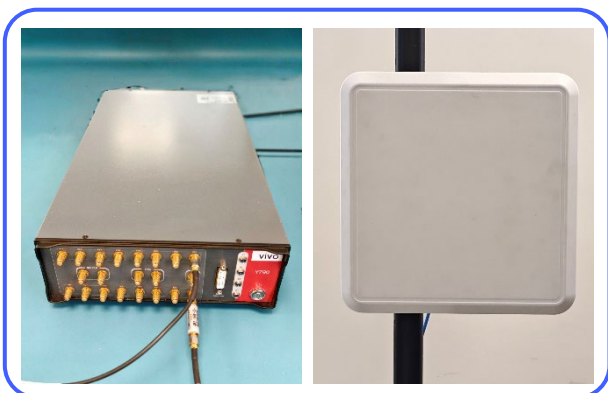


软硬件配置

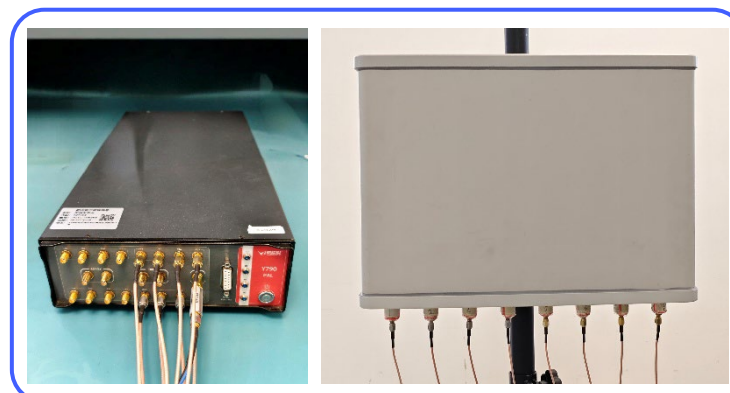
- 基于vivo第二代终端验证平台开发双基地感知通感一体化样机：
 - ✓ 120 kHz SCS @ 4 GHz, 带宽400 MHz;
 - ✓ 复用PDSCH-DMRS信号作为感知信号；
 - 频域每2 RBs有1个感知子载波, 共 $N = 137$ 个感知子载波;
 - 时域每16 slots有1个感知OFDM符号, CPI = 200 ms, 包含 $M = 100$ 个感知OFDM符号。
 - ✓ 感知信号发送端：
 - USRP1, 运行NR基站侧协议栈;
 - 单通道发送;
 - ✓ 感知信号接收端：
 - USRP2, 运行NR UE侧协议栈;
 - 8通道阵列天线接收, 以对感知目标进行测角。
- 感知目标: 固定在导轨上的金属球, 可按照设置的速度沿导轨做往复运动。

感知信号时频资源配置

子载波间隔	$\Delta f = 120 \text{ kHz}$
时频域变换点数	$N_c = 4096$
未使用子载波数 (单边)	$\xi = 410$
感知子载波之间的间隔子载波数	$\eta_f = 24$
感知子载波数	$N = 137$
感知OFDM符号之间间隔OFDM符号数	$\eta_t = 224$
感知OFDM符号数	$M = 100$



