

报告  
2024-04



# 5G-Advanced 通感融合空口技术 方案研究报告

# 研究报告要点

通信与感知融合是ITU确认的未来通信技术重要演进方向之一，为通信网络提供新的基础能力，助力智慧低空、智慧交通、智慧生活、智慧网络等典型场景。通信感知空口技术研究是通感技术产业应用的重要前提。

本研究报告分析了5G-Advanced通感场景分别适用的感知模式。面对感知应用的差异化需求，本报告对无线接入网的通感协议架构进行了梳理，并归纳了六种基本感知模式和主要接口之间的映射关系，进一步地梳理了主要网络接口涉及的基本流程，然后，对物理层的关键技术（波形、帧结构、多天线、非理想因素等）进行分析并提出潜在解决方案。最后，展望通感融合空口技术后续研究方向。通过通感融合无线空口技术的研究，为通感融合技术标准化以及产业推进提供支持和参考。

## 目录

概述	P1
通感融合场景感知模式需求	P4
通感融合无线架构与协议栈	P6
通感融合无线基本流程设计	P8
通感融合物理层关键技术	P26
其他通感融合技术	P71
总结和展望	P77
参考文献	P78
附录	P81
主要贡献单位	P84

## 概述

### 1.1 通感业界进展和发展趋势

从第一代模拟通信到万物互联的第五代移动通信系统，移动通信不仅深刻地变革了人们的生活方式，更成为社会数字化和信息化水平加速提升的新引擎。中国5G网络建设快速推进，截至2023年11月末，5G基站总数达328.2万个，中国的5G建设已经从网络建设步入应用创新的新阶段。5G技术将进一步的和各种新技术深度融合，进一步地推动整个社会的数字化和智能化转型。

随着不断涌现的新业务、新需求，移动通信网络在提供越来越强大的通信能力的同时，也将扩展更多的基础能力来支持这些新业务、新需求。其中，感知能力就是其中一个重要的潜在方向。将通信和感知进行一体化设计，相比两个独立系统可带来降低成本，降低功耗、优化资源利用等优势。

通信感知融合通过信号联合设计和/或硬件共享等手段，实现通信、感知功能统一设计。其中通信感知融合中的感知可理解为一种基于移动通信系统的无线感知技术。移动通信系统通过对目标区域或物体发射无线信号，并对接收的无线信号进行分析得到相应的感知测量数据。此外，移动通信系统还可对其他感知技术（比如摄像头、雷达等）的感知测量数据进行汇聚和分析，联合提供感知服务。

在5G系统中，随着大带宽、毫米波、大规模MIMO技术的引入，5G系统已经拥有了感知潜力。但在目前的移动通信领域，通信感知融合还处于初期阶段。在5G-Advanced（以下简称5G-A）中探索增强感知功能，特别是对空口改动较小，网络能力适当增强的方案，有助于感知在5G网络进行应用。

2021年7月国内厂商在IMT-2020（5G）推进组联合成立通信感知融合任务组（简称5G通感任务组），致力于推动基于5G技术的通感应用场景及需求、网络架构、仿真评估方法、空口技术方案研究以及原型验证等工作。2022年7月底，IMT-2020（5G）推进组发布了《5G-Advanced通感融合场景需求研究报告》<sup>[1]</sup>，有助于增强业界对感知场景和需求的了解。首份包含5G通感网络架构设计的《5G-Advanced通感融合网络架构研究报告》在2022年11月深圳举办的5G大会发布<sup>[2]</sup>。2023年6月发布《5G-Advanced通感融合仿真评估方法研究报告》，汇聚了业界最新5G通感信道模型建模方法和仿真评估结果<sup>[3]</sup>。同时，5G通感任务组也在积极推进5G-A原型样机的试验验证工作。

2022年2月，国际标准组织3GPP的SA1立项研究课题《Study on Integrated Sensing and Communication》，标志着通感融合正式进入标准化阶段<sup>[4]</sup>。该课题已在2023年8月结项，对应的TS已于2023年12月完成。该研究课题会牵引3GPP RAN和SA2的R19通感立项工作。目前，3GPP RAN R19已立项开展针对检测、跟踪类场景的通感信道建模研究工作，为后续方案评估和标准化提供研究基础。

2022年6月，CCSA TC5 WG9立项研究课题《5G通信感知融合系统研究》，基于3GPP SA1 R19的应用场景，展开架构和空口技术的研究，并于2023年11月底结项。

本研究报告面向5G-A阶段通信感知融合，研究当前5G通信网络使能感知功能在无线空口设计面临的\*\*关键问题\*\*，包括通感无线架构、感知基本流程、物理层感知信号设计、感知帧结构、感知资源分配、多天线技术、非理想因素抑制与消除等关键技术。研究成果一方面希望可进一步推动5G-A通感融合的标准化研究、原型样机的研发测试以及产业化进程，另一方面也希望为后续6G通感一体化无线空口设计提供重要参考。

## 1.2 无线感知模式分类

根据《5G-Advanced通感融合场景需求研究报告》梳理[1]，根据参加感知的设备和感知收发是否是同一设备（基站gNB或终端UE），无线空口涉及的基本感知模式存在6种形式，如图1-1所示。其中，感知网络功能对应IMT-2020(5G)推进组发布的研究报告《5G-Advanced通感融合网络架构研究报告》中的SF（Sensing Function）。



图1-1 无线感知模式示意图

- 基站自发自收（或gNB自发自收）。基站发送感知信号，感知信号经过环境或环境中物体后，基站接收测量反射/散射波。

- 基站 A发B收（或gNB A发B收）。基站A发送感知信号，感知信号经过环境或环境中物体后，基站B接收测量反射/散射波。
- 终端发基站收（或UE发gNB收）。终端发送感知信号，感知信号经过环境或环境中物体后，基站接收测量反射/散射波。
- 基站发终端收（或gNB发UE收）。基站发送感知信号，感知信号经过被测物体反射后，终端接收测量反射/散射波。
- 终端自发自收（或UE自发自收）。终端发送感知信号，感知信号经过环境或环境中物体后，终端接收测量反射/散射波。
- 终端 A发B收（或UE A发B收）。终端A发送感知信号，感知信号经过环境或环境中物体后，终端B接收测量反射/散射波。

接收测量反射/散射波设备对反射/散射波提取被测物体或环境特征，以获取针对感知目标或环境的测量数据。本研究报告梳理上述6种基本感知模式涉及的关键技术以及和核心网逻辑功能的接口。

需要明确的是，在实际的感知业务过程中，为完成对感知目标的感知，可能需要多个感知设备参与感知过程。比如：当SF触发感知过程时，SF通知三个感知设备参与感知，相应的每个感知设备参与的感知模式也可能相同、也可能不同；感知模式之间使用的感知资源，可是经过协议确保资源相互正交，称非共享资源方式，也可是配置相同的感知资源，称为共享资源方式。上述过程依赖于SF的配置。

当模式间的感知资源分配采用非共享资源方式，其感知的基本流程（第四章感知无线基本流程），是相互独立的过程，并独立地执行感知信号的发送和接收过程，同时SF或者gNB在配置上需要保证感知资源相互正交，以免产生不必要的干扰。

对于模式间的感知资源分配方式采用共享资源方式时，其感知的基本流程（第四章感知无线基本流程）可使用一个流程完成，使用一套测量配置参数，并在确定相关配置参数时需要考虑不同接收节点的关联性。建议在性能评估、标准设计和业务实现过程中，考虑如下因素：

- 性能评估时，不同感知节点之间的空间一致性的特殊要求。
- 基本流程设计时，接口参数项考虑兼容共享资源方式。
- 感知资源分配时，考虑共享资源下不同接收节点的特殊性。
- SF 选择共享资源或非共享资源方式时，考虑参加感知节点的能力和资源开销。

## 通感融合场景感知模式需求

### 1 智慧交通场景

智慧交通场景中典型的通感融合应用包括高精地图构建、道路监管和高铁周界入侵检测。针对高精地图构建应用，一方面，利用通信感知融合基站或者多站协同可实现对道路环境的感知，即针对区域的感知，利用基站的高视角，扩大感知范围，弥补车载传感器在恶劣环境下的感知缺陷和遮挡盲区，有效实现宏观道路匹配、车辆自定位和全局环境感知，为自动驾驶汽车安全运行提供超视距辅助。另一方面，高精地图构建可包含端侧实时环境感知信息的测量反馈，并同时用于ADAS（Advanced Driving Assistance System, 高级驾驶辅助系统）以提高驾驶的舒适性和安全性。因此，基站自发自收、基站A发B收、终端自发自收模式、终端A发B收可应用于高精地图构建应用。

针对道路监管和高铁周界入侵检测应用，利用基站的高视角或者多站协同可扩大感知范围，实现全方位、全天候、不间断地感知并将感知信息上传至处理中心。因此，终端自发自收和基站A发B收可应用于道路监管和高铁周界入侵检测应用。

### 2 智慧低空场景

智慧低空场景中典型的通感融合应用包括无人机监管和避障、飞行入侵检测和飞行路径管理，一方面通过基站感知识别无人机“黑飞”或入侵。另一方面，利用基站的高视角或者多站协同扩大感知范围，以对无人机提供避障和路径指示。此外，对于避障和路径管理，无人机可具备通信能力的设备，可利用基站自发自收或基站A发B收进行感知。因此，基站自发自收和基站A发B收可应用于智慧低空场景。

### 3 智慧生活场景

智慧生活场景中典型的通感融合应用包括呼吸监测、入侵检测、手势/姿态识别、健身监测和天气监测。其中呼吸监测、入侵检测、手势/姿态识别和健身监测主要应用于局域感知场景，可通过基站发终端收、终端发基站收、终端自发自收模式和终端A发B收将有效提升感知性能和效率。天气监测则主要基于室外基站感知进行空气湿度、雨量等天气表征因子的测量，可通过基站自发自收或基站A发B收进行感知。

## 4 智慧网络场景

智慧网络场景中典型的通感融合应用包括基站和终端波束管理、信道估计增强、基站和终端节能、基站资源调度与优化。智慧网络场景可借助于上行或下行信号的感知信息辅助提升通信系统性能，因此基站发终端收和终端发基站收更适用于智慧网络场景。

## 5 小结

结合上面的分析，对上述场景分析汇总如表2-1所示：

表2-1 应用场景和感知模式的映射关系

应用场景	应用案例	感知工作方式
智慧交通	高清地图构建	基站自发自收，基站 A 发 B 收 终端自发自收，终端 A 发 B 收
	道路监管	基站自发自收，基站 A 发 B 收
	高铁周界入侵检测	
智慧低空	无人机监管和避障	基站自发自收，基站 A 发 B 收
	飞行入侵检测	
	飞行路径管理	
智慧生活	呼吸监测	基站发终端收，终端发基站收 终端自发自收，终端 A 发 B 收
	入侵检测	
	手势/姿态识别	
	天气监测	基站自发自收，基站 A 发 B 收
智慧网络	基站和终端波束管理	基站发终端收，终端发基站收
	信道估计增强	
	基站和终端节能	
	基站资源调度与优化	

注1：这里列举的是网络初步部署，各个场景优先考虑的方案。随着技术演进，各个场景可能结合更多的基本模式进行实现。

注2：飞行路径管理还涉及基站发终端收，终端发基站收模式。



## 通感融合无线架构与协议栈

### 3.1 通感无线架构

考虑到不同感知场景的需求，《5G-Advanced通感融合网络架构研究报告》中提出紧耦合和松耦合两种类型感知架构，其中紧耦合架构包括控制面和用户面（C-U）不分离架构和C-U分离架构<sup>[2]</sup>。对应地，RAN通感架构如图3-1所示。其中，SF为逻辑网元，适用于紧耦合或松耦合，且其可位于5GC/gNB或其他位置。另外，在本技术报告中，将SF作为一个整体进行相关技术和流程的描述，并不对SF-C和SF-U做相关区分。

在该架构中，考虑到RAN的CU-DU分离和CU-DU不分离的场景。对于CU-DU分离的架构，gNB-CU承担感知控制信令的传递，而gNB-DU作为感知单元，负责具体感知功能，感知测量数据通过CU发送到SF。

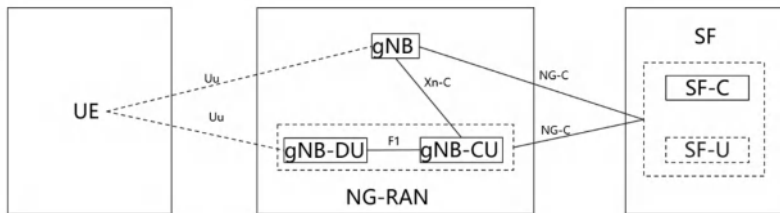


图3-1 RAN通感架构

### 3.2 通感协议栈

在《5G-Advanced通感融合网络架构研究报告》中，上述通感无线架构可对应于报告中的“紧耦合架构的控制面协议栈”和“紧耦合架构的用户面协议栈”。其中，紧耦合架构的控制面和用户面协议栈又包括RAN与SF/SF-C之间的协议栈，和UE与SF/SF-C之间的协议栈<sup>[2]</sup>。

此外，感知过程中可能需要UE和gNB的交互，对于信令层面的交互，可参考现有的NR控制面协议，如图3-2所示。UE和gNB之间的感知资源配置在接入层可完全复用现有的控制面协议栈。SF和UE之间可以通过NAS消息进行。

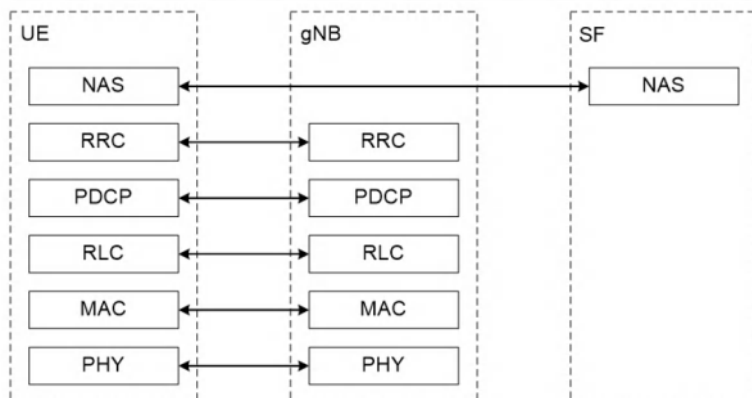


图3-2 gNB-UE交互的控制面协议栈

考虑到，UE作为感知设备可获取感知测量数据，若UE是感知需求方则UE在本地进行计算且无需上报给网络侧，否则UE需要将感知测量数据通过gNB上报给SF。此时，UE的感知测量数据可能通过用户面上报给SF，相关协议栈可复用现有的NR用户面协议栈，如图3-3所示。

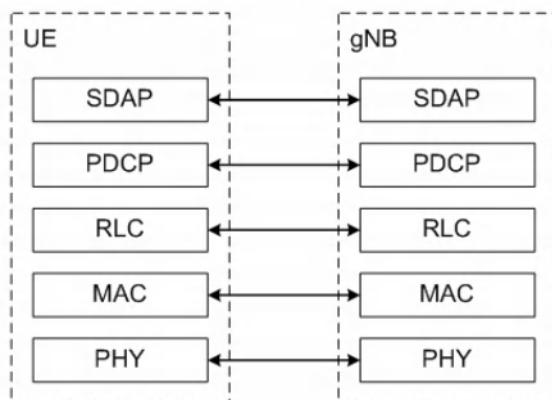


图3-3 gNB-UE交互的用户面协议栈

## 通感融合无线基本流程设计

### 4.1 通感基本模式和基本流程的映射关系

感知信令交互可根据参与感知的网元的不同，分为如下四种方式：SF和gNB信令交互、SF和UE信令交互、gNB和UE信令交互、UE和UE信令交互。不同感知模式与三种网元（SF, gNB, UE）间交互的需求关系汇总如表4-1所示：

表4-1 不同感知模式与网元间交互的需求关系

	gNB 自发 自收	gNB A 发 B 收	UE 发 gNB 收	gNB 发 UE 收	UE 自发 自收	UE A 发 B 收
SF-gNB	√	√	√	√	√	√
SF-UE	×	×	√	√	√	√
gNB-UE	×	×	√	√	√	√
UE-UE	×	×	×	×	√	√

其中，gNB自发自收模式和gNB A发gNB B收模式均通过网络侧进行的感知，可只需SF与gNB之间的交互。gNB发UE收模式和UE发gNB收模式需要网络侧和终端侧进行协作的感知，需要SF与gNB、SF和UE，gNB与UE间的交互。对于UE自发自收模式和UE A发B收模式，虽然感知流程不需要基站的参与，但是考虑到所有的感知资源属于空口资源，应由基站负责管理和分配，且UE需要上报其感知能力，所以四种交互方式在这两种感知模式中均存在。需要说明的是，在有 UE参与的感知模式中，假设SF与UE之间通过非接入层信令交互，交互的过程对基站透明，从而避免SF、gNB、UE三级节点交互带来的复杂性。

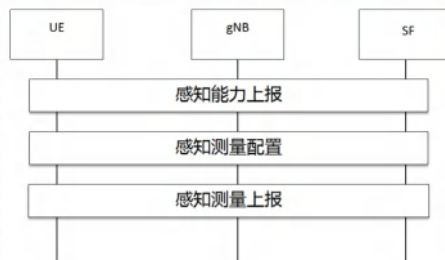


图4-1 感知流程示意图

对于六种感知模式而言，虽然涉及的网元交互可能各不相同，但是感知流程基本相同，一般分为三个步骤：感知能力上报→感知测量配置→感知测量上报。如图4-1所示，感知能力上报通常作为感知流程中的第一个步骤，其作用是上报UE/gNB支持的感知模式以及与感知信号处理相关的能力，从而帮助SF/gNB（在没有网络参与的UE A发B收模式中为感知管理终端）确定使用合适的感知模式以及感知资源。感知测量配置作为感知流程中的第二个步骤，其目的在于UE/gNB收到SF发送的感知需求之后，可根据感知需求确定感知资源的分配，因此该流程在上述四种交互方式中均有体现。在空口资源相关的感知测量配置流程中，gNB作为必须要参与的网元负责空口资源的分配，因此该流程存在于SF和gNB以及gNB和UE的交互过程中。而非空口资源相关的感知配置可能由SF和UE直接交互。感知测量上报是感知流程中的最后一个步骤，其目的在于将收集到的感知测量数据上报给SF或者感知管理终端，在不同的感知模式中上报的网元可是UE/gNB。因此，感知基本流程对应于在不同的感知模式中应用于不同的网元交互流程中，如表4-2所示。

表4-2 不同感知模式、基本流程与网元间交互的需求关系

	gNB 自发自收	gNB A 发 B 收	UE 发 gNB 收	gNB 发 UE 收	UE 自发自收	UE A 发 B 收
SF-gNB	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置； gNB 感知测量上报	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置； gNB 感知测量上报	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置； gNB 感知测量上报	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置	gNB 感知能力上报； gNB 感知测量配置
SF-UE	×	×	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置； UE 感知测量上报	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置； UE 感知测量上报	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置； UE 感知测量上报
gNB-UE	×	×	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置
UE-UE	×	×	×	×	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置； UE 感知测量上报	UE 感知能力上报； UE 感知测量配置； UE 感知测量上报

在下面的章节中，将会对相关网元间流程的细节进行详细介绍。

## 4.2 SF和gNB间感知基本流程和信令

在SF和gNB交互的基本流程中，大致包括三个流程：感知能力上报流程、感知测量配置流程和感知测量上报流程，如图4-2所示。

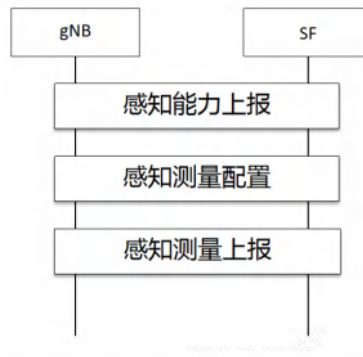


图4-2 gNB和SF交互的基本流程

SF获得gNB的感知能力、UE的感知能力并结合AF的业务需求来选择感知模式、选择合适的gNB等。在gNB自发自收模式、gNB A发B收模式、UE发gNB收模式、gNB发UE收模式都需要gNB上报感知能力。

感知测量配置既包括空口资源相关的配置，也包括非资源相关的配置。其中空口资源相关的配置包括测量信号的配置，即信号的时频资源配置信息。由于基站负责空口资源调度，因此UE空口资源相关的配置由基站负责。而非资源相关的配置主要是感知流程相关的配置，包括感知模式选择、收发角色确定、上报模式等配置信息，可由SF根据感知服务需求决定并发送给基站或终端。

SF向gNB发送感知测量配置，用于gNB的感知测量。在gNB自发自收模式、gNB A发B收模式、gNB发UE收模式、UE发gNB收、UE自发自收（覆盖范围内）、UE A发B收（覆盖范围内）需要SF向gNB发送非空口资源的感知测量配置。而在UE发gNB收模式，网络参与的UE自发自收以及UE A发B收模式，SF需要为gNB提供用于资源配置的信息（比如QoS），gNB需要向SF上报gNB给UE指示的空口的测量配置。

gNB向SF进行感知测量上报，是指gNB获得的3GPP感知测量数据上报给SF。对于gNB自发自收模式、gNB A发B收模式、UE发gNB收模式三种模式，gNB对无线信号进行处理获得3GPP感知测量数

据，并将3GPP感知测量数据上报给SF。而对于UE自发自收、UEA发B收以及gNB发UE收的场景，gNB仅负责管理和分配空口资源，并不作为感知节点进行相关感知信号的接收和汇聚，3GPP感知测量数据的传输对于gNB是透明的。

#### 4.2.1 感知能力上报

感知能力上报流程的主要目的是让SF掌握gNB的感知能力，以便于SF决定感知节点gNB 以及相关的配置。基站的感知能力可能包括如下内容：

- 支持的感知模式，如gNB自发自收模式，gNB A发B收模式、UE发gNB收模式、gNB发UE收模式、UE自发自收（覆盖范围内）、UE A发B收（覆盖范围内）；
- gNB自发自收模式中的“发”和“收”的能力；
- gNB A发B收模式中的“发”和“收”的能力；
- UE发gNB收模式中的gNB“收”的能力；
- gNB发UE收模式中的gNB“发”的能力；
- UE自发自收（覆盖范围内）、UE A发B收（覆盖范围内）中的资源配置能力；
- 每种支持的感知模式下的感知精度，例如，感知距离、距离分辨率、感知的速度、速度分辨率、感知角度、角度分辨率、感知时延等。

##### 4.2.1.1 gNB主动能力上报

在gNB主动感知能力上报过程中，gNB可周期性地向SF发送感知能力上报消息，此消息中可包括gNB不同带宽配置下支持的感知距离精度、感知距离分辨率、感知速度精度、感知速度分辨率以及感知时延等能力信息，其流程示意如图4-3所示。



图4-3 gNB主动上报感知能力示意图

#### 4.2.1.2 SF请求gNB能力上报

在SF请求感知能力上报过程中，SF从AF或UE获知感知需求后，需要寻找符合感知需求或者可执行相关感知功能的gNB或UE。因此，SF可先向gNB发送感知能力请求消息，此消息中包括gNB的能力特征列表（例如，支持的感知模式、感知精度等）。gNB收到感知能力请求消息后，gNB可根据能力列表向SF发送感知能力上报消息，消息中包含的内容就是与能力特征列表所对应的gNB感知能力信息，其流程示意如图4-4所示。

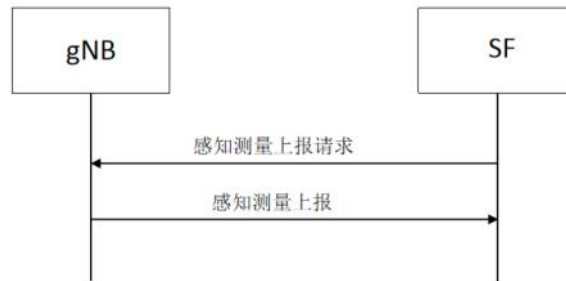


图4-4 SF请求gNB感知能力示意图

SF根据gNB的感知能力、UE的感知能力，感知需求等信息来选择感知方式、感知参与的基站或UE。一旦选择gNB作为感知信号发送网元后，SF可确定应该发送的感知测量配置参数等信息。

#### 4.2.2 感知测量配置

感知测量配置流程的目的是在确定gNB感知能力之后，SF可选择合适的感知方式和感知方法执行AF/UE要求的感知业务，也就是SF向gNB发送所选感知方法的相关感知测量配置。在该测量配置中，SF可能提供如下信息给gNB：

- 感知模式：gNB自发自收、gNB A发B收、gNB发UE收、UE发gNB收、UE自发自收（覆盖范围内）和UE A发B收（覆盖范围内）；
- 协作设备信息：SF除了向gNB提供相应的感知模式信息，还需要提供相应的执行感知任务的UE信息或gNB信息；
- 在对应感知模式下的角色“收”、“发”、“收&发”；

- 感知的QoS需求，如感知精度要求、时延要求等；
- 感知测量数据上报模式，如周期性上报、事件上报、事件触发的周期性上报等（对于需要接收感知信号的gNB）；
- gNB发送测量信号的配置，根据感知模式比如gNB自发自收、gNB A发B收和gNB发UE收，推荐gNB发送测量信号的配置；
- gNB接收测量信号的配置，针对gNB A发B收模式，需要指示gNB作为“收”角色的测量配置。

### 4.2.3 感知测量上报

感知测量上报流程目的是在gNB完成感知方法配置后，进行相应的测量，并且将感知测量数据进行上报。不同感知模式下所需要的感知测量数据可能不同，但是总体而言，感知测量数据可能包括多种层级，如下给出一种感知信息层级划分示例，不排除其他层级的划分：

- 感知结果：目标的距离、速度等，甚至比如车辆稽查信息、智慧路口和动态地图等。
- 感知中间数据：感知测量生成的点云信息等。
- 感知初步数据：时延扩展谱、多普勒谱、微多普勒谱、角度谱、信号强度谱等信息。上述谱信息包含了多条径或多种运动模式的信息，每一条径或每一个运动模式可通过独立的谱线或参数反映。
- 感知原始数据：接收信号或者原始信道信息（如接收信号或信道响应的复数结果、幅度和/或相位、I路/Q路及其相关运算结果）。

感知测量上报可分为gNB主动感知测量上报和SF请求感知测量上报。在gNB主动上报的模式下，gNB在满足配置的阈值的情况下进行上报。

## 4.3 SF和UE间感知基本流程和信令

当终端在有网络覆盖场景的时候，终端的感知行为可受到网络的管控。此时，UE和SF基本流程和信令同样适用于支持终端感知模式（即UE A发B收、UE自发自收）。另外，gNB发UE收模式和UE发gNB收模式也需要SF和UE之间的交互。SF和UE的交互流程中所涉及的感知基本流程包括感知能力上报，感知测量配置和感知测量上报。

### 4.3.1 感知能力上报

感知能力上报流程的主要目的是让SF感知UE的感知能力，以便于SF决定感知节点UE以及相关的配置。UE的感知能力可能包括如下内容：

- 支持的感知模式：



- UE自发自收模式中UE的“发”和“收”的能力；
- UE A发UE B收模式中UE的“发”和“收”的能力；
- gNB发UE收模式中的UE的“收”的能力；
- UE发gNB收模式中的UE的“发”的能力；
- 支持的终端角色：感知发送终端、感知接收终端、感知管理终端；
- 每种支持的感知模式下的感知精度：感知距离、距离分辨率、感知的速度、速度分辨率、感知角度、角度分辨率、感知时延等。

UE和SF之间感知能力上报流程与SF和gNB中的流程相似，不同之处在于上报的能力信息内容以及粒度。SF和gNB基本流程中上报gNB的感知能力信息范围更大（RAN级别），主要用于大范围V2X应用、智慧工厂、气象监测等场景，例如路口环境感知中感知车流变化，所需的感知能力包括实时构建全局动态地图以辅助自动驾驶和车辆轨迹跟踪等应用。而SF和UE基本流程中上报UE的感知能力信息范围较小（UE级别），主要用于小范围智慧工厂、人体姿势识别、AR等应用场景，例如在智慧生活场景中对人体进行异常行为检测，所需的感知能力包括快速识别微小动作变化引起的信号变化，例如摔倒或久坐不动等。

感知能力上报可分为UE主动上报和SF请求上报。具体流程与4.2节类似，在此不再赘述。

#### 4.3.2 感知测量配置

在有UE参与的感知模式中SF 需要为参与感知的UE提供一些非资源相关的感知测量 配置，如感知模式、收发角色、上报模式等。此外，在gNB发UE收模式中，可能存在多个gNB给一个UE发感知信号的情况，此时SF需要与多个gNB协调以获得UE接收感知测量信号的配置，并将该配置发给UE；在网络参与的UE A发B收模式中，参与感知的UE可能由不同的gNB服务。因此，SF可能会与多个gNB交互以协调UE的资源相关的配置。

其中，SF给UE提供的感知测量配置主要包括如下信息：

- 感知模式：gNB发UE收、UE发gNB收、UE自发自收、UE A发B收；
- 在对应感知模式下的角色：“收”、“发”、“收&发”；
- 感知结果上报模式，如周期性上报、事件上报、事件触发的周期性上报等（对于需要 接收感知信号的UE）；

#### 4.3.3 感知测量上报

感知测量上报流程目的是在UE完成感知方法配置后，进行相应的测量，并且将感知测量数据进行

上报。不同感知模式下所需要的感知测量数据可能不同，但是总体而言，感知测量数据可能包括多种层级，如下给出一种感知信息层级划分示例，不排除其他层级的划分：

- 感知结果：目标的距离、速度等，甚至比如车辆稽查信息，智慧路口和动态地图等。
- 感知中间数据：感知测量生成的点云信息等。
- 感知初步数据：时延扩展谱、多普勒谱、微多普勒谱、角度谱、信号强度谱等信息。上述谱信息包含了多条径或多种运动模式的信息，每一条径或每一个运动模式可通过独立的谱线或参数反映。
- 感知原始数据：接收信号或者原始信道信息（如接收信号或信道响应的复数结果，幅度和/或相位，I路/Q路及其相关运算结果）。

受限于UE计算能力以及UE的感知范围，UE的感知测量数据可能范围更小和粒度更大。例如，在感知结果中，UE感知的动态地图为局部信息，无法形成全局地图。另外，考虑到上报感知原始数据所需要上传的数据量较大，消耗网络资源较多，并且对终端的能耗不友好，需要进一步研究对应数据传输优化机制。

感知测量上报可分为UE初始化的感知测量上报和SF初始化的感知测量上报。具体流程SF和gNB的流程类似，在此不再赘述。在UE主动上报的模式下，UE在满足配置的阈值的情况下进行上报。

#### 4.4 gNB和UE间感知基本流程和信令

如图4-1及表4-2所示，UE发gNB收、gNB发UE收、UE自发自收、UE A发B收四种感知模式涉及到gNB和UE之间的基本流程。考虑到所有的感知资源都属于空口资源，由gNB负责管理和分配。对于UE发gNB收和gNB发UE收感知模式，gNB需要为UE配置感知信号的发送资源/接收资源，为了更有效地进行资源配置，gNB需要知道UE的感知能力，所以涉及到gNB和UE之间的交互主要是感知能力上报和感知测量配置流程。对于UE A自发自收感知模式，以及UE A发B收感知模式，在有网络覆盖场景下，终端用于发送的传输资源也受gNB管控，即由gNB调度感知发送终端用于执行感知参考信号发送的传输资源。同时基站也需要知道UE的感知能力以便于更有效地配置资源，所以这两种模式也涉及UE能力上报和感知测量配置流程。

为了方便地理解不同感知模式在空口的能力上报及感知流程配置流程，表4-3对其进行了汇总。

表4-3 不同感知模式对gNB和UE间交互的需求关系

感知模式	UE 能力上报流程	感知测量配置流程
UE 发 gNB 收	UE 向基站上报感知能力	基站为 UE 配置发送感知信号的资源
gNB 发 UE 收		基站为 UE 配置接收感知信号的资源
UE A 自发自收		基站为 UE A 配置发送感知信号的资源
UE A 发 B 收		基站为 UE A 配置发送感知信号的资源

下面对感知能力上报流程和感知测量配置流程进行展开介绍。

#### 4.4.1 感知能力上报

本节中的感知能力上报流程的目的是让gNB确定UE的感知能力，从而gNB可确定对应的感知配置。UE的感知能力可分为感知相关的能力与UE的无线能力。

UE感知能力包括以下内容：

- 支持的感知测量数据，例如测量离开角/到达角、时延；
- 支持计算感知测量数据，例如目标的距离、速度、角度；
- 接收感知信号的处理能力，例如可同时感知的最大目标数量、可感知的最大距离；
- 感知目标的识别能力或可感知的目标类型，例如只支持感知特定目标类型；
- 支持的感知精度。

UE无线能力包括以下内容：

- 支持收/发信号的带宽、处理能力等；
- 支持的波束扫描功能等。

#### 4.4.2 感知测量配置

##### 4.4.2.1 UE发gNB收中的感知测量配置

在UE发感知测量配置过程中，gNB需要根据UE上报的感知能力，向UE发送上行感知测量资源配置信息用于UE发送感知信号，gNB则测量该上行信号并获取感知测量数据。本节所述的感知测量配置，需要支持UE和gNB之间的感知参考信号发送配置、激活、去激活的基本流程，如图4-5所示。

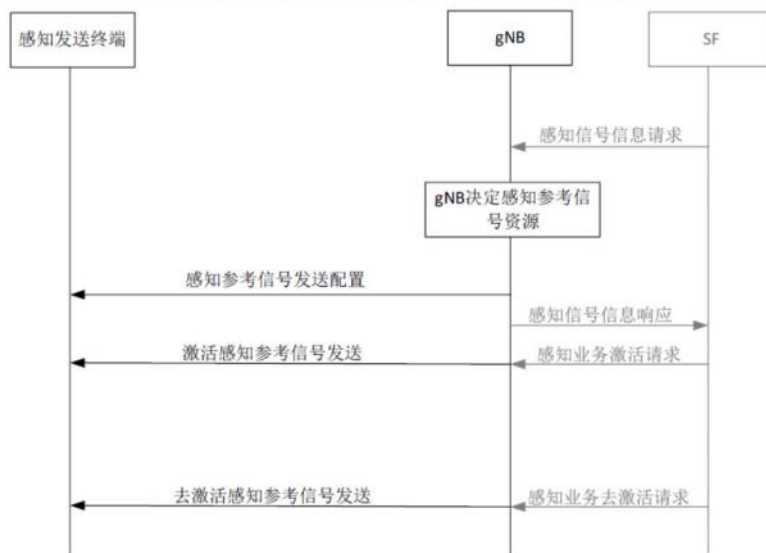


图4-5 感知参考信号发送配置、激活、去激活

gNB基于SF的感知信号信息请求，决定UE的感知参考信号传输资源，并将感知参考信号发送配置发送给UE。考虑到感知参考信号可能需要周期、非周期、半持续等不同时域传输特性，还需要考虑感知参考信号的激活与去激活等信令。例如，对于半持续的感知参考信号，gNB基于SF的感知业务激活/去激活请求，向UE发送感知参考信号激活/去激活MAC CE；对于非周期的感知参考信号，gNB向UE通过DCI触发感知参考信号的传输。从而UE可根据gNB发送的激活/去激活命令，确定发送或停止发送上行感知信号。

此外，在UE发gNB收感知模式的测量场景中，还需要考虑以下因素：

- gNB根据感知测量需求可同时触发单个或多个终端发送上行感知信号进行上行感知测量。
- 感知测量资源与现有上行通信资源（例如终端上行数据信道、上行参考信号如SRS）之间的复用关系。

对于UE发gNB收感知测量配置中所使用的感知信号，主要包括以下三种配置方式：

1) 基于现有上行参考信号（SRS）配置用于感知

现有协议支持多个SRS资源集配置，并基于DCI触发非周期SRS传输、MAC CE激活/去激活半持续SRS传输、RRC配置周期性SRS传输。

基于感知需求增强现有SRS资源配置，例如增强SRS配置周期、多时隙的SRS重复传输等。

2) 基于新的上行参考信号配置用于感知

面向新的感知性能需求设计新的上行感知参考信号。新的上行感知参考信号考虑具有周期性、半

持续、非周期性，重复传输（时隙内、时隙间）、多波束特性。

参考SRS资源配置，配置用途指示为感知测量的上行感知参考信号资源集。新参考信号资源可与SRS资源位置复用，处理与SRS资源之间的优先级。

### 3) 基于上行数据信道用于感知

现有上行数据信道基于基站的波束指示采用对应的波束进行上行数据发送。引入感知用途之后，波束指示不一定对应最佳上行通信波束，可对应同时满足感知和通信需求的上行通信波束。对于上行多次重复传输，基站可指示不同传输采用不同波束。该方案可扩展到多个TRP传输，基站指示多个TRP上对应上行多次重复传输的波束指示，同时满足感知和通信需求。

此外，UE发gNB收感知测量资源配置还需考虑UE的连接状态，除了RRC连接态的终端之外，考虑RRC空闲和RRC非激活态下UE的上行感知信号传输，以满足一定区域中环境感知测量需求。

#### 4.4.2.2 gNB发UE收中的感知测量配置

在gNB发UE收感知测量配置过程中。首先，gNB向UE发送相关的下行感知测量配置信息，然后gNB向UE发送下行感知信号。UE根据该信息进行感知测量，并将感知测量数据进行上报。本节所述gNB感知测量配置需要考虑以下因素：

- gNB根据感知测量需求可同时触发单个UE或者多个UE基于下行感知信号进行下行感知测量。
- 感知测量资源与现有下行通信资源（包括SSB、下行数据信道、下行参考信号如CSI-RS）之间的复用关系。

对于gNB发UE收感知测量配置中所使用的感知信号，主要包括以下三种配置方式：

#### 1) 基于现有下行参考信号（CSI-RS）配置用于感知

UE向gNB反馈的主要是CSI信息，可考虑复用现有的CSI-RS资源，根据感知需求增强复用CSI-RS的配置，例如增强配置周期、增强CSI-RS占用符号和子载波配置。

#### 2) 基于新的下行参考信号配置用于感知

可参考定位参考信号（PRS）的配置方法，高层配置感知触发状态、感知上报设置、感知资源配置以及感知资源集合。

#### 3) 基于下行数据信道用于感知

对于基于下行数据信道的感知测量反馈，现有下行数据基于gNB的波束指示（TCI状态）采用对应的波束进行下行数据发送或者接收。引入感知用途之后，gNB指示TCI状态不一定对应最佳下行通信波束，可对应同时满足感知和通信需求的下行通信波束。对于下行重复传输，gNB可指示不同传输采用不同波束。该方案可扩展到多个TRP传输，gNB指示多个TRP上对应下行多次重复传输的波束指示，同

时满足感知和通信需求。

#### 4.4.2.3 UE自发自收和UE A发B收中的感知测量配置

虽然在UE自发自收模式和UE A发B收中gNB既不发送感知信号也不接收感知信号，但是gNB需要为UE所需的感知资源，其可分为小区级和UE级感知测量资源配置。

小区级感知测量资源配置，即配置一定专用资源用于UE进行自发自收或A发B收测量。该小区级感知测量资源配置信息可进一步包含在系统信息中发送给UE，一方面，约定与UE下行传输之间的优先级，避免与下行传输之间的资源碰撞，另一方面，UE端同时可针对该资源上的信号进行接收用作CSI测量。

UE级感知测量资源配置，即UE利用分配给其的传输资源（包括UE级的参考信号和下行数据信道），或者分配给UE感知测量资源进行自发自收或UE A发B收感知测量。

### 4.5 UE和UE间感知基本流程和信令

UE和UE基本流程主要针对于两种只有终端参与的感知模式，即UE A发B收以及UE自发自收。在介绍感知能力交互、感知测量配置、感知测量上报等UE和UE基本流程之前，本节首先介绍与终端密切相关的覆盖场景以及终端角色。

#### 4.5.1 覆盖场景与终端角色

如图4-6所示，对于终端感知模式（即UE A发B收、UE自发自收），其基本流程设计需要考虑终端所处的不同覆盖场景。与3GPP R18 Sidelink定位类似，在设计初期阶段，针对终端感知模式的基本流程可优先考虑网络覆盖内和无网络覆盖这两种主要场景。

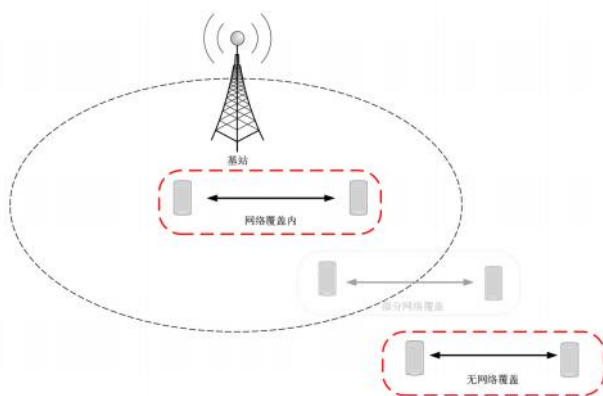


图4-6 终端的覆盖场景示意图

UE和UE基本流程和信令是为支持终端感知模式特有的信令流程。UE和UE基本流程主要用于无网络覆盖场景中，并且是无网络覆盖场景中执行终端感知唯一的交互方式。

此外，UE和UE基本流程也能用于支持在有网络覆盖场景下完成终端自主执行的感知行为，特别是针对非授权频段或者预配置资源的授权频段。其优势主要在于：1) 感知测量数据可能比较大，开销可能比较大，通过UE和UE之间直接的信令交互可减少网络开销；2) 终端之间直接的信令交互不需要核心网参与，因此具有时延小的特点，对于车联网等时延敏感的场景，可减少时延；3) 终端自己处理感知信息，不暴露敏感信息给网络，能够规避安全隐私风险。

对于无覆盖范围场景，与3GPP R18 Sidelink定位类似，由于终端无法获得网络覆盖，SF无法参与到终端感知的过程中。在这种情况下，需要挑选出一些具有较强能力的终端，由该终端角色在无网络覆盖场景下部分地承担SF的一些任务。因此，除了感知发送终端、感知接收终端两类感知执行终端之外，还需要定义感知管理终端的终端角色。

因此，终端感知需要考虑如下的不同的终端角色：

- 感知发送终端：在终端感知中，负责发送感知参考信号
- 感知接收终端：在终端感知中，负责接收测量感知参考信号，并得到感知测量数据
- 感知管理终端：在终端感知中，无网络覆盖场景下，承担部分SF功能的逻辑节点，如感知测量数据处理等，其可能是感知发送终端、感知接收终端之一，也可能独立。

特别地，对于UE自发自收感知，感知发送终端和感知接收终端为同一终端。

基于覆盖场景和终端角色的讨论，在UE和UE交互的基本流程中，主要包含三个子流程：感知能力上报流程、感知测量配置与感知测量上报，如图4-7所示。值得注意的是，感知发送终端、感知接收终端和感知管理终端均为逻辑角色。在无场景下的终端感知模式中，一个的终端实体可能承担其中任意一个或多个不同的终端角色。例如，对于UE A发UE B收的感知模式，UE A为感知发送终端，UE B为感知接收终端，而感知管理终端可能由UE A或UE B之一承担，也有可能由其他UE承担。对于UE自发自收模式，该UE既是感知发送终端也是感知接收终端，而感知管理终端可能仍由该UE担任，也可能由其他UE承担。根据上述不同的实际部署，相应地，UE和UE交互的某些信令流程可进一步简化。