发送端硬件



接收端硬件



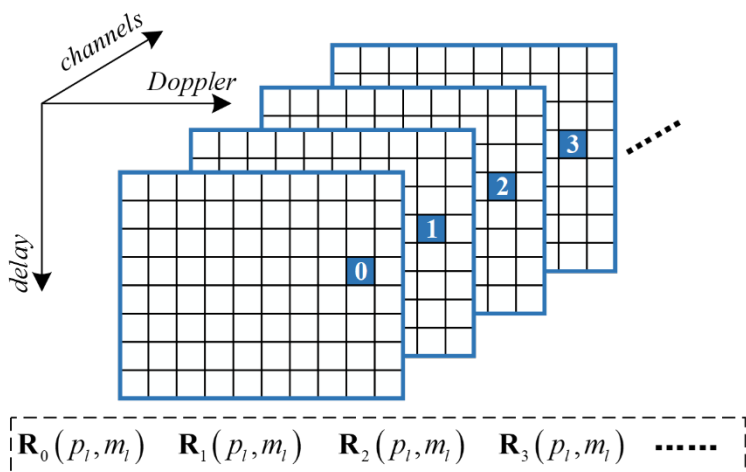
感知目标

信号处理流程设计

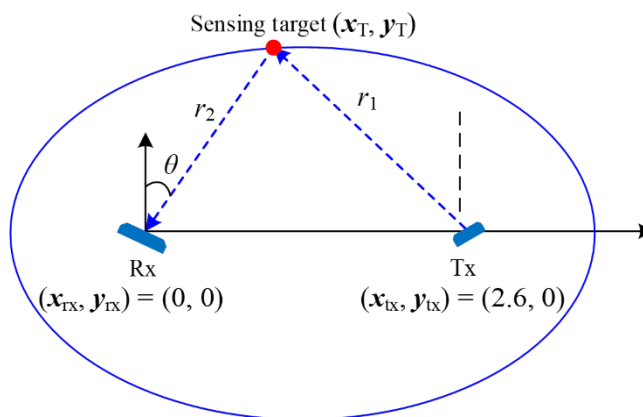
- 感知非理想因素消除：
 - ✓ ADD方法需逐通道执行；
 - ✓ eRTM方法仅需在1个通道执行。
- 聚类：部分消除由杂波、噪声等引起的虚警。
- 参数估计：通过过采样或者MUSIC等方法提升分辨率。