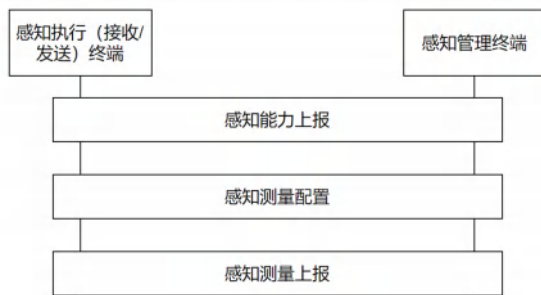


图4-7 UE和UE交互的基本流程

其中，感知测量配置流程不仅包含与感知发送终端交互的感知参考信号请求与响应流程，还包括向感知接收终端提供用于感知测量的辅助信息的感知辅助信息交互流程。

#### 4.5.2 感知能力上报

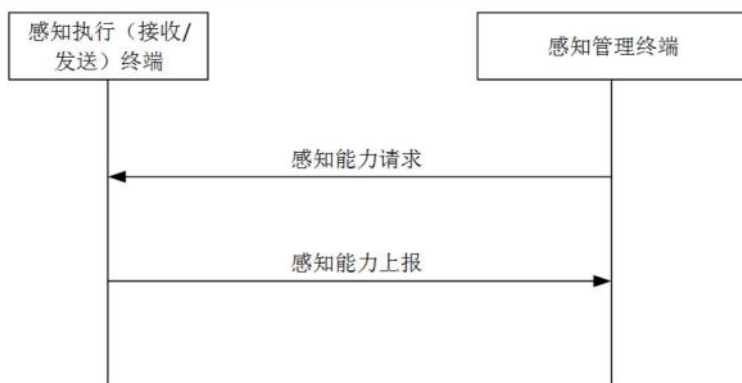


图4-8 感知能力上报过程

该过程主要用于感知执行终端向感知管理终端上报与感知相关的能力信息，感知管理终端根据感知执行终端的感知能力决定进一步的感知测量配置。UE的感知能力可能包括如下内容：

- 支持的感知模式：UE A发UE B收、UE自发自收；
- 支持的终端角色：感知发送终端、感知接收终端、感知管理终端；
- 感知信息处理能力：获取某些感知信息需要终端额外的处理能力，因此，终端需要报告；



- 支持上报的感知测量数据类型，如感知原始数据、感知初步数据、感知中间数据和感知结果，以及感知测量数据类型对应的 KPI，如感知业务时延等。

如图4-8所示，感知能力上报过程可支持基于请求的感知能力上报，感知能力请求消息中可携带UE感知能力列表来指示感知管理终端需要获知哪些相关的UE感知能力信息，进而感知执行终端可根据UE感知能力列表通过感知能力上报消息向感知管理终端上报对应的UE感知能力信息；感知能力上报流程也可支持周期性的感知能力上报，此时感知能力请求消息可省略。

### 4.5.3 感知测量配置

感知测量配置流程主要包含与感知发送终端交互的感知参考信号请求与响应流程，以及向感知接收终端提供用于感知测量的辅助信息的感知辅助信息交互流程。



图4-9 感知参考信号请求与响应流程

如图4-9所示，该过程主要用于感知管理终端向感知发送终端请求感知参考信号的发送。感知参考信号请求消息中，可进一步指示期望的感知参考信号传输资源信息，为感知发送终端在执行资源选择的时候提供参考；也可指示辅助感知参考信号发送的信息，如空间关系信息、感知目标方向信息等，用于帮助感知发送终端生成指向感知目标的波束。在无网络覆盖场景下，感知发送终端依靠随机选择、资源侦听或者与感知接收终端间的协调，自主在网络配置或预配置的资源池中选择感知参考信号的传输资源。

此外，除了感知发送终端自行选择感知参考信号资源以外，还存在感知管理终端决定感知参考信号配置的选项。在这种情况下，感知管理终端首先需要获取多个感知发送终端的感知相关的资源及偏

好等信息，该信息可为感知管理终端决定感知参考信号配置提供参考。感知管理终端决定感知参考信号资源后，将相关配置发给感知发送终端。这种方式能够提高感知参考信号配置的灵活度与适应性。但值得注意的是，在现有的Sidelink通信或定位的资源分配模式中，除了终端基于网络的调度或配置确定传输资源（即，模式1）以及终端自主在网络配置或预配置的资源池中选择传输资源（即，模式2）之外，并没有支持终端A决定或调度终端B的传输资源的方式，因此该选项需要在此现有技术基础上考虑更多的增强。

而感知接收终端在接收感知参考信号的时候可能：1) 在网络配置或预配置的资源池上监听感知参考信号；2) 在感知发送终端选择了特定的感知参考信号传输资源之后，直接向感知接收终端告知感知参考信号配置信息；3) 或者通过感知参考信号响应消息由感知管理终端向感知接收终端告知感知参考信号配置信息，以利于感知接收终端更好的接收测量感知参考信号。对于第三种情况，需要感知接收终端和感知管理终端之间如下的信令支持，如图4-10所示。



图4-10 感知测量辅助信息交互流程

其中，在提供感知辅助信息消息中，可包含感知参考信号配置等信息如下：

感知参考信号配置：用于指示感知参考信号的配置信息，如感知参考信号的时频资源、序列等，以辅助感知接收终端接收测量感知参考信号；根据侧行感知测量需求，侧行感知测量可考虑基于侧行数据信道、现有侧行参考信号（例如SL CSI-RS），新设计侧行感知参考信号进行。

感知测量辅助信息交互流程支持基于感知接收终端触发和基于感知管理终端触发的方式。在基于感知管理终端触发的情况下，感知辅助信息请求消息可省略。此外，也支持感知管理终端周期性地向感知接收终端提供感知辅助信息。

#### 4.5.4 感知测量上报

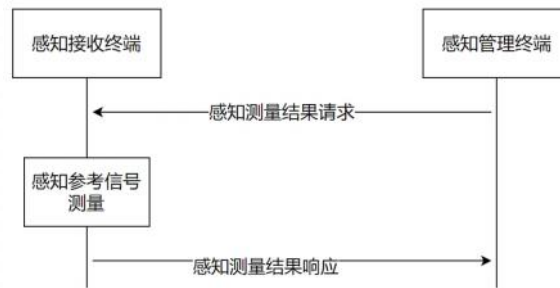


图4-11 感知测量上报流程

感知测量上报流程主要针对感知接收终端，如图4-11所示，该过程主要用于感知管理终端向感知接收终端请求感知参考信号的测量得到感知测量数据。感知信息请求消息中，可包含感知信息类型（如感知测量数据层级）指示、感知信息的QoS需求、测量配置、上报配置等。感知测量数据可能包括多种层级，如下给出一种感知信息层级划分示例，不排除其他层级的划分：

- 感知结果：目标的距离、速度等，甚至比如车辆稽查信息，智慧路口和动态地图等。
- 感知中间数据：感知测量生成的点云信息等。
- 感知初步数据：时延扩展谱、多普勒谱、微多普勒谱、角度谱、信号强度谱等信息。上述谱信息包含了多条径或多种运动模式的信息，每一条径或每一个运动模式可通过独立的谱线或参数反映；
- 感知原始数据：接收信号或者原始信道信息（如接收信号或信道响应的复数结果，幅度和/或相位，I路/Q路及其相关运算结果）。另外，对于某些较高层次的感知信息，由于感知接收终端需要处理并获得该感知信息，可能还需要感知管理终端额外提供辅助信息用于感知结果计算，如感知发送终端的位置信息等。

感知信息请求消息中包含的感知信息的QoS需求、测量配置、上报配置含义解释如下：

- 感知信息的QoS需求：感知估计的位置精度、感知估计的速度精度、距离分辨率、速度分辨率、感知业务时延、漏检率、虚警率等；
- 测量配置：用于指示感知接收终端进行周期性测量（对应的测量周期、重复次数）、单次测量等，以辅助感知接收终端接收测量感知参考信号；还可用于指示感知参考信号的配置信息，如感知参

考信号的时频资源、序列等；

- 上报配置：用于指示周期性上报（对应的上报次数和上报间隔）、基于事件触发的上报（事件信息、两次事件触发间隔的最小时间、触发上报后的上报次数和上报间隔等），例如，入侵检测场景下可配置与感知测量数据的变化相关的事件，只有感知测量数据变化超出门限时才上报感知测量数据，以减少上报开销。此外，上报配置还可配置上报内容的约束条件，例如，有效性条件，人体特征检测中有效的微多普勒范围，感知目标的坐标区域，感知目标的数目上限以及选择条件等，例如，可靠性条件，接收信号SINR的最低门限。这样可避免无效信息的上报，减少上报开销。

感知接收终端根据感知信息请求消息测量感知参考信号得到对应的感知测量数据，并基于上报配置通过感知信息反馈消息将感知信息发送给感知管理终端，可分为感知管理终端请求的感知测量数据上报、周期或条件触发的感知测量数据上报等方式。

对于终端间的侧行感知测量数据的反馈，根据感知测量数据需求，需要考虑的问题包括新侧行测量量、测量反馈的时效等问题。考虑到感知测量数据可能较大，如果感知测量数据基于数据信道进行上报时，还需要考虑优先级，用于侧行信道的重评估与资源抢占。

## 4.6 错误指示和终止指示

### 4.6.1 错误指示流程

错误指示可能存在于任何两个节点之间，如SF-gNB、SF-UE、UE-gNB、UE-UE。节点B收到节点A发送的感知相关消息（感知能力上报、感知测量配置、感知测量上报）后，即检测该消息中是否包含错误。如果检测到该消息中包含一个或多个错误，节点B向节点A返回错误指示并丢弃该消息，或者节点B直接丢弃该消息而不返回错误指示。感知消息中可能包含的错误包括但不限于消息格式错误、未定义的消息类型、不支持的数值，消息分段错误等。节点B向节点A返回的错误指示中可能包含具体的消息标识以及错误原因。节点A收到节点B返回的错误指示后，即终止与错误指示相关的感知流程，并在处理完相应错误后重新开始相关流程。

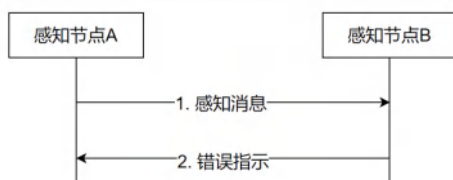


图4-12 错误指示流程

#### 4.6.2 终止指示流程

终止指示可用于感知管理节点终止当前正在进行的感知服务/流程，用于感知管理节点与其他任意节点之间，如SF-gNB、SF-UE、UE-gNB、UE-UE。终止感知服务/流程的原因包括但不限于感知服务的取消或改变，周期性感知测量/上报的停止等。感知管理节点发给其他感知节点的终止指示包括相关感知服务/流程的标识。收到感知管理节点发送的终止指示的感知节点向感知管理节点返回确认并终止相关服务/流程，或者感知节点直接终止相关服务/流程而并不返回确认。

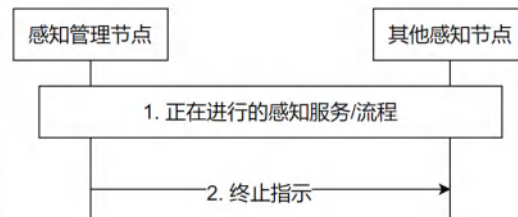


图4-13 终止指示流程

## 通感融合物理层关键技术

### 5.1 感知信号研究

#### 5.1.1 感知性能指标

无线感知定位性能的评价通常包括分辨率（Resolution）、精度（Accuracy）、无模糊范围（Ambiguity），其中每项中具体包括目标距离、速度、角度这三项参数。

典型的双基地感知架构示意图如图5-1所示。其中， $R_T$ 为信号发端（Tx）到目标距离， $R_R$ 为信号接收端（Rx）到目标距离， $L$ 为基线距离， $\theta_T$ 为目标相对于信号发送端的角度， $\theta_R$ （ $\theta_{R1}$ 、 $\theta_{R2}$ ）为目标相对于信号接收端的角度， $\beta$ 为双基地角。

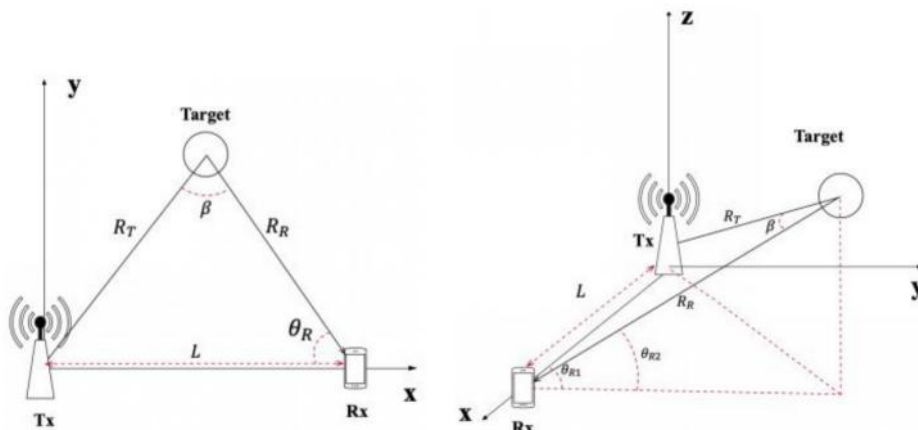


图5-1 双基地感知架构：二维空间（左），三维空间（右）

同时考虑单基地感知模式和双基地感知模式，感知性能指标和感知信号相关参数的关系如表5-1所示。从表5-1中可看出，感知定位性能指标受感知信号参数的影响，例如感知信号周期、带宽等，具体地，感知信号周期、带宽等。

表5-1：感知性能指标和计算公式

感知性能指标		计算公式	影响因素
无模糊范围	单基地感知	$R_{max} = \frac{c}{2\Delta f}$	感知信号频域采样间隔
	双基地感知	$R_{max} = \frac{c}{2\Delta f \cos(\frac{\beta}{2})}$	感知信号频域采样间隔、双基地角
	单基地感知	$v_{max} = \pm \frac{\lambda}{4T_r}$	波长、感知信号周期
	双基地感知	$v_{max} = \pm \frac{\lambda}{4T_r \cos(\frac{\beta}{2})}$	波长、感知信号周期、双基地角
无模糊测角范围		$\theta_{max} = \pm \sin^{-1}(\frac{\lambda}{2d})$	波长、天线间距
分辨率	单基地感知	$\Delta R = \frac{c}{2B}$	带宽
	双基地感知	$\Delta R = \frac{c}{2B \cos(\frac{\beta}{2})}$	带宽、双基地角
	单基地感知	$\Delta v = \frac{\lambda}{2MT_r}$	波长、感知信号周期、感知符号数
	双基地感知	$\Delta v = \frac{\lambda}{2MT_r \cos(\frac{\beta}{2})}$	波长、感知信号周期、感知符号数、双基地角
角度分辨率		$\Delta \theta \approx 0.886 \frac{\lambda}{D}$	波长、阵列的孔径
精度	距离测量精度	$\sigma_R = \frac{\Delta R}{\sqrt{2SNR}}$	距离分辨率、SNR
	速度测量精度	$\sigma_v = \frac{\Delta v}{\sqrt{2SNR}}$	速度分辨率、SNR
	角度测量精度	$\sigma_\theta = \frac{\theta_{3dB}}{1.6\sqrt{2SNR}}$	速度分辨率、SNR

注：B为信号带宽，M为脉冲数， $T_r$ 为脉冲重复周期， $\theta_{3dB}$ 为3dB波束宽度，c为光速， $\lambda$ 为信号波长，D为阵列的孔径，SNR为信噪比，d为天线间距。

### 5.1.2 通感资源复用方式

在通感融合系统中，通信信号和感知信号共用时域频域资源，其资源复用方式一般可分为时分复用、频分复用和空分复用。在不同的通感资源复用方式下，感知信号占用的时域频域资源配置有所不同，导致系统可达到的感知性能指标也有所不同。结合感知性能指标的分析，对这三种资源复用方式的优缺点进行分析。

#### 1) 时分复用

感知信号和通信信号分别占用不同的时域符号，如图5-2所示。由表5-1可知，感知信号周期影响感知的速度无模糊范围，感知信号周期越大，速度无模糊范围越小。

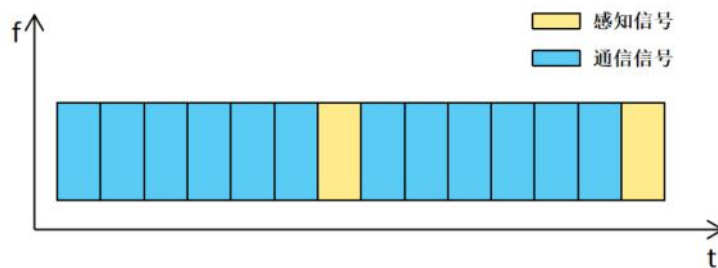


图5-2 通信感知时分复用示意图

- 优点：

感知信号可占用全部带宽，距离测量精度和分辨率高；由于通信和感知分别占用不同的时域符号，所以通信信号对感知信号的干扰较低。

- 缺点：

感知信号不能影响现有5G通信系统的同步信号或参考信号等信号的发送，因此感知信号占用的时域符号需要考虑规避现有5G通信系统的同步信号或参考信号等。

#### 2) 频分复用

感知信号和通信信号占用不同的频域资源，如图5-3所示。

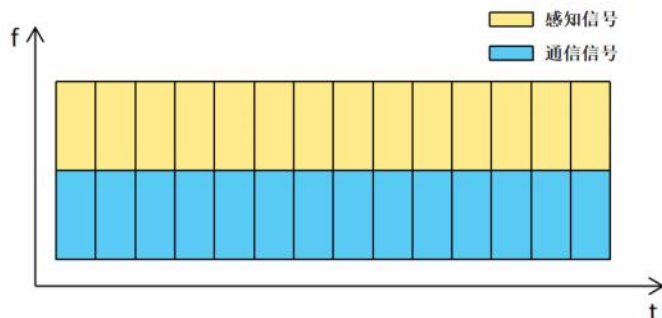


图5-3 通信信号和感知信号频分复用示意图

● 优点:

感知信号和感知信号分别占用专用的频谱资源，因此通感融合系统中的通信信号不会对感知造成干扰。

● 缺点:

感知信号只能占用部分带宽，距离测量精度和分辨率较低。

2) 空分复用

感知信号和通信信号占用不同的空域资源，如图5-4所示，感知信号和通信信号分别通过感知波束和通信波束同时发送。

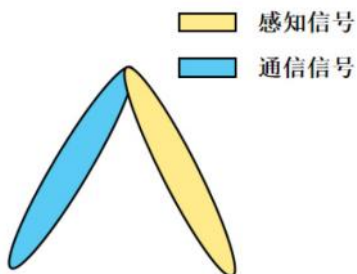


图5-4 通信信号和感知信号空分复用示意图



- 优点:

感知信号占用全部带宽，距离测量精度和分辨率高。

- 缺点:

通信波束发送的通信信号可能会被环境中目标反射到感知波束内，对感知造成干扰。例如当通信波束内存在一个强目标，其反射的通信信号可能会淹没感知波束内弱目标的感知回波信号，导致感知波束内弱目标无法检测。

### 5.1.3 感知波形

#### 5.1.3.1 OFDM

5G系统是以OFDM为基础进行设计的，各种参考信号和数据传输都是设计基于OFDM。

- 下行参考信号

目前，5G下行采用的参考信号都是基于Gold序列，包括CSI-RS、PRS等，这些参考信号的用途概括如下：

(1) CSI-RS功能强大，可用于波束管理、CSI测量、时频偏跟踪（TRS）、RRM测量或者移动性管理。CSI-RS的配置由RRC信令下发，只能由服务基站配置。

(2) PRS主要用于定位用途，配置是由LMF（Location Management Function，定位管理功能）通知，且PRS可由服务小区和邻小区发送，UE端可测量多个小区/TRP发送的PRS以得到测量数据，例如RSRP、DL-TDOA、UE RSRP等。

如果是采用参考信号实现感知，存在两种潜在的思路：

(1) 增强PRS实现感知功能。由于PRS的设计专门为了定位用途，跟通感中某些场景的感知原理有些类似，例如智慧低空场景，智慧交通场景中利用感知信号的反射波对目标进行定位，PRS类似的设计可能比CSI-RS更适用于通感信号。其中有如下两个初步考虑：

1) 感知信号和PRS类似，可能需要多个小区/TRP发送或者测量，这样有利于进行感知协同。

2) 如果通过增强PRS信号就可实现初步的感知功能，可实现资源开销节省。

(2) 设计新的参考符号实现感知功能，那新的参考符号采用Gold序列是一个潜在的选项。Gold序列具有较好的自相关性，PAPR较低，截断序列仍然是Gold序列，复用能力较好的优点。同一个Gold序列，可应用于不同带宽能里的接收端，如图5-5所示。



图5-5 Gold序列的截断特性

- 上行参考信号

对于上行，目前3GPP支持OFDM和DFT-S-OFDM两种波形。对于OFDM，参考信号仍然采用的是Gold序列，如PUSCH DMRS。其他参考信号，如SRS采用的是ZC序列。定位功能的SRS和MIMO的SRS序列一样，都是采用ZC序列。对于5G感知，可尽可能复用或者增强现有参考信号实现感知，这样既能降低开销又能提供感知能力。因此，有以下两种选择：