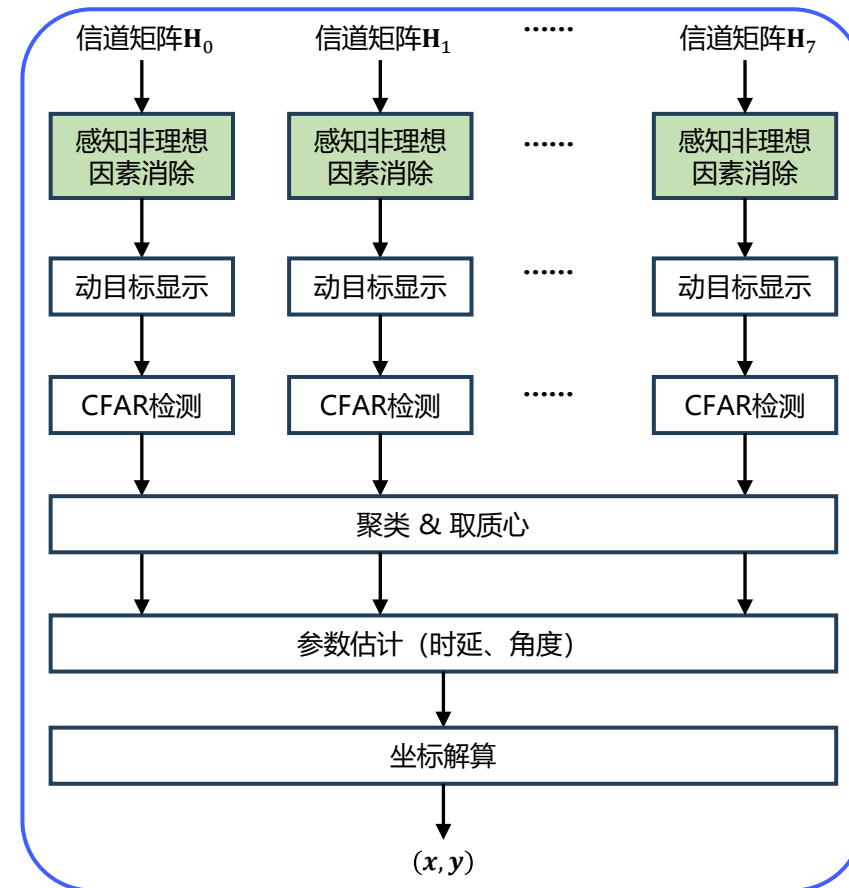
除感知非理想因素消除之外，其他处理完全沿用传统雷达技术中方法



角度估计示意



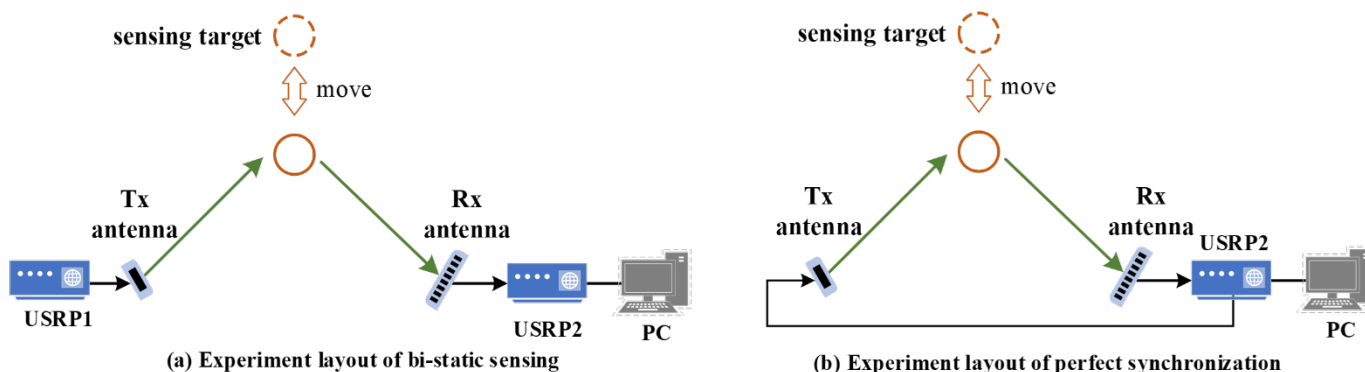
坐标解算示意



感知信号处理流程设计

测试结果

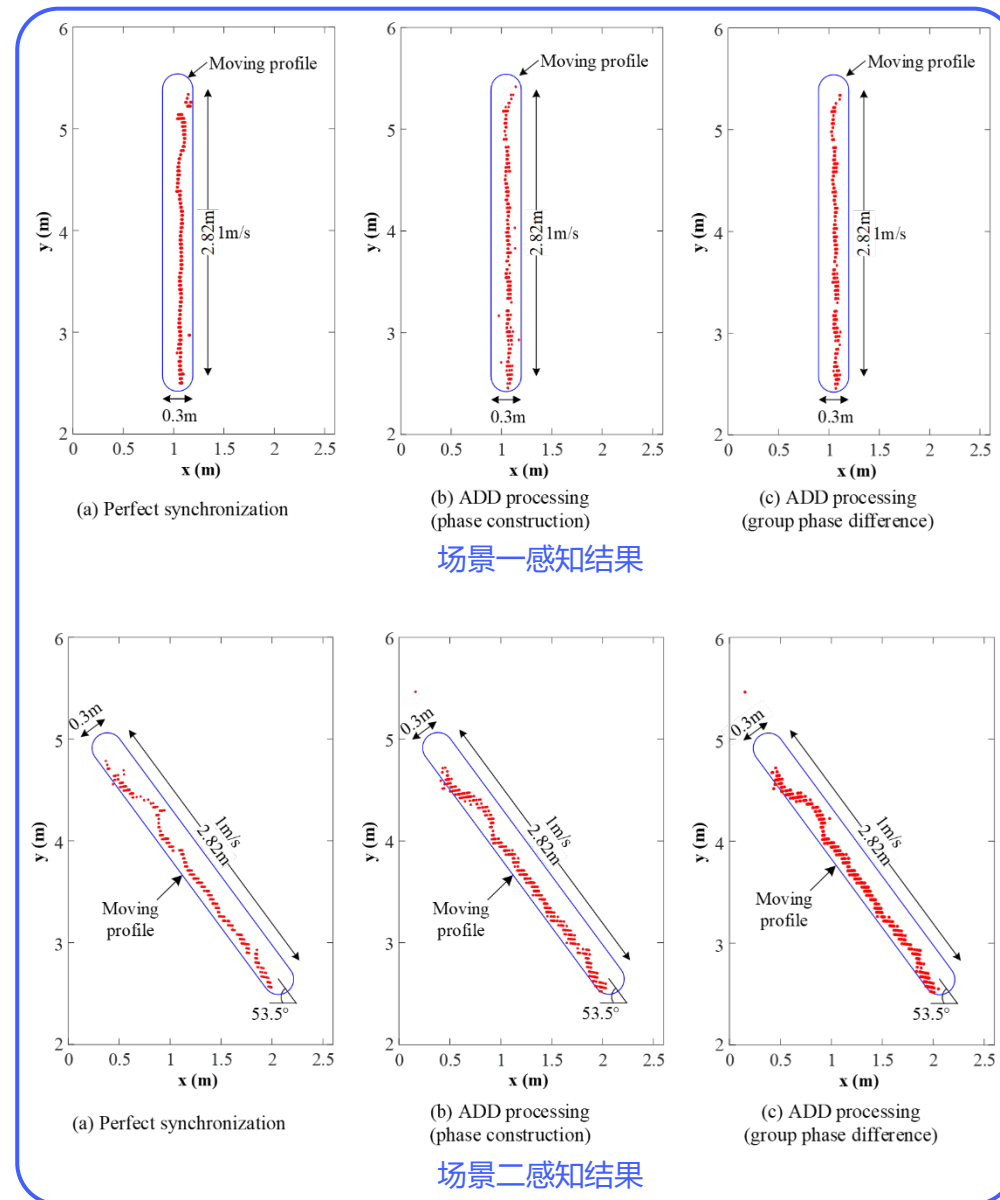
- 室内无源感知目标测量，能够实现厘米级定位精度；
- 测试结果表明ADD方法对于定时漂移TD、载波频率偏差CFO等的抑制效果，接近于完美同步的情况。



测试系统拓扑 (含对照组)

感知目标定位RMSE

	完美同步	ADD (相位构造)	ADD (群相位差)
场景一	0.0231 m	0.0220 m	0.0192 m
场景二	0.0353 m	0.0398 m	0.0401 m



样机展示

- 2024年，通过信通院组织的IMT-2030通感测试。
- 2024年，在第四届通信感知一体化研讨会上获“Best Demo Award”；
→ 同时运行感知和通信（现场实时视频传输）。
- 2024年，参加中国移动合作伙伴大会和中国电信数字生态大会，进行现场实时样机演示；
→ 同时运行感知和通信（现场实时视频传输）。



(a) IMT-2030 ISAC tests



(b) Best Demo Award at 4-th ISAC academic symposium



(c) China mobile global partners conference 2024



(d) Digital technology ecosystem conference 2024 held by China Telecom

ADD方法样机展示

实时演示



基站发UE收6G通感样机

公布数据集

- 在《电子与信息学报》数据社区公布《基于5G空口的通感一体化实测数据集》；
- 数据集获大量浏览和下载，并获《电子与信息学报》2025年“最具传播影响力论文”。

第47卷第4期 电子与信息学报 Vol. 47No. 4
2025年4月 Journal of Electronics & Information Technology Apr. 2025

基于5G空口的通感一体化实测数据集

丁圣利* 陈保龙 姜大洁
(维沃软件技术有限公司 北京 100015)

摘要: 通感一体化是国际电信联盟定义的6G的六大场景之一。为了推动通感一体化的技术落地和标准制定，该文公开了一个实测的、基于5G空口的通感一体化感知信号数据集。该数据集使用通用软件无线电外设工作于sub-6 GHz频段，运行5G NR (New Radio)物理层协议栈，复用NR的下行解调参考信号作为感知信号进行数据采集，包含了2个场景和2种感知模式共8组数据。在每个场景和每种感知模式下，提供了包含运动感知目标和背景环境的连续30 s的8通道信道信息数据，并提供了仅包含背景环境的数据。为了清晰地展示数据特征，该文通过经典的2维离散傅里叶变换(2D-DFT)算法给出了典型感知信号的时延谱和时延-多普勒谱，并对其进行了分析和描述。此外，该文提供了基于过采样离散傅里叶变换(IDFT)算法的时延域参考径方法，用来进行双基地感知模式下的感知非理想因素消除，以验证数据集的可靠性和有效性。