选择1：Gold序列

选择2：ZC序列，参考38.211 章节5.2.2

相比较而言，Gold序列复用能力更好，因为ZC序列的截断序列不在保持ZC特性。但是，Gold序列峰均比略差于ZC序列。此外，ZC序列的相关性也更好。由于LTE和NR对于ZC和Gold做了充分的对比，这里不再累述。

- Sidelink参考信号

对于Sidelink，跟上行类似，初步考虑存Gold序列和ZC序列两种潜在的选择。

### 5.1.3.2 LFM

线性调频信号在雷达系统中应用广泛。顾名思义，线性调频信号（LFM）就是其频率随时间线性改变。单个LFM的发送信号主要取决于调频宽度（B）和脉冲带宽（T）。LFM具有如下特征：

- 优点：

1) 峰均比低，LFM可增加感知距离；

- 2) 自干扰抑制简单, 实现自发自收实现难度低;
  - 3) 对多普勒扩展不敏感, 在高速目标测量上, 实现更好的性能; 波形的模糊函数具有“山脊”形状, 有良好的测距和测速分辨性能;
  - 4) 感知开销低, 这主要体现在其不像OFDM波形需要额外循环前缀来保持载波间的正交性。
- 缺点:  
承载数据的能力差; 采用线性调频波形时, 需要增加处理线性调频波的硬件链路。

### 5.1.3.3 OTFS

OTFS 波形是一种在时延多普勒域中承载数据符号的调制方案<sup>[5]</sup>, 最近在学术界被大量讨论。

- 优点:
  - 1) 由于OTFS波形的数据符号承载在时延多普勒域, 因此OTFS波形的信道估计结果和环境感知测量数据紧密关联, 信道估计的结果从某种程度上来讲就是感知的距离速度谱;
  - 2) OTFS 波形的基带处理流程对OFDM收发机友好, 可基于 FFT/IFFT实现调制解调过程;
  - 3) 波形的模糊函数具有“图钉”形状, 有良好的测距和测速分辨性能。
- 缺点:
  - 1) OTFS 波形峰均比较高, 高功率下的远距离探测能力受限;
  - 2) OTFS 波形需要修改通信的调制解调算法。

## 5.2 感知帧结构研究

如果感知的收发、或者感知的发送与通信接收同时共享前端射频硬件, 则需要基站支持全双工操作, 即需要先进的发射和接收方案的同步感知和通信。但是, 双工操作会导致严重的自干扰, 由信号直接从发射天线泄漏到接收天线引起的, 并会显著降低传感和通信性能。虽然近年来提出了一些自干扰抑制方法, 但它们在实际应用中还不够成熟。因此只需要对现有的通信帧结构进行局部改变, 从而实现通信和感知共存的要求。

### 5.2.1 FDD感知帧结构

FDD是一种频分复用系统, 在通信中采用不同的频率进行上下行传输, 如图5-6所示。图5-7和图5-8给出了FDD无线帧结构。一方面, 结合双工模式和子帧结构, 如果采用通感融合系统中采用基站进行感知的情况, 就需要对下行的帧结构进行改变, 通过添加相应的下行感知时隙完成通感融合, 如果采用终端发基站收的模型, 就需要对上行帧结构进行改变。另一方面, 在通感融合系统中如果使用FDD模式进行部署, 存在不同区域感知和通信的要求, 需要进行柔性的、面向业务的通感融合帧结构

划分；差异化的帧结构部署可能会带来相邻区域间的干扰，因此需要进行合理的小区规划。因此那就需要按照通信和感知综合需求和与周边基站的干扰程度进行分析。

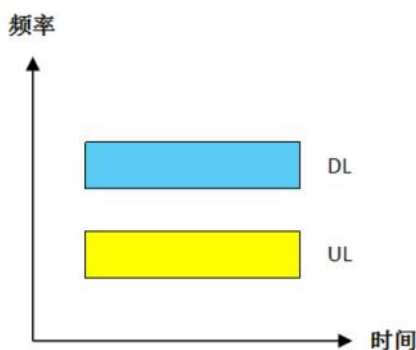


图5-6 FDD双工模式



图5-7 基于时隙的FDD无线帧结构



图5-8 基于符号的FDD无线帧结构

### 5.2.2 TDD感知帧结构

最简单的通信感知融合帧结构为通信感知时分的帧结构，即在不同的时隙分别实现感知或者通信功能。这种时分的帧结构可根据业务需求灵活配置通信与感知的时隙配比，提高频谱利用效率。此

外，由于通感融合的帧结构将时隙划分感知子帧和通信子帧，可有效地避免通信和感知信号间的互干扰，实现通感融合系统中通信和感知信号的良好共存。这里的帧结构是在现有的帧结构基础上进行用于感知帧位置的制定，但是从整个帧结构来说，与原来的帧结构无差异，只有在数据封装和解码的时候才会明确哪些是通信子帧，哪些感知子帧，因此无需改变现有的帧结构。在采用TDD通感融合帧结构时，难度会比FDD更大，其需要考虑子帧内部的结构，需要同时考虑通信和感知的需求与网络部署的情况，如图5-9给出了2.5ms帧结构里制定第7个子帧为下行感知子帧，最后一个上行为感知子帧的帧结构模式。在进行TDD子帧部署时，需要考虑3方面的问题：1) 从通信和感知需求的角度，明确用于通信和感知需要的时隙或者子帧个数，2) 无线架构模式也是影响帧结构的要素之一，如果为基站自发自收的情况，需要考虑下行帧中感知子帧或者参考信号的设置，并需要综合考虑回波对上行通信信号的影响，3) 在采用差异化通感融合的帧结构的情况下，需要考虑邻区间的干扰。



图5-9 TDD下感知资源配置示意图

## 5.2.3 扩展CP

### 5.2.3.1 目前CP存在的问题

在5G通信系统中，通过引入CP (Cyclic Prefix, 循环前缀)解决多径导致的符号间干扰和子载波间干扰。CP的长度主要有两种，分别为NCP (Normal Cyclic Prefix, 常规循环前缀) 和ECP (Extended Cyclic Prefix, 扩展循环前缀)，如图5-10所示。常规循环前缀长度 $4.7\mu\text{s}$ ，扩展循环前缀长度 $16.67\mu\text{s}$ 。对于NCP：每 $0.5\text{ms}$ 内有7个OFDM符号，第1个OFDM符号的CP长度是 $5.21\mu\text{s}$ ，第2到第7个OFDM符号的CP长度是 $4.69\mu\text{s}$ 。对于ECP：每 $0.5\text{ms}$ 内有6个OFDM符号，每个OFDM符号的CP长度均是 $16.67\mu\text{s}$ 。



图5-10 5G通信系统循环前缀设计

如表5-2所示，以子载波间隔15kHz为例，当感知距离大于703m时，NCP将无法解决符号间干扰的问题。随着子载波间隔的增大，感知距离将严重受限。如果采用ECP，以子载波间隔15kHz为例，感知距离可达到2502m，可满足大部分场景站间距部署和感知覆盖需求。对于海面安防场景等感知覆盖距离较远的场景，可考虑进一步引入保护间隔，解决感知时延较大带来的符号间干扰问题。

表5-2 基站自发自收感知模式下NCP和ECP所对应的最远感知距离

子载波间隔(kHz)	15	30	60	120
循环前缀(us)	4.6875	2.34	1.17	0.58
NCP 时延扩展范围(m)	703	351	175	87
ECP 时延扩展范围 m)	2502	1248	622	309

此外，在通感一体系统中还存在多目标感知需求，如图5-11所示，当基站或终端既要感知近距离目标（时延较小）又要感知远距离目标（时延较大）时，可能导致感知信号的多径时延扩展超过NCP能力。如果ECP可满足大部分感知场景多径时延扩展需求，则采用ECP将最大程度降低资源开销，如果ECP仍无法满足感知场景多径时延扩展需求，可进一步考虑引入保护间隔。

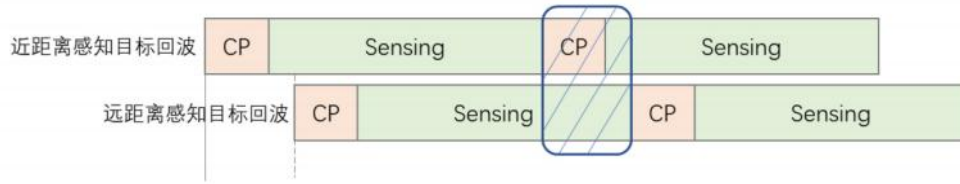


图5-11 多目标感知导致大时延扩展

### 5.2.3.2 潜在解决方案

为解决感知信号时延较大和时延扩展较大等问题，可针对不同感知模式、不同场景、不同部署方式进行感知信号帧结构增强。

- **Option 1:** 如图5-12所示，感知信号与通信信号之间预留保护间隔。

优点：场景通用性强。

缺点：每个感知信号后都需要预留保护间隔，感知资源开销大。

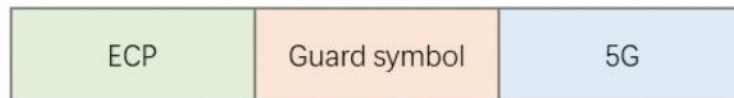


图5-12 感知信号与通信信号之间预留保护间隔

- **Option 2:** ECP感知信号与NCP通信信号符号级融合：如图5-13所示，在一个时隙内既发送感知信号又发送通信信号，感知信号采用ECP、通信信号采用NCP。

优点：根据感知精度需求灵活配置感知信号时域位置，资源配置灵活。

缺点：ECP感知信号符号长度大于NCP通信符号，因此对于感知信号发送时隙每个符号的时域长度、符号边界等需要重新定义。

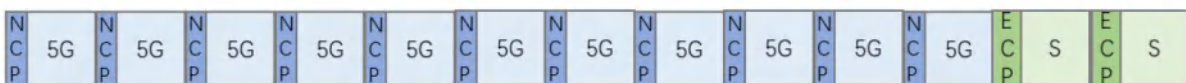


图5-13 ECP感知信号与NCP通信信号符号级融合

● **Option 3:** ECP感知信号与NCP通信信号时隙级融合：如图5-14所示，ECP感知信号与NCP通信信号位于不同时隙。考虑ECP感知信号符号长度大于NCP通信符号，因此对于感知信号发送时隙符号个数与通信信号发送时隙符号个数不同。

优点：独立配置NCP通信信号或ECP感知信号时隙，符号边界无需重新定义。

缺点：感知信号需要单独占用至少1个时隙，感知信号资源开销大。

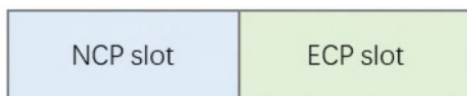


图5-14 ECP感知信号与NCP通信信号时隙级融合

● **Option 4:** ECP感知信号与NCP通信信号半时隙(half-slot)级融合：如图5-15所示，基于NR帧结构参数，可知晓，对于NCP：每0.5ms内有7个OFDM符号，第1个OFDM符号的CP长度是 $5.21\mu\text{s}$ ，第2到第7个OFDM符号的CP长度是 $4.69\mu\text{s}$ 。对于ECP：每0.5ms内有6个OFDM符号，每个OFDM符号的CP长度均是 $16.67\mu\text{s}$ 。也就是说，对于12个OFDM符号的ECP，其前6个符号时域刚好等于NCP的前7个符号时域长度；后6个符号刚好等于ECP的后6个符号时域长度。

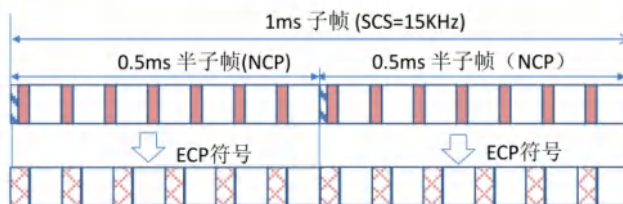


图5-15 ECP感知信号与NCP通信信号半时隙级融合

优点：独立配置NCP通信信号或ECP感知信号半时隙，符号边界无需重新定义。

缺点：感知信号需要单独占用至少0.5个时隙，感知信号资源开销适中。

● **Option 5:** 一个感知符号占用两个通信符号的时长。为了满足感知业务测量精度的要求，感知信号有可能在FR2上进行发送，支持FR2的SCS有60/120/480/960KHz，其NCP/ECPI以及最远感知距离如表5-3所示。



表5-3: 基站自发自收感知模式下NCP和ECP所对应的最远感知距离

子载波(kHz)	120	480	960
NCP 循环前缀(us)	0.58	0.145	0.0725
NCP 最远感知距离(m)	87	21.7	11
ECP 循环前缀(us)	2.08	0.52	0.26
ECP 最远感知距离(m)	309	77	33.5

由表5-3可看出，对于FR2频段，即使使用ECP，其感知距离也比较受限。一个可能方案是，在保持通信和感知信号SCS不变的情况下，一个感知符号占用两个OFDM符号。如图5-16所示：

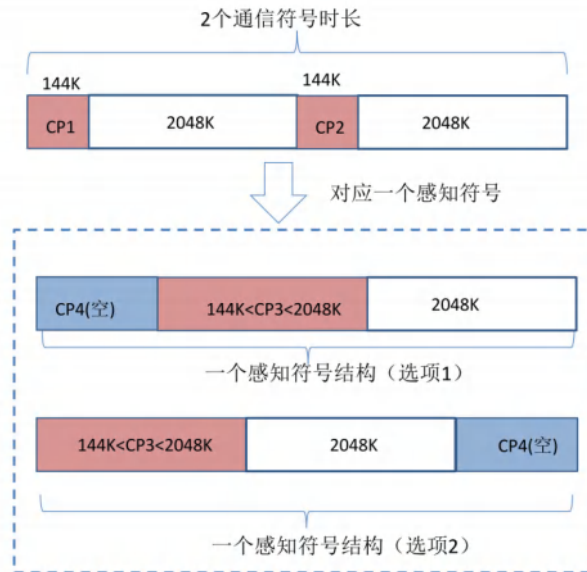


图5-16 一个感知信号占用两个通信符号时长

如图5-16所示，保持通信信号和感知信号SCS不变的情况下，一个感知符号占用两个OFDM符号，其中感知符号由三部分组成：

- (1) 感知信号部分，长度为2048K。对感知信号数据进行傅里叶变换得到。其中， $K = 64 \times 2^{-\mu}$ ， $\mu = 0,1,2,3,4,5,6$  时，分别对应 SCS=15 KHz, 30 KHz, 60 KHz, 120 KHz, 240

KHz , 480 KHz , 960KHz。

(2) CP3部分：是由感知信号部分截取生成，根据循环前缀的方法生成，长度不超过感知信号符号的长度。

(3) CP4部分：该部分可为空（即不在该时间上发送任何信息），或者随机填充。CP4可放在CP3的前面（如上图中的选项1），也可放在感知信号部分的后面（如上图中的选项2）。

优点：可根据感知业务的需求，灵活配置更长的CP参数。

缺点：感知资源利用率偏低。

● **Option 6**：利用频域权重向量对需要扩展CP的符号的前一个符号进行修改，使其产生扩展CP的时域样点。假设基站在符号1上发射通信符号，在符号2发射感知符号。如图5-17所示，利用部分符号1的信号以及符号2的CP组成一个扩展CP，为符号2提供了更大的感知范围。图中s为目标扩展时域样点，d是待修改的通信符号时域样点。利用频域上的权重向量对符号1上预留的子载波进行修改，实现符号1的时域样点的修改，进而扩展符号2的CP时域样点。

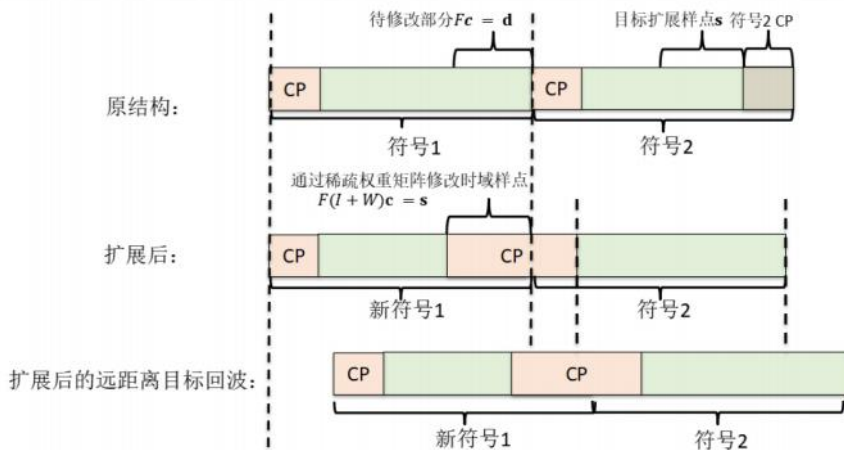


图5-17 根据原符号进行扩展CP，以及扩展后的远距离回波信号

优点：CP的扩展兼容现有NR结构；感知符号CP时域样点的扩展可实现弹性的感知范围覆盖。相较于其他方案，符号1不受影响的子载波仍可服务于通信，减小了通信开销。

缺点：带来了较大的计算开销；占用部分符号1的通信资源，占用的比例与扩展样点长度占符号长度比例一致。

## 5.3 感知资源分配方案研究

### 5.3.1 感知资源分配的基本原则

在通感一体化系统中，感知信号资源主要包括功率、时间、频率和空间四个维度的资源。各个维度的信号资源对应不同的感知信号参数。

#### a) 功率资源

与通信信号类似，对于采用OFDM信号波形的感知信号，感知信号的发射功率的调节参数也是EPRE（Energy per Resource Element, 每资源单元发送能量）。

与通信信号不同的是，感知信号在进行功率分配的时候需要考虑的感知测量数据，可包括以下两类参数：

- 第一类是用来表征接收回波信号整体的功率或SNR水平的参数，可复用通信中的RSRP、RSRQ、RSSI、SNR等；
- 第二类是用来表征接收回波信号中对应于感知目标的功率或SNR水平的参数，这里称之为感知信号功率或感知SNR。

对于通信信号，RSRP、RSRQ、RSSI、SNR等测量量的计算在时间域和频率域中进行。与通信信号不同的是，感知信号的检测是在时延域、多普勒域和角度域中进行的，例如：在对无源目标定位的应用中是在时延角度域中检测感知信号，而在动目标检测的应用中则是在多普勒域检测感知信号。在采用OFDM信号波形的系统中，时延域信号由对频率域信号通过IFFT得到，多普勒域信号由对时间域信号通过FFT得到，角度域信号通过对空间域信号进行FFT运算得到。这里，IFFT或者FFT通常也可由高精度算法来代替以获得更高的分辨率性能，例如，MUSIC（Multiple Signal Classification，多重信号分类算法）。

对于给定的感知目标，其在时延域、多普勒域、或角度域中的信号由其在频率域、时间域、或空间域中的信号相干叠加而得到，因此感知信号功率或感知SNR在数值上通常远大于通信系统中在时间域或频率域得到信号功率或SNR。如图5-18所示，感知信号在时间域占用N个OFDM符号，则感知目标在多普勒域的信号由该N个OFDM上的信号相干叠加得到，在理想情况下，感知目标对应的感知信号功率和感知SNR分别为时间域信号功率的N<sup>2</sup>倍、时间域SNR的N倍。

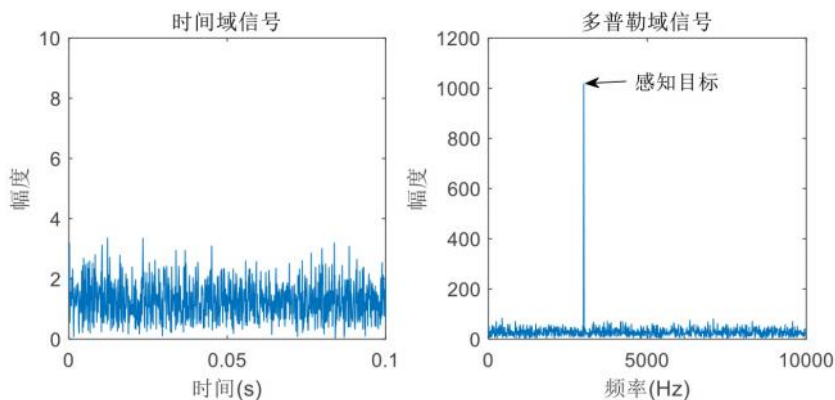


图5-18 感知信号功率示意图

### b) 时间资源

以OFDM信号波形为例，感知信号的时间资源配置主要涉及三个参数：感知测量数据的更新周期、感知帧时长、感知OFDM符号间隔；分别类似于传统脉冲体制雷达中的参数：数据采样间隔时间、雷达帧时长、脉冲重复周期<sup>[6][7]</sup>。如图5-19所示，感知OFDM符号间隔是相邻的、由感知信号占用的OFDM符号之间的时间间隔（图中以 $T_s$ 表示）；感知帧时长是指执行一次感知信号处理对应的感知信号所跨越的时间长度，通常又被称为CPI（Coherent Processing Interval, 相干处理时间）；更新周期是指相邻两次执行感知信号处理所对应的感知信号之间的时间间隔。