关键词: 通感一体化；5G空口；双基地感知；感知非理想因素

中图分类号: TN926.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)04-0909-12

DOI: 10.11999/JEIT241142

论文信息:

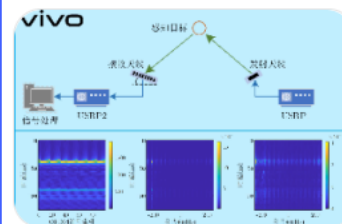
丁圣利, 陈保龙, 姜大洁. 基于5G空口的通感一体化实测数据集[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(4): 909-920.

开放获取

2025-04-16 (V2)

30,899

266,272



数据集

基于5G空口的通感一体化实测数据集

丁圣利, 陈保龙, 姜大洁

CSTR : 31253.11.sciencedb.23350

DOI : 10.57760/sciencedb.23350

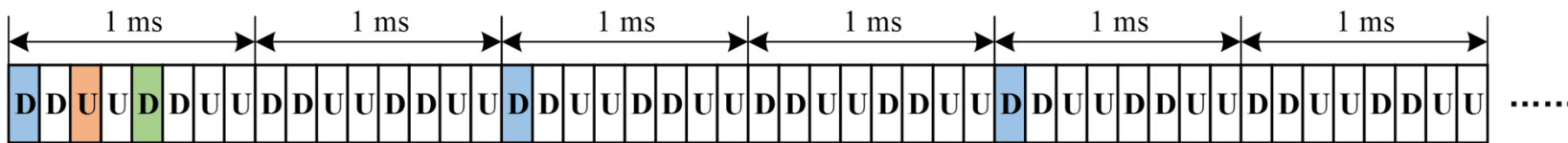
郑重声明: 若在论文、图书、学术报告等作品中使用该数据集，请引用以下所属数据论文文献：丁圣利, 陈保龙, 姜大洁. 基于5G空口的通感...

下载链接:

<https://www.scidb.cn/detail?dataSetId=4349c4b1f4ed4f2086d780ec3f73e40a&version=V2&code=j00173>

基本情况

- 信号配置：
 - ✓ 下行感知信号（用于感知测量）配置与之前样机完全相同。
 - ✓ 在ADD方法样机的基础上引入eRTM方法，实现NLOS场景下全要素感知非理想因素消除的样机验证。
 - ✓ 每个CPI包含：
 - 100个OFDM符号的下行感知信号用于感知测量；
 - 只在1个通道上，1个OFDM符号的上行感知信号用于执行eRTM方法；
 - 上行感知信号所在的OFDM符号，在时域上要尽可能地靠近至少一个OFDM符号的下行感知信号（作为定时偏差TO校准的参考点）。
 - ✓ 基站通过PDSCH信道将测得的上行感知信号的信道矩阵发送给UE。
- 校准：
 - ✓ 在测试前需进行校准过程获得 τ_c 中除UE侧定时提前（TA）以外的其他成分，TA值的变化UE已知。

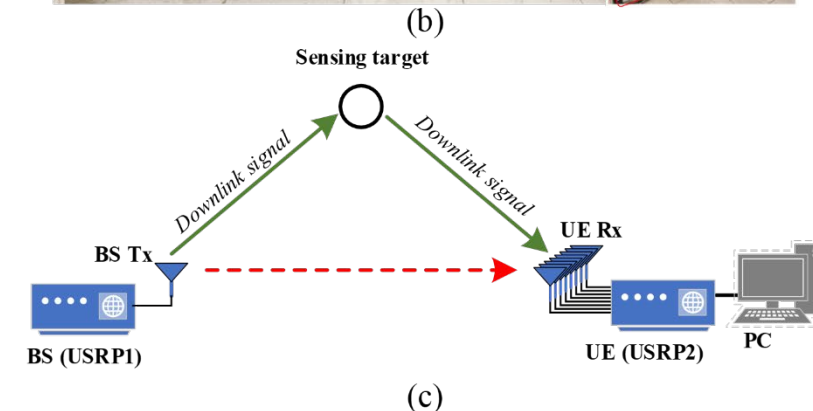
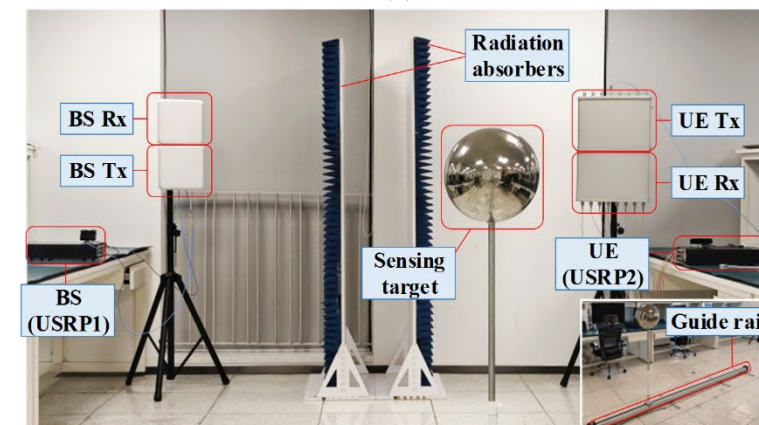
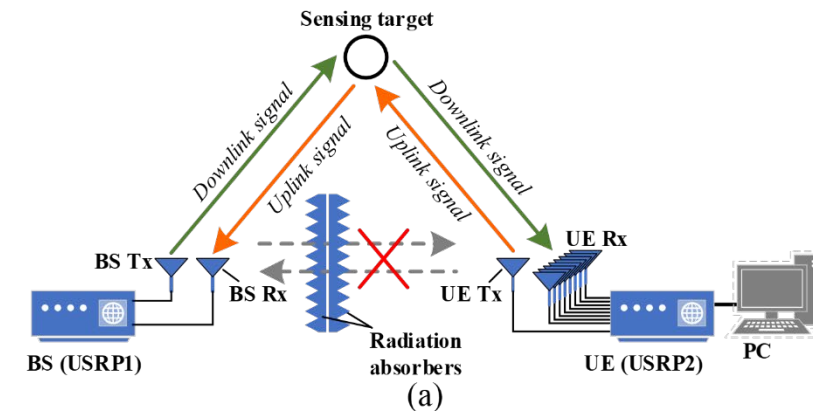