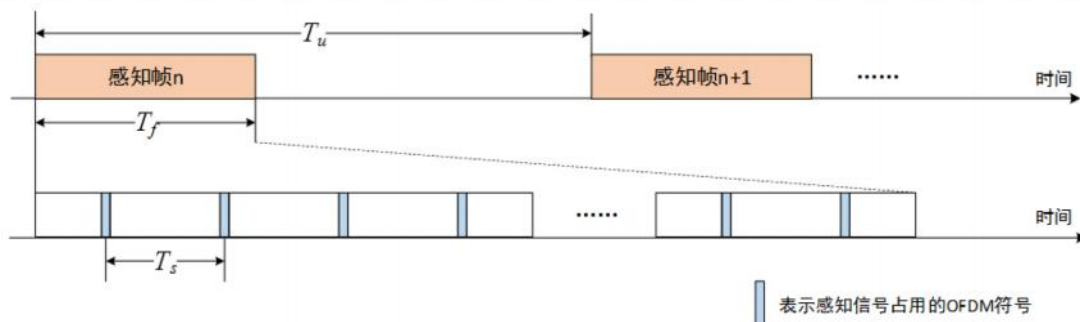


图5-19 感知信号的时间资源配置参数示意图

在感知业务中，感知信号的时间资源配置主要影响对多普勒或速度的测量分辨率和测量范围。具体包括：

- 感知OFDM符号间隔：主要影响多普勒或速度的最大不模糊测量范围，在感知业务中要求<sup>[8]</sup>：

$$T_s \leq \frac{1}{\eta |f_{d,\max}|}$$

其中， $f_{d,\max}$ 表示多普勒的最大不模糊测量值，当感知目标的运动方向已知时 $\eta=1$ ，否则 $\eta=2$ 。从链路自适应的角度来看，可根据感知目标的类型、运动速度、应用场景等因素设定多普勒的最大不模糊测量值，进而设定感知OFDM符号间隔。例如，相比于感知目标是行人，感知目标是车辆时要求更大的多普勒的最大不模糊测量值。

- 感知帧时长：主要影响多普勒/速度的分辨率，在感知业务中要求<sup>[9]</sup>：

$$T_f \geq \frac{1}{\Delta f_d}$$

其中， $\Delta f_d$ 表示多普勒的分辨率。从链路自适应的角度来看，可根据感知目标的类型、运动速度、应用场景等因素设定多普勒的分辨率，进而设定感知帧时长。例如，相比于感知目标是车辆，感知目标是行人时要求更高的多普勒分辨率性能（即，更小的多普勒分辨率值）。

- 感知测量数据的更新周期：主要影响对于机动（速度变化）目标的感知性能，可根据感知目标的类型、应用场景等因素进行设定。从链路自适应的角度来看，如果目标运动速度稳定，例如接近匀速直线运动，则可设定相对较大的更新周期以减小感知信号占用的时间资源；如果目标运动速度变化较快，例如频繁加减速和转弯，则需要设定相对较小的更新周期以保证感知性能。

### c) 频率资源

以OFDM信号波形为例，频率资源配置主要涉及两个参数：带宽、感知子载波间隔，如图5-20所示。其中，感知子载波间隔是指相邻的、由感知信号占用的子载波之间的频率间隔。

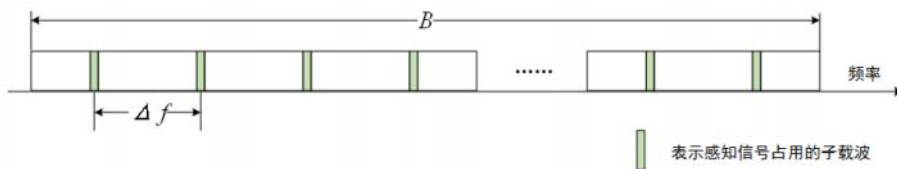


图5-20 感知信号的频域资源配置参数示意图

在感知业务中，信号的频率资源配置主要影响对时延或距离的测量分辨率和测量范围，具体包括<sup>[8]</sup>：

- 带宽：主要影响时延/距离的分辨率，在感知业务中要求：

$$B \geq \frac{1}{\Delta\tau}$$

其中， $\Delta\tau$ 表示时延分辨率。从链路自适应的角度来看，可根据感知目标的类型、距离、应用场景等因素设定分辨率，进而设定感知信号的带宽。例如，相比于交通监测场景，室内场景通常要求更高的时延分辨率性能（即，更小的时延分辨率值）。

- 感知子载波间隔：主要影响时延或距离的最大不模糊测量范围，在感知业务中要求：

$$\Delta f \leq \frac{1}{\tau_{\max}}$$

其中， $\tau_{\max}$ 表示时延的最大不模糊测量值。从链路自适应的角度来看，可根据感知目标的类型、距离、应用场景等因素设定时延的最大不模糊测量值，进而设定感知子载波间隔。例如，相比于室内场景，交通监测场景要求更大的时延的最大不模糊测量值。

- d) 空域资源：在感知业务中，信号的空域资源配置具体包括：

- 天线孔径：对于具有波束赋型能力的天线阵列，天线阵元数和阵元排布决定了波束宽度，从而决定测角分辨率。对于均匀布阵天线阵列，给定方位向或俯仰向的3dB波束宽度 $\Delta\theta_{3\text{dB}}$ 的要求后，天线孔径D需满足：

$$D \geq \frac{0.886\lambda}{\Delta\theta_{3\text{dB}} \cos\theta}$$

其中， $D$ 表示方位向或俯仰向的天线孔径， $\lambda$ 为波长， $\theta$ 为波束指向。因此，需要根据感知业务的测角分辨率要求设定天线孔径；然而由于天线数量有限，可直接使用最大的可用天线孔径，或者通过虚拟阵列技术提升天线的虚拟孔径。

- 天线单元间隔：天线单元之间的间隔决定了测角的最大不模糊测量范围。对于均匀布阵天线阵列，给定方位向或俯仰向的最大不模糊测量范围 $\theta_{3dB}$ 后，天线单元间隔需满足：

$$d \leq \frac{\lambda}{2 \sin(\theta_{\max})}$$

其中， $d$ 表示方位向或俯仰向的天线单元间隔， $\theta_{\max}$ 表示角度的最大不模糊测量值。

### 5.3.2 感知资源分配的链路自适应调节

类似于通信系统中的功率自适应和带宽自适应，在感知应用中需要根据感知测量数据自适应调节感知信号的资源配置，以实现资源的优化配置，提高通信感知一体化系统的整体效率。

在通感一体化框架下，感知节点主要包括基站和UE。为了整体效率（包括通信和感知）的最大化，信号资源需要在网络中统一协调调度，以提高信号资源利用效率、并避免相互干扰。因此，感知信号占用的资源需要由网络根据感知业务的执行情况自适应地调节并配置给感知节点（基站或UE），感知节点根据网络配置的资源生成并发送感知信号、接收感知信号或进行感知信号处理。

感知信号资源的链路自适应调节的基本流程如图5-21所示。感知节点在执行感知业务得到感知测量数据后，向网络反馈指定的感知测量数据（例如，通过感知报告进行反馈）。网络根据反馈的感知测量数据，并结合通感一体化系统的其他业务运行情况，判断是否需要调节感知信号资源配置。网络完成资源的自适应调节后，向感知节点发送信令更新的感知信号资源配置。

以感知节点是UE为例，在执行感知之前，网络向UE配置若干个感知参考信号资源集，并激活其中一部分资源集用来执行感知；在链路自适应调节过程中，网络根据UE上报的测量量，通过层1或层2信令激活或者去激活部分资源集，实现感知信号配置的调节。

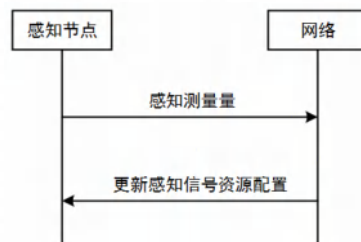


图5-21 感知信号资源链路自适应配置流程

在感知信号资源的链路自适应调节流程中，进行功率、时间、频率和空间四个维度的资源配置的链路自适应调节时，网络需要获取的测量量以及链路自适应调节对通感系统的影响主要包括：

#### a) 功率资源

进行功率资源的自适应调节，感知节点需要向网络反馈的测量量包括RSRP、RSRQ、RSSI、SNR、感知信号功率、感知SNR等，网络判断并执行感知信号发射功率的自适应调节。在协议限制的最大发射功率之下，EPRE越大，上述测量量的取值越大、感知性能越好。

#### b) 时间资源

进行时间资源的自适应调节，感知节点需要向网络反馈的测量量包括：多普勒/速度、多普勒/速度的方差、时延/距离的方差和角度方差，其中，多普勒/速度的方差、时延/距离的方差和角度方差能够反映感知目标运动速度的变化情况。

在满足上一小节的约束条件的前提下，时间资源参数的调节对通感系统的影响主要包括：

- 设置较大的感知OFDM符号间隔能够降低感知信号的资源开销；另外，设置较小的感知OFDM符号间隔能够提升感知信号功率和感知SNR；
- 设置较小的感知帧时长能够降低感知信号的资源开销、减小感知信号处理的运算量和存储负荷；另外，设置较大的感知帧时长会带来距离徙动等问题；
- 设置较大的更新周期能够降低感知信号的资源开销、设置较小的更新周期有利于维持对感知目标的稳定跟踪；因此，感知测量数据的更新周期需要根据对于感知目标的跟踪情况来设定。

#### c) 频率资源

进行频率资源的自适应调节，感知节点需要向网络反馈的测量量主要包括：感知目标的时延/距离。

在满足上一小节的约束条件的前提下，频率资源参数的调节对通感系统的影响主要包括：

- 设置较小的信号带宽能够降低感知信号的资源开销；
- 设置较大的感知子载波间隔能够降低感知信号的资源开销；另外，设置较小的感知子载波间隔有利于提升感知信号功率。

#### d) 空间资源

进行空间资源的自适应调节，感知节点需要向网络反馈的测量量主要包括：感知目标的角度。

在满足上一小节的约束条件的前提下，空间资源参数的调节对通感系统的影响主要包括：

- 天线孔径：设置较小的天线孔径能够降低感知信号的资源开销；
- 天线单元间隔：设置较大的天线单元间隔能够降低感知信号的资源开销。

另外，随着感知目标的运动，感知目标相对于基站或UE的角度会发生变化，为了保持对感知目标



的跟踪，需要根据感知目标的位置自适应地调节感知信号的波束指向，如图5-22所示。

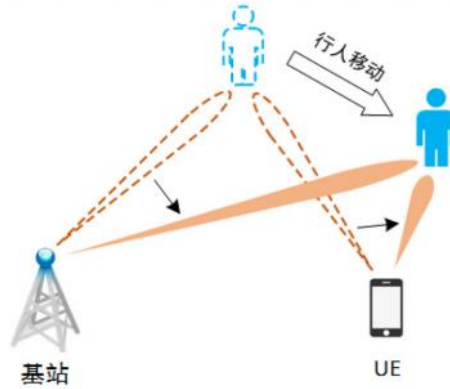


图5-22 波束指向切换示意图

根据上述讨论，感知信号资源的链路自适应调节涉及的调节参数和对应的感知测量数据如表5-4所示：

表5-4：感知信号资源链路自适应的测量量和参数

维度	调节参数	感知测量数据
功率	EPRE	RSRP、RSRQ、RSSI、SNR、感知信号功率、感知 SNR 等
时间	感知 OFDM 符号间隔、感知帧时长、感知测量数据的更新周期	多普勒/速度、多普勒/速度的方差、时延/距离的方差、角度的方差等
频率	感知子载波间隔、带宽	时延/距离
空间	天线孔径、波束指向	角度

### 5.3.3 基于压缩感知的感知信号资源分配方法

章节5.3.1和5.3.2介绍的感知信号资源分配及其自适应方案是满足奈奎斯特采样率的均匀采样的条件下的情况。均匀采样的感知信号的信号配置和信号处理均相对简单，并且具有较好的感知性能。然而，在通感一体化的场景下，均匀采样的感知信号具有如下的局限性：

- 资源开销较大：在很多场景下，为了满足感知的分辨率性能和最大不模糊测量范围的要求，均

均匀采样感知信号会占据较多的时、频、空域资源，特别是在多端口的场景下，如图5-23(a)所示。

- 信号配置难协调：为了实现高分辨率性能的感知，感知信号的时、频、空域资源的跨度较大，并且均匀采样的感知信号需要占用周期性的信号资源。在通感一体化的场景下，同时存在多种多样的通信业务和感知业务，对应地存在各种参考信号，很难保证以特定周期重复的信号资源都能分配给某一感知信号。

- 难以与现有NR参考信号结合：在通感一体化场景下，如果能够充分利用现有NR的参考信号，将会大大减小感知的资源开销、加速感知功能的落地。然而，现有NR的各种参考信号根据通信业务的需求，在较大的时间跨度上来看通常是非均匀分布的，这就无法实现均匀采样的感知信号配置，如图5-23(b)所示。

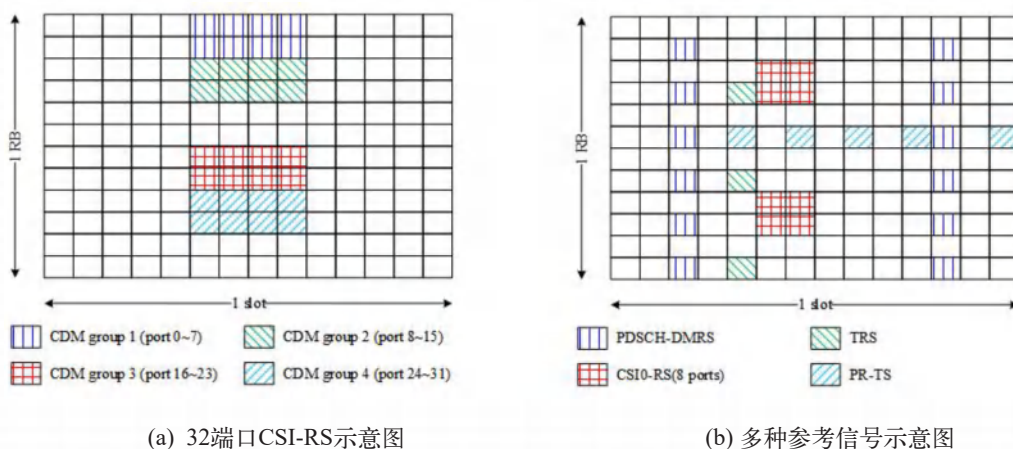


图5-23 均匀采样感知信息的局限性示意

根据压缩感知理论，如果信号是稀疏的，那么可以由低于采样定理要求的采样点重建恢复信号，即为，基于亚奈奎斯特采样率（简称，亚采样）的感知信号设计。亚采样的感知信号设计能够克服上述的均匀采样信号的不足之处。

为了减小感知信号在时间、频率和空间等维度所占用的信号资源的开销，可以根据压缩感知理论，采用亚采样进行感知信号的设计。为了兼顾感知业务的分辨率性能和最大不模糊测量范围的要求，可采用如下的两步信号图样设计方法：

- 第一步：均匀采样信号图样设计。根据感知业务的分辨率和最大不模糊测量范围的要求，确定

均匀采样的感知信号图样，如图5-24(a)所示。在时、频、空域上的资源跨度满足分辨率性能的要求，采样间隔满足最大不模糊测量范围的要求。

● 第二步：亚采样信号图样设计。在均匀采样信号图样所占用的信号资源中，根据压缩感知理论的相关要求，进行亚采样信号的图样设计，选择出一部分信号资源用以承载感知信号。与均匀采样信号相比，亚采样信号能够减小感知信号占用的信号资源数，如图5-24(b)所示。例如，可以通过随机0/1序列确定亚采样信号所占用的资源，还可以进行特殊设计以避开通信业务或其他感知业务所占用的信号资源。

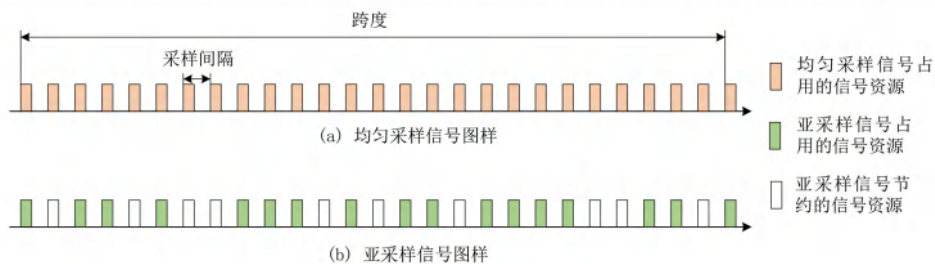


图5-24 亚采样的感知信号示意图

采用亚采样设计的感知信号，其采样点的位置需要满足压缩感知的RIP (Restricted Isometry Property, 有限等距条件)<sup>[10]</sup>。在一般情况下，随机的采样点位置能够满足RIP条件，这给感知信号的亚采样设计带来了方便。另外，亚采样之后的采样点数不能够任意的小，需要满足  $M \geq \alpha K \log(N/K)$  里，M为亚采样的采样点数、N为对应的均匀采样的采样点数、K为感知目标的个数、 $\alpha$  为一个常数。

由于随机亚采样的信号在相应的变换域上的谱峰不再整齐地搬移，而是有很多个小部分的随机搬移，铺满整个变换域；使得即使在没有噪声的情况下，也会有一定强度的类似噪声的伪影。如下图所示，图5-25(a)中是变换域下的均匀采样信号，图5-25(b)是一定配置下变换下的亚采样信号，其中除感知目标以外其它的谱峰均是伪影。在一些情况下，伪影会淹没较弱的感知目标。因此，亚采样的感知信号不宜采用DFT或MUSIC等基于频谱分析的算法进行信号检测。

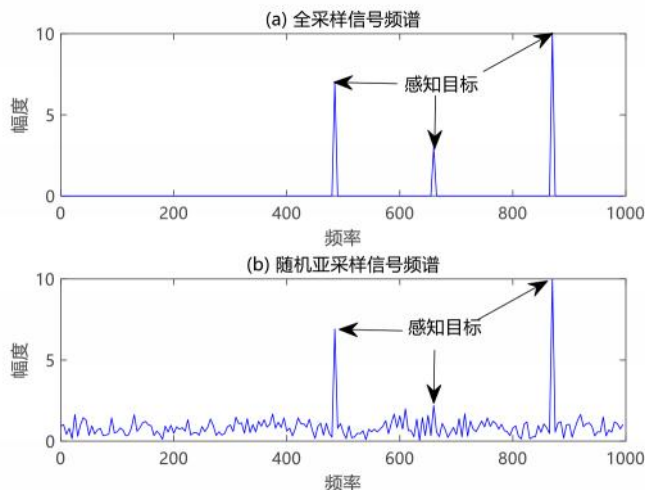


图5-25 随机亚采样的伪影

幸运的是，对于随机亚采样的信号，由于伪影是由谱峰在变换域的随机搬移引起的，通常不会叠加形成较大的峰值，结合正交匹配追踪等算法，能够几乎完美地重建均匀采样的信号，这给基于压缩感知的感知信号设计提供了基础。

亚采样感知信号的链路自适应一方面可以继续应用前面小节中介绍的均匀采样感知信号链路自适应的方法，另一方面也可以采用亚采样感知信号的专用的链路自适应方法，包括：

- 根据感知目标数调节：通过亚采样信号图样的更新以进行链路自适应调节。当环境中存在的感知目标个数减小时，亚采样之后的采样点数 $M$ 的值可以适当地减小、从而能够节约更多的信号资源；反之，当感知目标个数增加时，应相应增大 $M$ 的值。
- 根据感知SNR调节：当感知SNR较大时，可适当减小采样点数 $M$ 的值；反之亦然。

## 5.4 感知物理层过程研究

### 5.4.1 感知信号处理流程

无线感知是指利用无线信号来获得环境或者环境中物体的特征。不同的应用需要提取不同的特征，因此，需要合适的信号处理方法将环境中物体或环境的特征提取处理。例如，对于距离信息，可通过分析接收信号的时域时延获得。对于运动信息，可通过分析接收信号的（微）多普勒谱（这里的（微）多普勒谱指同一个载波或同一条径在多个时刻的信道信息通过变换，例如FFT变换，得到的（微）多普勒谱信息）获得。对于角度信息，可通过分析多个天线上信号接收到的信号获得。对于运

动规律信息，需要通过时频分析法获得。

在通信系统中，无线信号传输包含了基带生成，射频发送，空间传播，射频接收，基带处理5大过程。对于通感一体化系统，为了减少对现有通信系统的修改，感知信号与通信信号一样，也经历了5大过程，感知信息通常通过基带处理后提取。而基带处理前的无线信号，不仅仅受到空间传播的影响，也会受到热噪声，随机相位，收发端不同步，非理想晶振等影响。这些非理想因素需要考虑在感知信号处理中消除。注意，在这些非理想因素中，部分非理想因素，例如随机相位，对于通信来说是一个黑盒，包含在基带信道估计中，不需要额外处理。但对于感知，这部分非理想因素会影响对感知目标的分析，因此，需要额外消除。进一步，环境中也会存在一些非目标形成的杂波。对非目标杂波的消除，需要一些先验信息进行目标与杂波的识别区分，与应用需求紧密相关。因此，杂波的消除可考虑在应用端处理，也可考虑在空口消除。前者方便获取应用需求信息，但感知反馈开销较大，包含了大量无用的杂波信息。后者可一定程度上避免无效杂波信息的反馈，但需要一些应用层信息开放给空口。对于不同的应用，可采用适合的杂波消除策略。