D Downlink slot contains downlink sensing signal

U Uplink slot contains uplink sensing signal

D Downlink slot transmitting uplink channel matrix

上下行感知信号时序



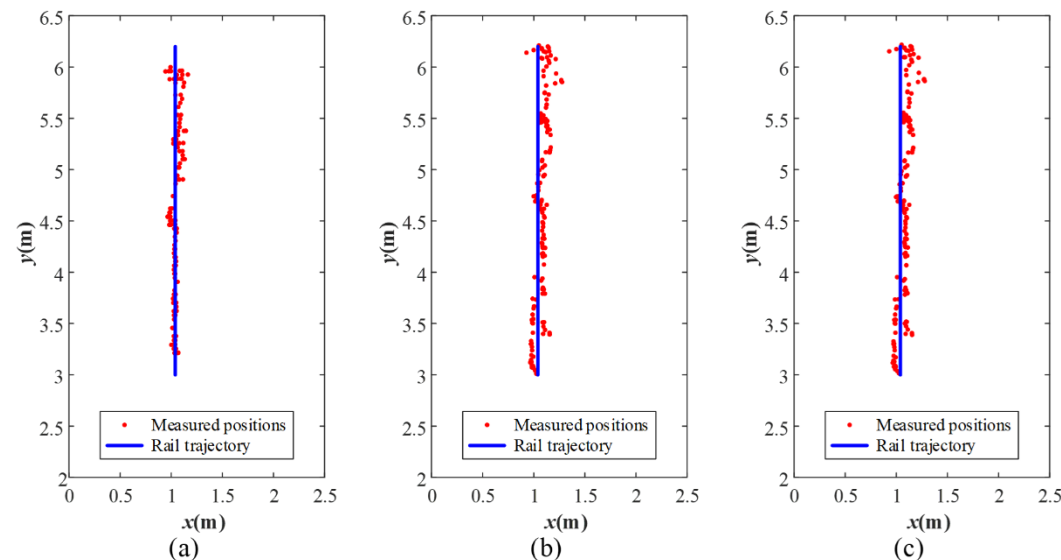
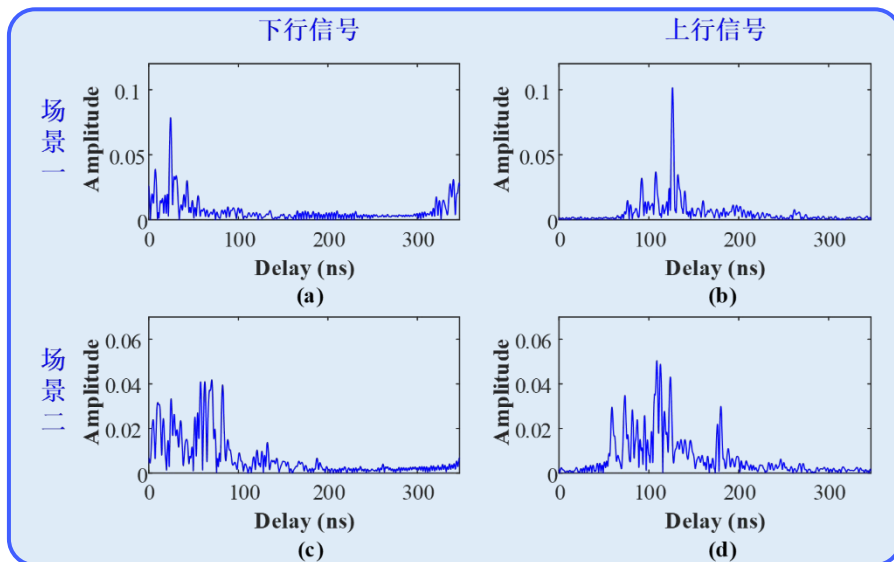
测试结果

- 测试两个典型NOS场景：
 - ✓ 场景一：有主导径（类似LOS），则eRTM方法回退到与RTT方法相似性能；
 - ✓ 场景二：富散射环境，eRTM方法性能远优于RTT方法
 → 此场景下上下行感知信号的最强的一个或多个径之间出现严重的错误匹配。
- 在两个测试场景下，ADD+eRTM方法都能获得与LOS条件相近的性能。

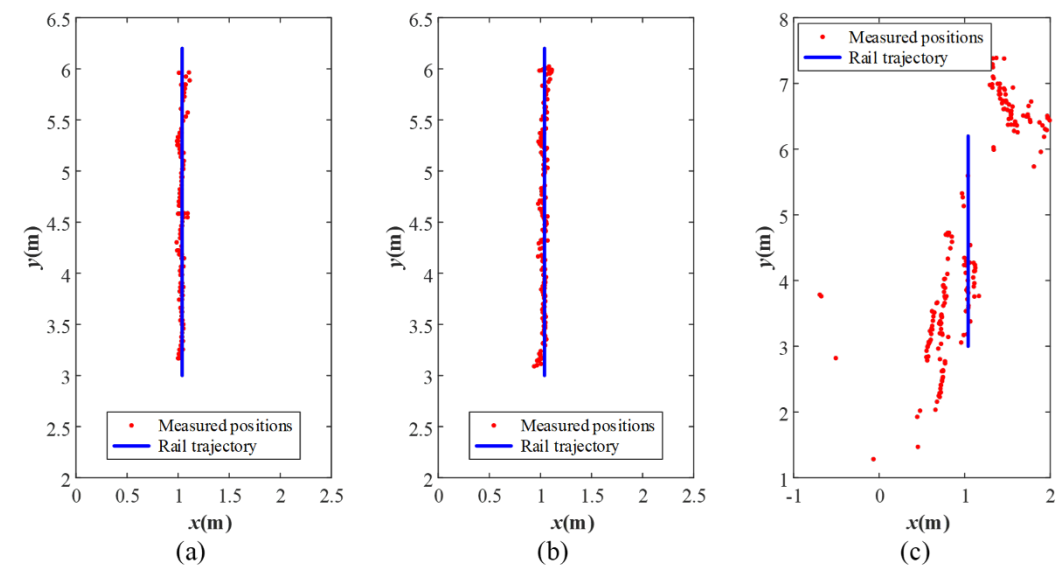
感知目标
定位RMSE

	LOS	eRTM in NLOS	RTT in NLOS
Scenario I	0.0385 m	0.0736 m	0.0743 m
Scenario II	0.0231 m	0.0275 m	0.4695 m

上下行感知信号
时延谱



场景一感知结果



场景二感知结果

目录

CONTENTS



背景介绍

- 6G通感一体化
- 双基地感知



感知非理想因素

- 来源
- 对感知信号的影响
- 相关研究简介



面向6G的感知非理想因素消除方法

- 异步时延-多普勒方法
- 增强往返测量方法
- 整体信号处理流程



样机与数据集

- vivo样机平台简介
- 样机测试结果
- 样机展示
- 数据集介绍



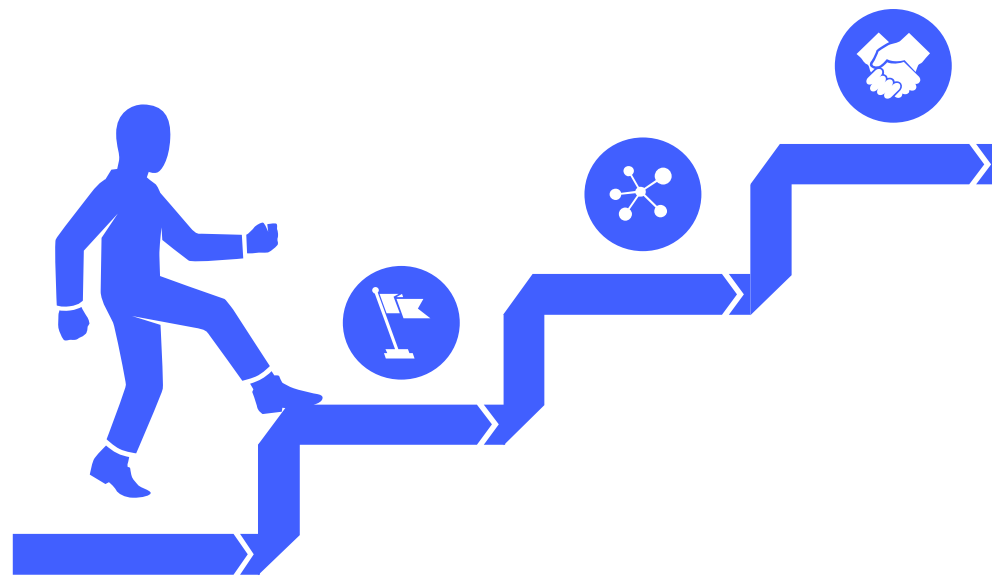
小结与展望

小结

- 感知非理想因素消除，是6G ISAC双基地感知技术落地的关键技术之一；
- ADD+eRTM方案能够消除定时偏差TO、定时漂移TD（含定时调整、定时提前调整）、载波频率偏差CFO和随机相位；
- ADD+eRTM方案适用于NLOS/LOS、稀疏信道/富散射信道、高SNR/低SNR等场景，且运算简单、性能好。

展望

- 目前已有的感知非理想因素消除方案（含相关文献中方法）主要适用于静止UE，可扩展至低速UE；后续需进一步研究适用于**高速UE**的方案，包括其必要性、可行性、具体方法，等；
- 天线/端口/射频通道间相干性问题有待进一步研究。



欢迎批评指正！

vivo通信研究院 丁圣利
victording@vivo.com