#### 5.4.1.1 感知信号处理流程

针对感知信号处理的三个基本任务，本章节给出了感知信号处理的基本流程，如图5-26所示。感知信号处理包括3个基本过程：

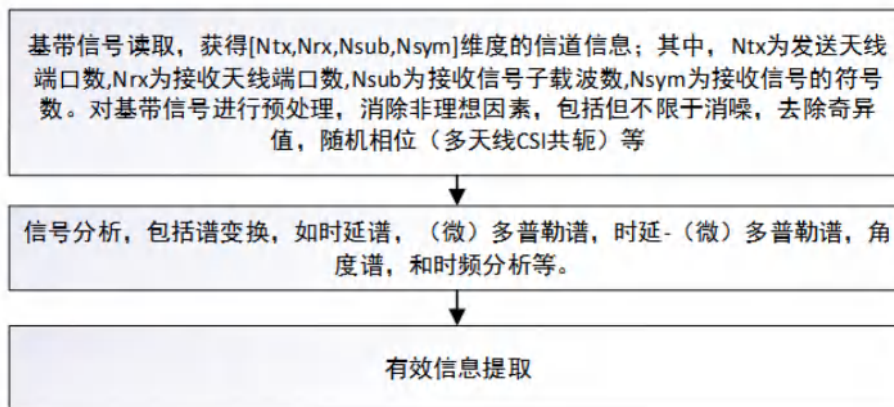


图5-26 感知信号处理的基本流程

- 信道信息提取

对于5G NR系统，基带可读取到[Ntx,Nrx,Nsub,Nsym]维度的信号信息；其中，Ntx为发送天线端口

数,  $N_{rx}$ 为接收天线端口数,  $N_{sub}$ 为接收信号子载波数,  $N_{sym}$ 为接收信号的符号数。为了去除发送信号的影响, 可做一个信道估计, 得到 $[N_{tx}, N_{rx}, N_{sub}, N_{sym}]$ 维度的信道信息。如上文所述, 基带接收到的信号中除了受到空间传播的影响, 还受到了器件非理想带来的影响, 例如热噪声, 随机相位等。对于热噪声, 可通过一些滤波算法消除, 例如, 通过Hampel滤波器消除离群奇异值, 通过SG滤波器平滑噪声。对于随机相位, 可通过多天线之间的CSI作商消除<sup>[10]</sup>。对于非理想晶振带来的时频, 频偏, 定时同步问题, 对于通信来说, 同样需要处理, 可直接复用现有通信系统的处理方式, 这里不再赘述。

#### ● 信号分析

通过谱变换, 可将接收信号中与感知目标相关的参量突出出来。对于距离信息, 可将同一个符号的多个子载波的接收信号进行变换, 获得时域谱信息。时域谱中每一条谱线对应的时延与环境反射体的距离直接相关。对于运动信息, 可将同一个子载波或同一条径(时延相同的径)的多个符号的接收信号进行变换, 获得(微)多普勒谱信息。(微)多普勒谱中每一条谱线对应的频率与环境反射体运动的(瞬时)速度直接相关。对于角度信息, 可将多个天线的接收信号进行变换, 获得角度谱。角度谱的每一条谱线对应的角度信息与环境反射体相对于接收端的方向直接相关。谱变换的方法可根据场景和需要, 采用快速傅里叶变换, 短时傅里叶变换, 小波变换, 希尔伯特变换等中任何一种。一些谱变换方法中对信号的时频分析, 可获得更细节的信号特征分量, 例如, 运动频次。进一步, 对于多载波或多符号的系统, 还可通过子载波/符号选择和聚合的方式, 突出目标参量特征, 同时可压缩反馈信息量。

#### ● 有效信息提取

结合感知目标的特征, 可将有效区间内的谱信息提取出来, 消除无效杂波信息。例如, 对于静态人为感知目标的场景, 可根据人的呼吸频次, 将人与静止环境区分出来。具体地, 正常呼吸频次的有效范围是 $[0.2\text{Hz}, 0.33\text{Hz}]$ , 可从时频分析结果中筛选在此范围内的谱线, 并将该谱线相关的信息, 例如, 时延和频次, 进行上报。对于飞行器为感知目标的场景, 可根据飞行器与鸟的微多普勒谱差异, 将飞行器与鸟进行区别, 进而筛选出飞行器相关的感知信息进行上报<sup>[12]</sup>。

#### 5.4.1.2 感知反馈技术

为了将感知结果上报给应用端, 感知信号接收端需要将处理后的感知测量数据进行反馈。根据感知信号处理流程, 不同的处理阶段会输出不同的感知测量数据, 信息量逐层递减, 如图5-27所示。原始信道信息包含了感知目标, 环境杂波, 非理想器件影响的所有信息。对于应用端信息处理能力强大, 例如, 具备AI大数据处理能力, 通过机器学习能够消除非理想因素和环境杂波, 且反馈开销不受限的系统, 原始信道信息的反馈可避免信息损失带来的性能下降。理想信道信息主要包含感知目标和环境

杂波信息。非理想器件影响的信息得到消除和遏制。信号分析将与感知任务直接相关的参数表达出来，并且通过优化处理，在提高感知准确性的同时，还可降低数据维度。有效感知信息是根据应用需求的一些先验信息，将感知目标相关的信息直接提取出来，或者至少可滤除一些杂波信息。有效感知信息可是感知的最终结果，例如，速度、距离等，也可能是有效谱信息，例如，（微）多普勒谱、时延等。

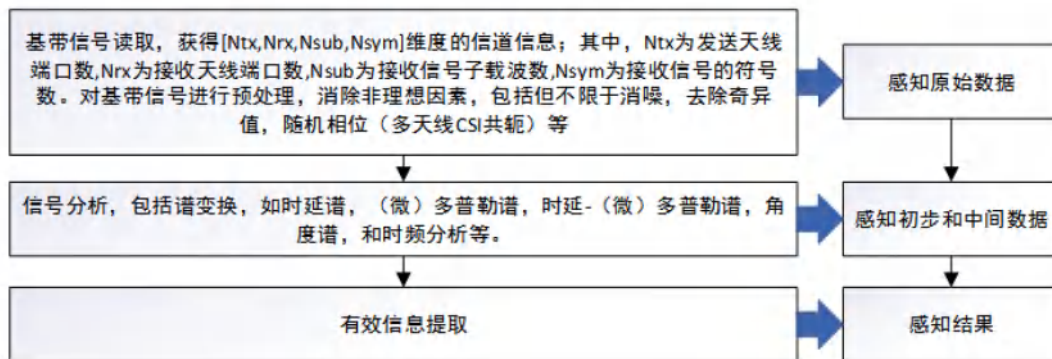


图5-27 感知信息和感知流程的对应关系

## 5.4.2 感知参数估计方法

通信感知一体化中参数估计的主要作用是为了获取感知目标相关的位置、速度和角度等参数，其信号处理类似于传统雷达信号的感知目标处理，常用的方法一般可分为周期图类、空间谱类、滤波器类和优化类<sup>[13]</sup>。

### 5.4.2.1 周期图类参数估计方法

周期图类型的参数估计方法对于接收信号  $Y$ ，通过若干组固定的基底  $\Phi$ ，将接收信号变换到功率谱上，并通过比较各个谱线上的功率，进行对目标的相关参数的估计。此类型常见的参数估计方法包括：2D-FFT、3D-FFT等。周期图类的方法较为传统，实现简单复杂度不高，但估计精度较低。以下是典型周期图类参数估计方法的介绍：

1) 3D-FFT：对于时频空的三维接收信号  $M \geq \alpha K \log(N/K)$ ，其中M,N,K表示信号的子载波数、符号数、天线数，3D-DFT方法分别在信号的时-频-空域建立正交基底。通过计算信号在各基底的相关性，即：

$$\hat{Y}(m', n', k') = \frac{1}{MNK} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y_{m,n,k} e^{j2\pi \left( \frac{mm'}{M} + \frac{nn'}{N} + \frac{kk'}{K} \right)}$$

2) 获得信号的功率周期图，并通过周期图的峰值位置，对目标的相关参数进行估计：

$$(\hat{m}, \hat{n}, \hat{k}) = \arg \max_{m', n', k'} \left\| \hat{Y}(m', n', k') \right\|^2$$

对应的估计参数为

$$\hat{\tau} = \frac{\hat{m}}{M\Delta f}, \hat{\nu} = \frac{\hat{n}}{NT_s}, \hat{\theta} = \arcsin\left(\frac{d_a \hat{k}}{K\lambda}\right)$$

其中  $\Delta f$ ,  $T_s$  分别表示信号的载波间隔和符号长度。

#### 5.4.2.2 空间谱类参数估计方法

空间谱类型的参数估计方法与周期图方法中通过将信号变换到功率谱上计算其对应谱线能量进行估计不同，通过提取样本协方差矩阵的信号空间或噪声空间，来实现参数的估计。此类型常见的参数估计方法包括：MUSIC多重信号分类算法和ESPRIT旋转不变性子空间技术等。空间谱类的方法受信号相关性影响较大，复杂度较高，在低信噪比下性能表现一般，但在高信噪比环境下可获得较为精确的估计结果。以下是典型空间谱类参数估计方法的介绍：

1) MUSIC算法：是将观测信号分解成信号子空间和噪声子空间，这两个子空间是相互正交的，因而带有待估计参数特征的向量与噪声子空间也相互正交，在一定范围内遍历信号子空间的导向矢量，构造空间谱并通过谱峰搜索的方式，可获得参数的估计值。

2) ESPRIT算法：其基本假设是存在两个完全相同的子阵，且两个子阵的间距已知，对于同一信号，两个子阵的输出只差一个相位差，通过两个子阵的旋转不变关系即可得到包含参数信息的相位差信息。

#### 5.4.2.3 滤波器类参数估计方法

线性预测算法通常写作  $\hat{y} = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n y_n$  的形式，通过计算预测信号与实际信号的残差能量，实现对参数的估计。该类算法在实现上与FIR滤波器具有相同的结构，因此也可称为滤波器类估计算法。滤波器



类型的参数估计通过对信号的线性处理获得能量谱或者伪谱(如MUSIC等),利用信号在谱线的响应进行参数的估计。滤波器类方法根据所采用的准则不同,主要有波束形成算法、最小方差算法,最大熵算法、自回归模型算法和最小模算法等。滤波器类的方法复杂度较高,性能表现和空间谱类的方法相似。

#### 5.4.2.4 优化类参数估计方法

优化类型的参数估计方法建立的估计器通常基于某种信号模型和相应的准则通过求解优化问题对统计信号参数进行估计。优化类估计器主要包括LS (Least Square, 最小二乘估计)、ML (Max Likelihood, 最大似然估计)、MAP (Maximum A Posterior, 最大后验概率估计)和MMSE (Minimum Mean Square Error, 最小均方误差估计)等。由于MAP和MMSE等贝叶斯估计方法复杂度较高,进一步衍生出利用信号稀疏性的压缩感知类估计算法,该类估计算法通过对信号的稀疏性作约束实现对欠定问题的求解,并通过优化结果获得信号参数估计。优化类的方法复杂度高,但通常都可获得较好的性能。

## 5.5 多天线技术

借助多天线技术,通感系统可实现对感知目标的方位角、俯仰角测量,以及定位。在通信领域,多天线技术可实现空间分集,提高通信可靠性,另外还可通过空分复用,提升通信的传输容量。在雷达领域,雷达系统基于多天线的相位信息,实现雷达目标角度的高精度测量。目前主要存在两种类型的雷达:相控阵雷达和MIMO雷达。相控阵雷达使用整个天线阵列进行波束赋形,能够形成高增益、高指向性的窄波束,利于提高感知信号回波的接收功率;MIMO雷达各个天线分别发射相互正交的信号(可通过TDM时分复用、FDM频分复用、DDM多普勒频分复用、CDM码分复用),利用波形分集(Waveform Diversity)以及虚拟阵列(Virtual Array)原理,能够获得相对于相控阵雷达更高的探测/估计分辨率,更大的可识别目标数上限,以及更好的环境杂波抑制能力<sup>[14][15]</sup>。

通感系统利用多天线分集,同样能够提升感知的可靠性。通过对多个天线端口接收到的感知信号回波进行合并,能够降低衰落信道对回波信号的影响,提升接收信号的感知信噪比,提升感知性能;通感系统通过不同天线端口发送一组正交的感知/通感一体化信号,实现类似MIMO雷达对感知目标高精度方位估计的功能。此时不同天线端口发送的正交信号可承载不同数据流,实现空分复用、多流传输。在高频(例如毫米波)通感系统中,也可利用多天线,或多天线面板进行模拟(或数模混合)波束赋形,其中一部分波束进行通信数据传输,另一部分波束进行感知测量。目前,要想实现上述功能,还存在一些问题待解决,例如在有多天线端口下,通感系统中如何根据通信需求、感知需求,设计多端口感知/通感一体化信号,并合理地分配通信资源、感知资源;如何设计通感系统的多天线

预编码方案，以及感知PMI，或者通信感知联合PMI反馈机制；如何设计感知/通信感知联合波束管理流程；如何设计通感系统的数模混合波束赋形方案，以及相应数模混合硬件架构下的感知参数估计算法等等。

### 5.5.1 基于波束赋形的多天线感知技术

#### 5.5.1.1 波束赋形原理

在雷达领域，相控阵雷达所采用的波束赋形技术具有成熟的硬件实现方案和信号处理方案。目前大规模部署的5G基站具备32天线端口，而LTE基站也具备8天线端口，每个天线端口连接多个天线阵子，为基于波束赋形的多天线感知打下了坚实的物理基础。通过数字或者模拟波束赋形，配备多天线的感知节点可形成高增益的窄波束，使感知信号大部分能量集中在感知区域或者感知目标上。一方面提高了反射信号的信噪比，另一方面对来自其他方向的杂波干扰也能形成较好的抑制效果。

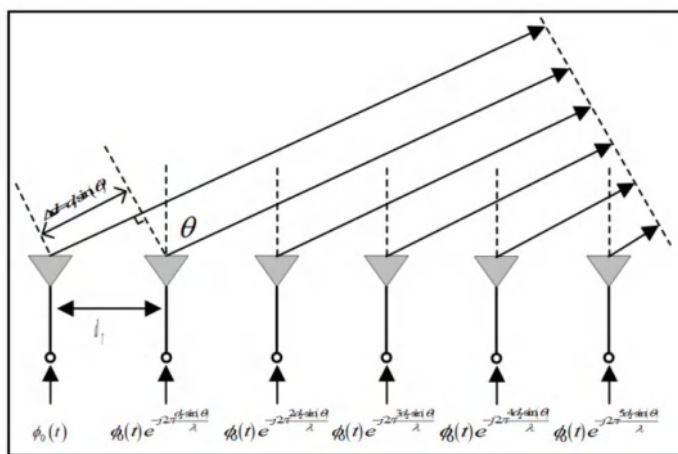
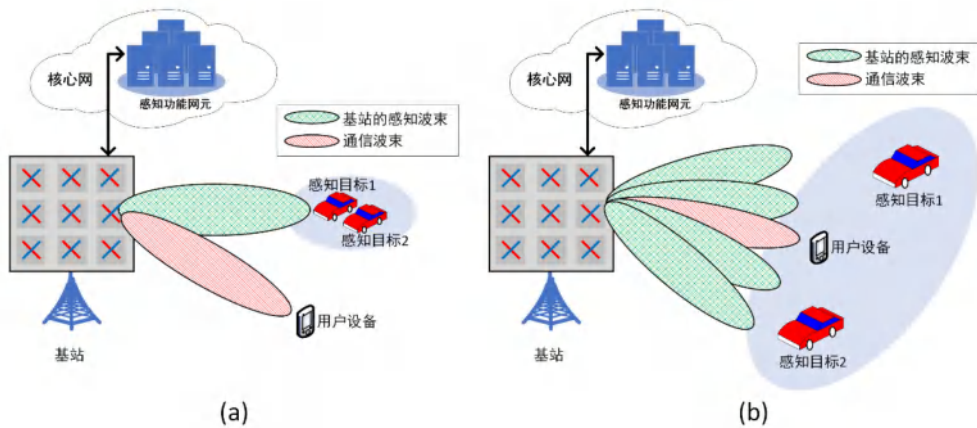


图5-28 波束赋形各天线端口信号关系示意图

基于波束赋形的感知技术，各发射天线端口信号是相关的，彼此之间只相差与天线间距和波束指向角度相关的相位差，如图5-28所示。这种方案实现简单，但同时也存在一定局限性。一方面，当阵列进行波束赋形时，系统的角度感知精度，即系统阵列的角度估计分辨率与波束宽度有关。当两个感知目标的角度差值小于一个波束宽度时，基于波束赋形的感知无法在角度域区分这两个目标，此时需要在其他域（例如时延域、多普勒域）对目标进行区分；另一方面，当感知区域范围较大，或者一个环境中存在多个待感知区域时，基于波束赋形的多天线感知可能需要借助波束扫描完成。波束扫描相比于单次感知占用了更长时间，容易导致对时变环境（例如，繁忙的交通路口）的感知性能下降。虽然

我们可使用一个较宽的波束对感知区域或感知目标进行覆盖，但这在发送总功率相同的情况下又一定程度牺牲了感知精度或感知信噪比。图5-29为假设基站感知模式为自发自收，感知目标为某个路段的移动车辆，上述两种情况的示意图。基于波束赋形的多天线感知，感知波束的配置（例如波束宽度、波束数量、波束扫描时间等）可能需要基于一些感知目标/感知区域先验信息，例如感知目标大致分布范围、感知目标密度、感知区域大致大小/方位等进行确定。



(a) 感知目标间距小于波束宽度，导致无法区分2个目标 (b) 感知区域范围大于波束宽度，需要结合波束扫描

图5-29 基于波束赋形的多天线感知示意图

### 5.5.1.2 感知波束管理

需要注意的是，对于通感一体化场景，由于感知目标与通信目标不一定是同一个目标，因此感知波束和通信波束可能不是同一个波束。对于通信功能，通信波束需要对准通信接收端，以获得可靠稳定的通信链路；对于感知功能，需要根据感知区域或感知目标的具体位置配置感知波束，如图5-29所示。然而，在感知初期，感知区域或感知目标的精确位置往往是未知的。针对这个问题，一种可采用的策略是通感一体化系统首先使用宽波束进行粗粒度感知，在确定感知区域或感知目标的大致位置后再使用窄波束进行细粒度感知；另一种可采用的策略是通感一体化系统执行感知波束扫描和感知波束测量过程，基于感知波束测量结果确定感知波束。通感一体化系统可使用多个波束，这些波束中一部分是服务于通信，一部分是服务于感知，或者同时服务与通信和感知。

在波束管理流程上，通信波束管理流程和感知波束管理流程可能是两个相互独立的流程。对于

基站或终端自发自收的感知模式，感知波束管理可直接基于自身算法实现，不需要与通信的另一端交互；对于基站和终端A发B收的感知模式，基站和终端通过通信波束扫描确定最佳发送/接收波束；同时，通过感知波束扫描，基站或终端基于感知性能评估指标，例如感知信干噪比（定义为感知目标反射信号功率与杂波和噪声功率和的比值）等的测量值，确定最优的基站和终端的发送/接收波束。此外，通信波束管理和感知波束管理也可是一个联合处理流程，即通过相同的一套波束配置，在波束扫描步骤，基站或终端通过波束测量同时获得通信测量量的测量值、感知测量数据，或者通感一体化联合评价指标的测量值。基于上述测量值，确定最优通信波束和最优感知波束。

## 5.5.2 基于虚拟阵列的多天线感知技术

### 5.5.2.1 虚拟阵列原理

MIMO通感一体化系统可同时具备MIMO通信以及MIMO雷达功能，我们在此称之为MIMO-ISAC系统。MIMO-ISAC系统感知精度的提升利用了MIMO雷达中的虚拟阵列的概念，下面进行简单介绍。考虑MIMO-ISAC系统发射阵列天线总数为M，各发射天线位置坐标为  $\mathbf{x}_{T,m}, m=0,1,\dots,M-1$ ，接收阵列天线总数为N，各接收天线坐标为  $\mathbf{x}_{R,n}, n=0,1,\dots,N-1$ 。假设各发射天线发射信号正交，则

$$\int \phi_m(t) \phi_k^*(t) dt = \delta_{mk}, \quad (1)$$

此时接收机每个接收天线使用M个匹配滤波器分离发射信号，因此接收机总共得到NM个接收信号。考虑1个远场点目标，则第n个接收天线的第m个匹配滤波器得到的目标响应可表示为

$$y_{n,m}^{(t)} = \alpha^{(t)} \exp \left[ j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}_t^T (\mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n}) \right], \quad (2)$$

其中  $\mathbf{u}_t$  为1个从雷达发射机指向点目标的单位向量， $\alpha^{(t)}$  为点目标的反射系数。可看到反射信号的相位由发射天线和接收天线共同确定。等效地，等式(2)的目标响应与1个天线数为NM的阵列得到的目标响应完全相同，该等效阵列天线位置坐标为

$$\left\{ \mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n} \mid m=0,1,\dots,M-1; n=0,1,\dots,N-1 \right\}, \quad (3)$$

称该天线数为NM的阵列为虚拟阵列 (Virtual Array, VA)。

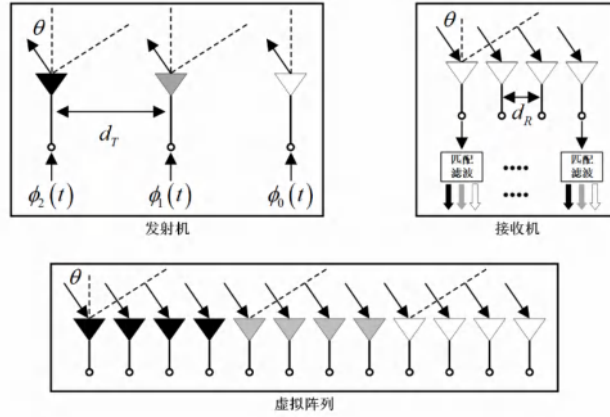


图5-30 MIMO-ISAC系统天线配置示例及对应虚拟阵列示意图

图5-30给出一个M=3和N=4的MIMO-ISAC系统配置以及对应的虚拟阵列示意图。MIMO-ISAC系统实际部署时，通过合理设置发射天线阵元、接收天线阵元的位置，仅仅通过N+M个物理天线，就能构造出包含NM个互不重叠的虚拟天线的阵列。由于虚拟阵列往往能够形成更大的阵列孔径，因此能够获得更好的角度分辨率。

更一般地，若存在L个目标，假设各发射天线发送信号存在一定相关性，MIMO-ISAC系统经过距离-多普勒滤波之后的（这里只分析角度估计，假设时延和多普勒参数在接收机侧已进行过补偿）接收信号为

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l A(\theta_l) s(t) + w(t), t \in [0, T_0], \quad (4)$$

其中 $\alpha_l$ 包含了第  $l$  个目标反射系数和反射时延， $T_0$  为发送信号长度，且

$$A(\theta) = \mathbf{a}_R(\theta) \mathbf{a}_T^T(\theta), \quad (5)$$

$$\mathbf{a}_R(\theta) = [e^{-j\omega_c \tau_{R,1}(\theta)}, \dots, e^{-j\omega_c \tau_{R,N}(\theta)}]^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_T(\theta) = [e^{-j\omega_c \tau_{T,1}(\theta)}, \dots, e^{-j\omega_c \tau_{T,M}(\theta)}]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T, \quad (8)$$

$A(\theta)$ 为  $N \times M$  的MIMO-ISAC系统导向矢量矩阵，等式(6)(7)分别为接收和发射阵列导向矢量， $\tau_{T,m}, m=0,1,\dots,M-1$  和  $\tau_{R,n}, n=0,1,\dots,N-1$ 分别为发射和接收阵列相对参考点的信号传播时延。各发射天线发送信号相关矩阵为

$$\mathbf{R}_s = \int_{T_0} \mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t) dt = \begin{bmatrix} 1 & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1M} \\ \beta_{21} & 1 & \cdots & \beta_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M1} & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

其中  $\beta_{ij}$  为第  $i$  个发射天线和第  $j$  个发射天线发送信号的相关系数。

可证明，等式(4)对参数  $\theta$  的最大似然估计可根据  $NM \times 1$  向量

$$\boldsymbol{\eta} = \int_{T_0} \mathbf{s}^*(t) \otimes \mathbf{y}(t) dt \quad (10)$$

得到，其中  $\otimes$  为克罗内克积。一般为了接收机算法复杂度的简化，希望  $\boldsymbol{\eta}$  为统计独立的充分统计量<sup>[16]</sup>。对发送信号相关矩阵做特征值分解，有  $\mathbf{R}_s = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^H$ ，相应地，实际发送信号可看作是一组正交信号  $\tilde{\mathbf{s}}(t)$  的线性变换，即

$$\mathbf{s}(t) \triangleq \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} \tilde{\mathbf{s}}(t), \quad (11)$$

代入等式(4)且由于  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{s}}} = \int_{T_0} \tilde{\mathbf{s}}(t) \tilde{\mathbf{s}}^H(t) dt = \mathbf{I}_{M \times M}$ ，得到

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l A(\theta_l) \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} \tilde{\mathbf{s}}(t) + \mathbf{w}(t), t \in [0, T_0], \quad (12)$$

相应地，等式(10)变为

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}} = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{d}(\theta_l) + \text{vec} \left[ \int_{T_0} \mathbf{w}(t) \tilde{\mathbf{s}}^H(t) dt \right], \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{d}(\theta) = \text{vec}(\mathbf{A}(\theta)\mathbf{U}\mathbf{A}^{1/2}), \quad (14)$$

为维度为  $NM \times 1$  的等效虚拟导向矢量。

对于相控阵雷达，各发射天线信号是相干的，此时  $\mathbf{R}_s = \mathbf{u}\mathbf{u}^H$  仅包含 1 个非零特征值，所以

$$\mathbf{U}\mathbf{A}^{1/2} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}, \underbrace{\theta_{M+1}, \dots, \theta_{M+1}}_{M-1 \uparrow} \end{bmatrix}, \quad \text{此时}$$

$$\mathbf{d}_{\text{coherent}}(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_R(\theta) (\mathbf{a}_T^T(\theta)\mathbf{u}); \theta_{N \times (M-1)} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

此时虚拟阵列的有效阵元数仅为  $N$ 。对于各发射天线发射信号完全正交的 MIMO-ISAC 系统，有  $\mathbf{R}_s = \mathbf{I}_{M \times M}$  以及  $\mathbf{U}\mathbf{A}^{1/2} = \mathbf{I}_{M \times M}$ ，此时

$$\mathbf{d}_{\text{orthogonal}}(\theta) = \text{vec}(\mathbf{A}(\theta)\mathbf{I}_{M \times M}) = \mathbf{a}_T(\theta) \otimes \mathbf{a}_R(\theta), \quad (16)$$

由此可见，各发射天线发送信号间的正交性（互相关性）会影响 MIMO-ISAC 系统的虚拟阵列有效阵元数（或有效虚拟阵列孔径大小），进而影响接收机侧信号处理的灵活性以及角度分辨率。

### 5.5.2.2 MIMO感知信号正交方案

基于上一小节的分析，为了让 MIMO-ISAC 系统接收机正确分离发射机各天线信号，各天线发送信号需要满足正交性，这种正交性可通过 TDM、FDM、DDM、CDM，或者上述至少 2 种复用方案的组合实现，以下分别进行简要介绍。

#### 1) TDM 方式

TDM 方式通过各发射天线在不同时刻发送感知信号，在时间域上实现各发射天线发送信号的正交。

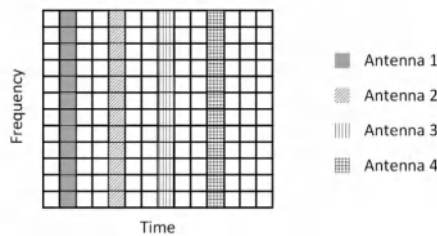


图5-31 一种基于TDM的感知信号图样示例

其中，以发射天线数为4为例，图5-31的色块代表不同天线发射的感知信号所占的时频资源格。这里以1个子载波间隔为1个频域资源格宽度，1个符号长度为1个时域资源格宽度为例进行说明（即1个资源格表示1个RE（Resource Element，基本资源单元））。无色区域表示各天线信号的时频域间隔（间隔区域可发送数据信号或者不发信号）。上述TDM方式示例的特征为，在单个发射脉冲内，各发射天线感知信号在时域不重叠，即在任意1个发送时刻，只有1个发射天线发送感知信号。

### 2) FDM方式

FDM方式为不同发射天线发送的感知信号是通过不同子载波承载的。基于OFDM系统子载波的正交性，这种频分复用方法能够允许发射天线同时发送信号，提升了发射功率。各发射天线可从发射频率集合中灵活配置信号频率。两种可选的实现方式如图5-32所示。

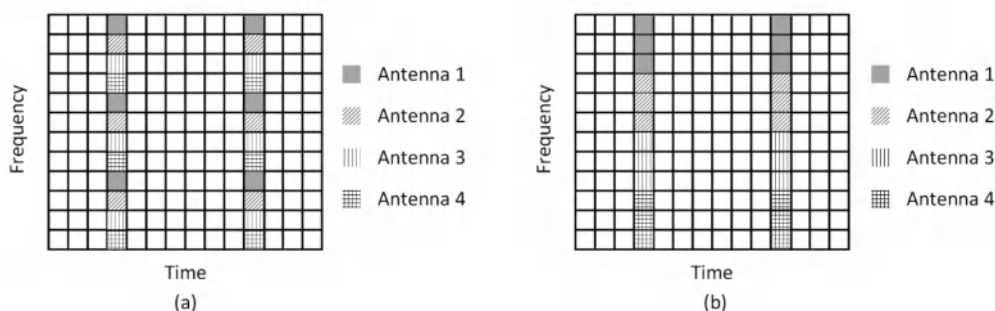


图5-32 两种基于FDM的感知信号图样示例

同样以4天线为例进行说明。上述FDM方式示例的特征为，不同发射天线信号占据不同频域资源，且各发射天线信号在整个脉冲周期内频域没有重叠。一种可选的FDM方案如图5-32(a)所示，每个发射天线的感知信号在频域为梳状结构，不同天线的感知信号资源交错排布。这种感知信号资源分配方式的能够使各发射天线信号占据整个可用带宽，保证了较高的距离分辨率，但是会减小最大不模糊距离范围；另一种可选的FDM方案如图5-32(b)所示，每个发射天线的感知信号在频域占据不同的连续子带，相同感知资源数量下，能够获得较大的最大不模糊距离范围，但是距离分辨率会降低。

### 3) DDM方式

DDM方式是通过将感知信号在多普勒域进行分离，即在多普勒域上实现各发射天线信号正交的方法。具体实现方法是对各发射天线的发送信号沿慢时间（多个脉冲之间）维度添加不同的线性相位调



制，从而使得接收天线接收到的各发射天线感知信号能够在多普勒域得到分离。这种方式下，各发射天线感知信号所占时频资源可完全重叠，相比于TDM方式，相同感知资源下提高了发射机整体发送增益，但是减小了最大不模糊速度的范围<sup>[17]</sup>。

#### 4) CDM方式

CDM方式是对感知信号进行正交相位编码，使编码后的各个发射天线信号彼此正交。类似DDM，采用CDM的方式，各发射天线的感知信号所占时频资源可完全重叠，接收端通过正交解码分离各发射天线信号。相比于TDM方式，相同感知资源下能够提高发射机整体发送增益。不同于TDM、FDM利用不重叠的时频资源实现不同发射天线发送信号的正交，CDM需要在码域实现正交，即要求发送信号之间具有足够低的互相关性。然而，韦尔奇界（Welch Bound）<sup>[18]</sup>指出，完美的正交编码是不存在的。因此如何设计合理的MIMO雷达正交编码，实现雷达性能与发送信号隔离度的权衡，仍然是目前雷达领域需要继续深入研究的问题。

### 5.5.3 通感一体化多天线技术

随着mmWave（millimeter Wave，毫米波）以及大规模MIMO技术的持续发展，数字模拟混合架构的大规模MIMO正成为发展趋势<sup>[12]</sup>。这种数模混合架构包括全连接结构和部分连接结构，以及上述两者的折中连接结构。一个或多个天线阵元与一个模拟移相器连接，模拟相位调控；一组与多个模拟移相器连接的天线构成一个子阵列（Subarray）。一个子阵列与一个模数转换器/数模转换器连接，实现数字幅相调控。这种数模混合架构大幅度降低了射频链路数目的需求，节约了实现成本。目前，学界针对这种结构的混合波束赋形进行了广泛研究<sup>[13]</sup>，但针对这种架构下的通感一体化研究处在探索阶段<sup>[14]</sup>。文献<sup>[16]</sup>基于模拟相控阵提出了一种多波束通感一体化构架，其中采用固定波束实现通信，同时采用扫描波束实现自发自收模式感知，设计了配套的参数估计算法。在此基础上，文献<sup>[17]</sup>针对研究了通信波束和感知波束的最佳合并系数以获得最大通信接收功率，同时还分析了模拟赋形量化操作对系统性能的影响，给出一种赋形量化方法以逼近无量化赋形性能。文献<sup>[18]</sup>考虑了面向5G NR的通感一体化系统的波束赋形优化问题，通过联合优化发射机和接收机的赋形权值，实现感知性能最大化以及保证通信链路赋形增益。文献<sup>[20]</sup>指出，在采用多波形实现通感一体化时感知扫描波束容易造成对通信链路的严重干扰，提出了一种针对多波束的通感干扰消除算法，能够在不降低感知检测性能的前提下提高通信信干比。

不同于传统雷达场景，通感一体化场景下，业务覆盖距离一般为几十~几百米，周围环境和物体容易形成显著杂波，对感知性能造成严重影响。通感一体化场景下，信号多径传播对于通信来说能够提升容量，但对于感知来说情况更复杂，一部分会成为杂波，另一部分也可能有助于提升感知性能<sup>[19]</sup>。通过上述两个小节分析，基于波束赋形的多天线感知技术和基于虚拟阵列的多天线感知技术存在各

自优势，将上述两种技术结合，则有望实现优势互补。具体地，若通感一体化多天线系统采用上述数模混合架构，对于任意一个子阵列，可在模拟域使用基于波束赋形的多天线感知，利用数量可观的天线阵元，能够实现感知波束的精细调控；对于多个子阵列，由于它们连接了多个数字通道，可在数字域应用基于虚拟阵列的多天线感知，这种情况下多个子阵列间的发送信号可在时域、频域，甚至波束域上实现正交。

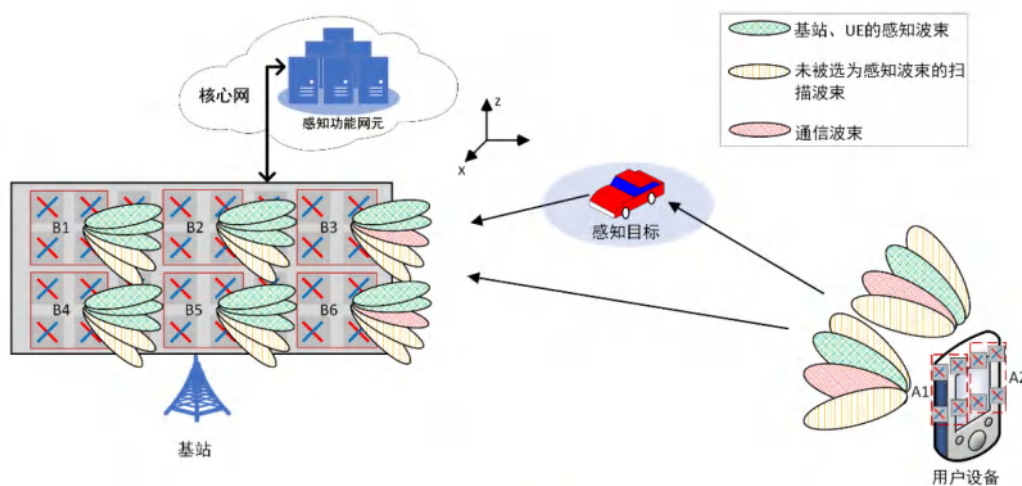


图5-33 多天线通信一体化波束管理示意图

在上述波束赋形与虚拟阵列结合的多天线技术中，模拟域波束赋形实现了感知信噪比的提升，通过控制各个子阵列上的移相器，使感知信号集中在感兴趣的感知区域或感知目标上。同时，利用多个子阵列构造虚拟阵列，实现了对感知区域或感知目标的精细感知。正如前面所述，对于波束赋形，可借鉴现有NR系统里面的波束管理过程。一方面，可基于感知测量数据或者感知性能评价指标的测量值（例如，感知信噪比SNR等），确定最佳感知波束。另一方面，可根据通信测量量的测量值（例如，参考信号接收功率RSRP等），对通信波束进行灵活配置。以基站与终端之间收发通感一体化信号为例，图5-33展示了上述多天线通感一体化技术的示意图。在这个场景中，终端发送通感一体化信号，基站接收，对环境中的车位置进行感知，同时终端和基站进行通信。基站配备多数字通道，每个数字通道又与一个天线子阵列连接。在这个示例中，假设基站有6个天线端口（即6个数字通道），终端有2个天线端口，则基站和终端可构造出最大为12个天线端口的虚拟阵列。系统可通过两个独立的波束扫

描过程，分别获得通信测量量和感知测量数据，从而分别确定通信波束和感知波束。系统也可通过一个波束扫描过程，同时获得通信测量量和感知测量数据，确定出通信波束、感知波束，以及可同时用于通信和感知的波束。图5-33中，感知波束指向了感知目标，而通信波束则指向了通信的发射端或接收端。可预见，数模混合架构的大规模MIMO仍然是未来大容量高可靠通信的一项关键技术，这种结构有望实现可动态调控的天线/天线子阵列拓扑，以及发送信号的灵活配置，这为实现通感一体化提供了坚实基础。

## 5.6 通感非理想因素

从本原上来说，非理想因素问题来自于收发天线、射频模块、频率源模块、信号处理模块等模块内的器件的非理想性。非理想因素问题虽然在通信系统中已经广泛存在，但是由于信号处理机制上的差异，部分的非理想因素对于感知性能的影响要远远大于对通信性能的影响，本文将这部分的非理想因素称之为感知非理想因素<sup>[18]</sup>。

### 5.6.1 通感非理想因素介绍

#### 5.6.1.1 时频同步问题

时频同步问题在通感一体化应用中，获取精确的时延和多普勒测量尤为重要，而器件和硬件电路的非理想因素会显著影响测量精度<sup>[20]</sup>。在基站和终端之间收发感知信号的感知方式中，提取CSI进行感知，是通感一体化的主要实现方式。因此获取质量较好的信道估计尤其重要，而一些非理想因素导致的CSI测量误差，会显著影响感知的精度，具体包括：

- 定时偏移：感知信号的接收端和发射端使用各自的时钟信号进行定时，收发端之间的定时差异会造成定时偏移，给感知信号在频域上带来除了由信号传播时延产生的、额外的相位偏差。因此，定时偏移会造成感知信号时延的模糊，从而带来距离测量的模糊。

- 载波频率偏移：载波频率偏移来自两个方面：一是收发端设备本振频率偏差，收发端设备使用各自的本振频率源进行信号生成，收发端设备之间的本振频率差异会引起载波频率偏移；二是多普勒频移，由收发端设备之间的相对运动以及信号传播环境中物体的运动产生的多普勒频移也会给OFDM系统带来载波频率偏移。在通信系统中，载波频率偏移作为一个整体在同步过程被很好地抑制；然而对于通感一体化来说，需要从载波频率偏移中提取出多普勒偏移从而实现测速功能，这需要消除本振频率偏差的影响。

#### 5.6.1.2 上行随机相位

上行空口感知、终端间侧行（Sidelink）感知，以及终端自发自收感知，均为终端发送感知/通感一

体化信号的感知方式。这几种感知方式的优势体现在于以下几个方面。首先，移动通信网络中终端的数量相对于基站更加庞大，且具有灵活的移动性，因此上行空口感知终端间侧行感知能够拓展网络的感知范围，弥补其他几种感知方式感知链路相对固定的缺陷。此外，数量较大的终端通过协作感知，有望进一步提升感知性能；其次，由于下行和上行通信业务的不对称性，上行空口感知对于通信业务的影响相对更小；再者，上行感知的感知测量数据在基站侧获得，避免了终端的感知测量数据反馈，能够一定程度地减小网络的感知开销。

然而，上行空口感知、终端间侧行感知，以及终端自发自收感知都面临着5.6.1.1小节所述的随机相位问题。在这几种感知方式下，终端在每次发送感知信号时会对信号引入1个独立的随机相位，该随机相位一般在发射信号带宽内是一致的，但在不同发送时刻相对独立。例如，终端在发送周期性SRS信号时，基站侧获取的上行SRS信道估计相位是不连续的。

需要指出的是，目前考虑到终端的天线成本以及上行速率需求，终端侧的发送天线个数一般会小于接收天线。由于受限于终端的发射天线能力，需要采用天线切换的方式将SRS在所有的接收天线端口上发送。当采用这种天线切换（天线轮发）机制时，各个天线端口的随机相位与其相连接的发射射频通道有关，与同1个射频通道相连的天线端口的随机相位相同，不同射频通道的随机相位不同。例如，对于2T4R来说，每次天线轮发的4端口会存在2组不同的随机相位。图5-34给出了这种现象的一个示意图，在不同感知信号（或参考信号）发送时刻，随机相位在 $[0, 2\pi]$ 近似均匀分布。

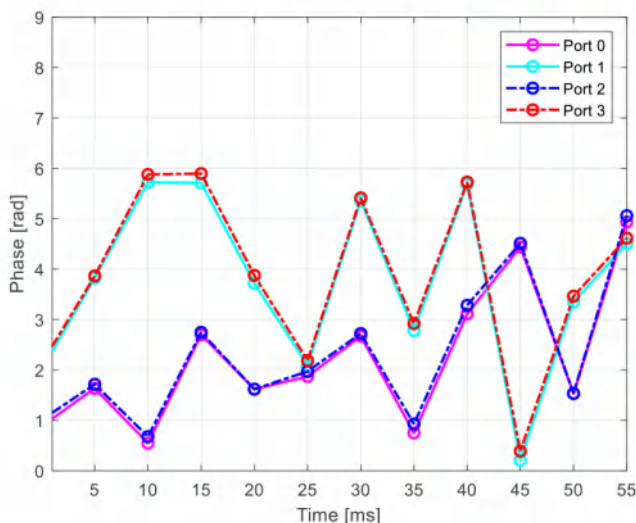


图5-34 基于2T4R天线切换的4天线端口随机相位示意图

随机相位会对多普勒测量以及角度测量产生较严重的影响。图5-35给出了基于3GPP TR 38.901信道模型，加入随机相位建模的仿真结果。在这个仿真中，基站侧基于上行SRS信道估计（UE 4端口，2T4R，SNR=30 dB），提取感知目标的速度、（相对UE的）离开方位角、（相对基站的）到达方位角。感知目标通过1个相对于LOS径功率弱10dB，包含20条子径的运动簇进行模拟，移动速度为30km/h，感知目标所在坐标为(30, -52, 1.5)。图5-35(a)为没有随机相位的时延多普勒谱，图5-35(b)为存在随机相位的时延多普勒谱。对比图5-35(a)和图5-35(b)可看出，随机相位会对感知目标速度估计造成严重影响，使得感知节点无法准确获取感知目标多普勒频率；图5-35(c)为没有随机相位的角度谱，图5-35(d)为存在随机相位的角度谱，其中“x”为角度真值。对比图5-35(c)和图5-35(d)可看出，UE端口的随机相位还会导致角度估计错误。综上所述，要实现准确的感知/通感一体化功能，上行随机相位是必须消除的一种非理想因素。

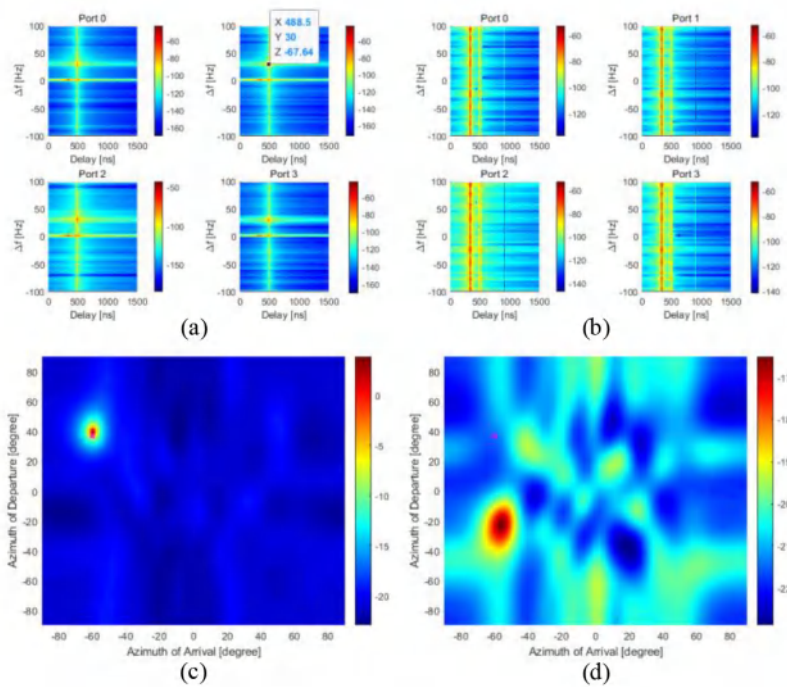


图5-35 随机相位对感知的影响

### 5.6.1.3 通道不一致性

在多通道发送或接收信号的情况下，每个通道包含各自的天线单元和射频模块等。如图5所示，考

考虑接收信号的情况，对于均匀线阵天线和从  $\theta$  角度方向入射的信号，各个通道的接收信号可表示为：

$$\mathbf{S}_N = \left[ A_1 e^{j\varphi_1}, A_2 e^{j\varphi_2} e^{j2\pi d \sin(\theta)/\lambda}, A_3 e^{j\varphi_3} e^{j2\pi 2d \sin(\theta)/\lambda}, \dots, A_N e^{j\varphi_N} e^{j2\pi(N-1)d \sin(\theta)/\lambda} \right]^T$$

其中， $d$  表示各通道的天线单元之间的间隔， $\lambda$  表示载波波长， $N$  为通道数， $A_i$  和  $\varphi_i$  ( $i=1,2,3,\dots,N$ ) 分别表示各个通道的复数响应的幅度和相位。如果天线阵列为均匀平面天线，则将上式扩展为二维矩阵即可，这里不做赘述。

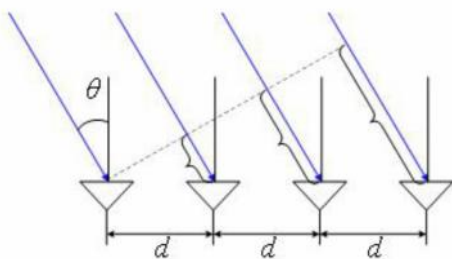


图5-36 多通道接收信号示意图

在理想情况下，各个通道的复数响应是一致的；即各个通道接收相同信号时，其输出信号也是相同的。然而，在实际系统中，由于器件的非理想性，在多通道系统中会存在通道不一致性。通道不一致性的具体表现是，各个通道的复数响应是在设计值上叠加了未知的幅度和相位，导致各个通道的复数响应有差异。

通道不一致性，会造成包括在利用波束赋形进行感知时，波束赋形的幅度和相位的误差，将导致形成的波束形状（波束增益、波束宽度、旁瓣水平）与期望不符，进而在基于波束赋形后的信道信息进行感知时导致精度下降，造成角度和反射功率估计误差，甚至造成误检<sup>[27]</sup>。

#### 5.6.1.4 UE收发自干扰

假设终端通感可复用3GPP的射频指标包括参考灵敏度和发射功率。由于终端需要感知和探测的物体一般位于终端附近几厘米到几十米的距离，因此我们可基于室内场景的LOS信道下的链路预算，考虑1dB的人体损耗。表5-5终端在1.8GHz和3.6GHz在终端感知范围内的输出功率给出了终端在1.8GHz和

3.6GHz在终端感知范围内使用现有3GPP的FR1的参考灵敏度指标时所需的发射功率，此处没有考虑被探测物体的散射。

表5-5 终端在1.8GHz和3.6GHz在终端感知范围内的输出功率

频段	带宽	终端与被感知物体之间的距离	路径损耗+人体损耗(dB)	参考灵敏度	输出功率
1.8GHz (频段n3)	10 MHz	5m	99+1	-93.8dBm	6.2dBm
		10m	109.6+1		16.8dBm
		25m	123.4+1		30.6dBm
		50m	133.8+1		41dBm
3.6GHz (频段n77)	10MHz	5m	111+1	-95.3dBm	16.7dBm
		10m	121.6+1		27.3dBm
		25m	135.4+1		41.1dBm
		50m	145.8+1		51.5dBm

从表5-5显示，由于路径损耗比较大，导致终端与被感知物体之间的距离大于10m时，为了感知和探测周围的物体，终端所需的发射功率将会大于23dBm，这将超过PC3终端的最大发射功率。

此外，目前3GPP公认的终端器件的隔离假设为10dB的天线隔离，50dB-70dB的PCB隔离。如果10dB的天线隔离和60dB的PCB隔离，如对于1.8GHz频段，终端与被感知物体之间的距离为5m时，发射信号对反射接收电路的干扰可能大于-63.8dBm，这样会导致接收机接收最小信号的能力变差，对于更远的距离使用更高的频率，发射信号对反射接收电路的干扰会更大。

因此对于具有通感功能的终端，有必要进一步研究如何减小所需的发射功率，以及发射信号对反射接收电路的干扰。如提高天线及PCB隔离，减小发射信号和接收信号的信道带宽或使用的资源块，进一步提高参考灵敏度的需求等。

### 5.6.2 通感非理想因素解决方案

在文献中，关于定时偏移、本振频率偏移的研究和解决方案较多，通道不一致性可通过硬件的校准得到很好的抑制，时域随机相位是在通信系统中引入感知功能后引起关注的新问题。下面介绍文献中关于定时偏移和本振频率偏移的几种消除方法。

#### (1) 收发共用时钟

收发端之间共用时钟是解决定时偏移和本振频率偏移问题最直接的方法<sup>[30]</sup>，主要包括以下两类方法：

- 感知信号的收发端之间通过有线连接（例如，光纤链路）共用同一时钟源，此种方法在定时偏移和本振频率偏移问题的各种解决方案中具有最佳的性能，在传统的双基地或多基地雷达中即是采用此种方法。然而，此种方法要求感知信号的收发端设备均为固定位置设备，限制了系统灵活性，在通感一体化的四种收发不同设备的感知模式中，只有基站间收发的感知模式能够采用此种方法，而基站和UE之间、以及UE和UE之间的感知均无法采用此种方法。

- 感知信号的收发端时钟基于同一无线信号进行校准，典型的实施方式是接收机与发送机的时钟均基于GPS的秒脉冲信号进行校准。然而，此种方法的校准过程或者需要较长的收敛时间（例如，百秒）、或者校准后的性能不能满足感知业务的需求（残余的定时偏差在数十纳秒，折合距离测量误差为数米）。

## (2) CSI 商/共轭乘方法

对多个共用时钟源的接收天线的接收信号进行除法运算或者共轭乘运算，能够抑制收发端之间本振频率偏移的影响，提取出感知目标的多普勒频移，该方法在生命体征（呼吸、心跳）检测的感知应用场景中得到很好的应用，具有较好的性能<sup>[31]</sup>。文献中感知信号复用 Wi-Fi 的信道状态信息CSI参考信号，因此不同天线接收信号之间的除法运算方法又被称为CSI 商方法。

两个天线接收信号所承受的本振频率偏移是相同的，经过除法运算或者共轭乘运算后很容易被去除。进一步地，在静态径功率占主导地位的情况下，CSI 商方法能够提取出感知目标的多普勒频移，且不受多普勒频移的镜像频率的影响。然而，提取出的多普勒频移值是模糊的。

CSI商或共轭乘方法的局限性在于，首先，只能提取感知目标的多普勒频移、而无法解决定时偏差带来的时延模糊问题；其次，此种方法要求感知环境中只有感知目标主导的动态径（有多普勒频移），其他径均为静态径，这要求环境中不能存在其他运动目标。

## (3) 参考径方法

参考径，是在感知测量的环境中，基于先验信息能够事先确定其参数的径。利用参考径可对感知信号的收发端之间的定时偏移和本振频率偏移进行校准，其核心思想是通过已知信号传播时延和多普勒频移的参考径来估计出叠加在这条径上的额外的时延和多普勒，即为定时偏移和本振频率偏移。

典型的可用作为参考径的是LOS（Line of Sight，视距）径<sup>[32]</sup>。基站发射的通感信号分别通过LOS径及经过感知目标的反射径到达UE。根据感知信号的收发端之间的相对位置和相对运动速度，计算得到LOS径的真实时延和真实多普勒；以感知信号的接收端设备（或者感知信号处理设备）计算得到的LOS径的测量时延和测量频率与真实时延和真实多普勒进行对照，即可得到时延偏移和本振频率偏



移，或者直接估计出感知目标反射径的信号传播时延和多普勒频移。

在利用参考径进行校准时，一个关键点是感知信号的接收端设备（或者感知信号处理设备）需要从多径信号中识别出参考径。在有LOS径的场景下，由于LOS径通常占据了接收信号中的大部分能量，根据这一特征LOS径较为容易被识别出来。一种简化的情况是，感知信号的收发端设备均处于静止状态，此时LOS的真实多普勒为零。

当感知信号的收发端设备之间因为遮挡等原因而没有LOS径时，可利用RIS（Reconfigurable Intelligent Surface, 可重构智能表面）进行中继来获得参考径<sup>[33]</sup>，如图5-37(b)所示，其原理同利用LOS径作为参考径类似。

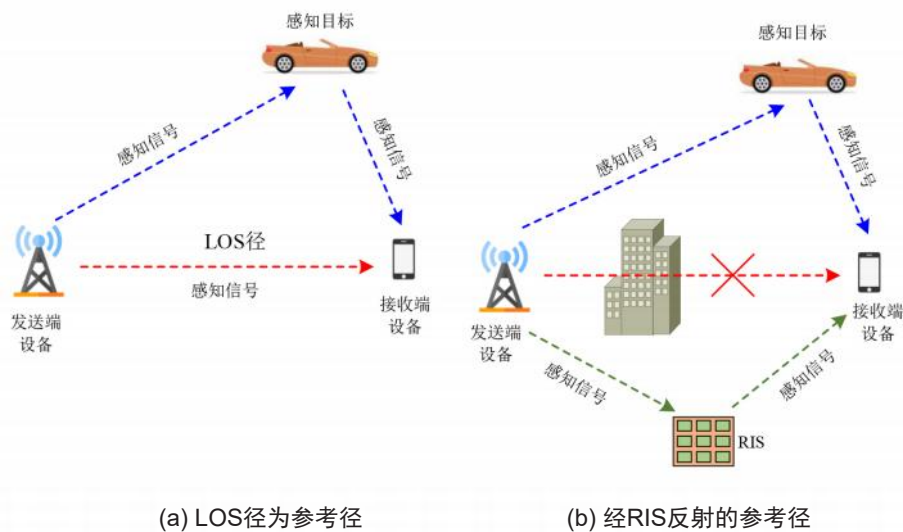


图5-37 参考径方式示意图

#### (4) 往返测量方法

类似于NR定位中的RTT（Round-Trip Time, 往返时间）方法，在通感一体化系统中可通过往返测量来估计出感知信号的收发端设备之间的定时频移和本振频率偏移<sup>[34]</sup>。其基本思想是，在较短的时间内（例如，几毫秒到几十毫秒），感知目标的运动状态（位置和速度）没有发生变化；对于同一感知目标，基于感知信号的收发端设备之间相互收发感知信号，进行往返测量得到的信号传播时延和多普勒频移是相同的，而定时偏移和本振频率偏移的绝对值相同、正负号相反，因此可提取出定时偏移和本

振频率偏移。

此种方法的难点在于，需要在存在定时偏移和本振频率偏移的情况下，将基站和UE分别检测出的对应同一感知目标的时延和多普勒信息关联起来；例如，将基站检测出的感知目标和UE检测出的感知目标确定为同一感知目标。

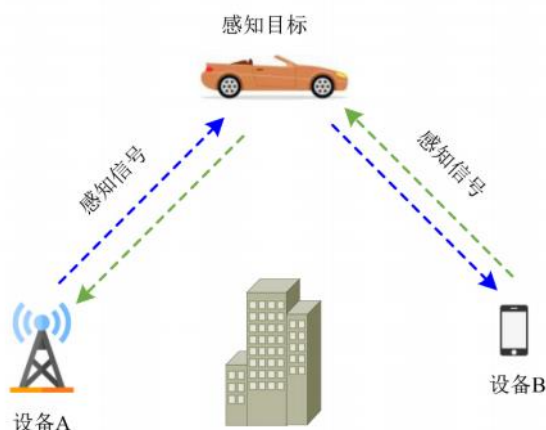


图5-38 往返测试方法示意图

## 其他通感融合技术

### 6.1 通感融合部署方案研究

5G系统支持多个频段包括低频和毫米波频段。当通信和感知进行融合下，考虑场景、性能要求、商用频谱等多方面因素，潜在的部署方案可分为两类：

- 单频部署
- 多频协同部署

### 6.1.1 单频部署

我国尚未分配商用高频频谱资源，如果低频可应用于通感一体技术，将会加速通感一体商用部署进程，增加感知产业渗透率，拓宽感知应用场景。在通感商用初期，基于5G商用频谱资源使能通信功能和感知功能，提升频谱利用率；复用5G通信站址，通过站址融合降低部署成本；针对低频感知能力可满足感知精度需求的应用场景，如无人机监管场景，利用5G低频通信网络实现低成本、全天候、无缝泛在的感知服务。

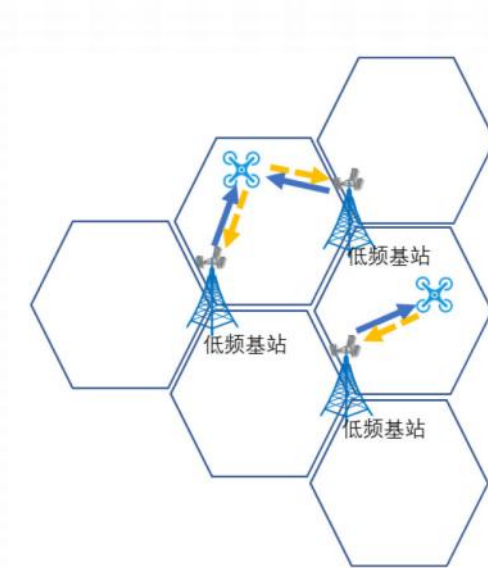


图6-1 低频通感融合技术

在5G后期，毫米波基站如果商用，也可能存在毫米波基站单独组网的情况。

### 6.1.2 多频协作部署

由于通信和感知融合后，由于部署场景的差异性和设备能力情况都会需要开展多种频段部署的需求出现。通信感知融合多频部署技术可按照低频部署情况和具体作用进行分类，具体可分为如下几种：

1) 多频同时兼顾通信和感知能力的业务架构，例如采用低频和高频都具备通信和感知功能，在感知要求较低且感知范围较广的情况下使用低频基站或载波进行通感业务，而在感知要求或通信要求较高的情况下部署高频基站进行感知和通信，设备如图6-2所示。在这种模式下，可按照需求选取通信和感知的频段，具有较高的可选择性。

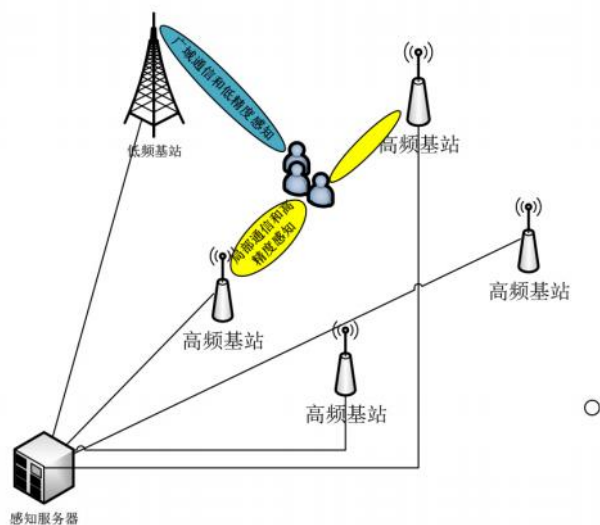


图6-2 基站级高低频协作示意图

2) 多个频段都具备通信功能，而仅仅其中一个或两个频率可进行感知的业务架构，例如采用低频进行基础通信服务，高频具备通信和感知功能，在发生感知需求且通信业务需要进行部分强制移出的情况下，通过Xn接口或者载波间其他管理接口进行通信数据的有效传输，设备架构图如图6-3所示。这种架构更加符合现在网络架构基础上进行感知功能的叠加，对网络设备的改造较少，对现有基站的利用性高。

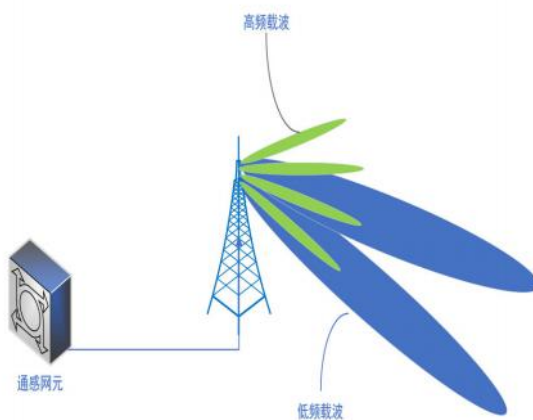


图6-3 高低频结合的通感融合架构示意图

## 6.2 载波聚合的通感技术

### 6.2.1 概述

从3GPP TR 22.837<sup>[35]</sup>中的通感用例来看，有些应用（如停车位检测、行人检测等）需要分米级甚至更高的距离估计精度。因为距离分辨率 $\Delta R$ 与带宽 $B$ 成反比（见5.1.1章节），所以高的距离估计精度需要大带宽的支持。但分配一整段连续且带宽大的频谱资源有困难，如NR FR1限制单个载波的带宽最大为100MHz，对应1.5m的距离分辨率，显然无法满足这些使用场景的需求。

载波聚合技术能将几个载波聚合在一起，组成大的带宽，所以可考虑使用载波聚合技术来解决这个问题。载波聚合技术目前已经广泛应用于提高通信系统的性能，基站和终端对载波聚合技术有很成熟的支持（包括上行和下行链路），包括载波的配置和调度，以及软硬件和信号处理等。因此，研究基于载波聚合的通感技术很有意义。

### 6.2.2 关键问题

对感知来说，载波聚合技术通过将连续或不连续的频谱资源聚合，提高整体系统带宽，从而提高距离估计分辨率。另外，对于不连续的载波，其中间的空白频谱间隔也能对估计精度带来增益<sup>[36]</sup>。但要想最大化的利用这两方面的增益，并真正将载波聚合技术在通感系统落地，面临一些挑战，概括如下：

第一：载波的配置和动态调整。在可用的频带资源内，如何决定载波数目、载波带宽以及载波之间的间隔，以达到最优的感知性能。同时载波的配置还需要兼顾通信侧的需求（如通信速率）。另外，对不同的感知用例、不同的信道环境，最优感知性能所需的载波配置可能不同，而且通信侧的需求也会变化。因此载波配置要同时满足通信和感知的需求，并且需要根据二者需求的变化和信道状况的变化做动态调整。

第二：接收端估计算法设计。要设计复杂度可接受的估计算法，并最大化地利用载波聚合带来的增益，会面临两方面的问题。首先是载波间的同步问题，包括定时偏移、频率偏移和随机相位。如5.6.1.1节介绍的由器件或硬件引入的非理想因素，对每个载波，这三方面的偏移量可能不同，从而导致载波间的相位偏差。定时偏移会引入随频率变化的相位旋转，而频率偏移和随机相位会对每个感知符号的初始相位引入偏移和跳变。要想最大化载波聚合带来的增益，最好的方法是将各载波进行相干处理，但载波间的相位偏差导致相干处理变得很困难。其次，对于非连续载波，其中间的空白频谱间隔会导致似然函数剧烈振荡，产生很多局部坏点，很难获得全局最优解<sup>[37]</sup>。这使利用空白频谱间隔的增益提高估计性能变得非常困难。

第三：载波聚合的调度。在感知的相干处理间隔内，要保证相位的连续性和信号幅度的稳定性，

因此各载波与定时、频率、相位和功率等相关的调整都需要有所限制，并且各载波之间的控制调整需要对齐，以便于估计算法对载波间进行相干处理。而且在感知相干处理间隔内，要避免可能带来相位跳变的调度。另外系统省电也是必须考虑的问题。比如有些通感用例，通信速率要求并不高，但感知精度要求很高。如果仅考虑感知侧的需求，需要激活多个载波，但在各载波上只传输感知信号，没有PDSCH数据传输，这会造成系统功耗大的问题。

## 6.2.3 潜在的解决方案

### 6.2.3.1 载波配置和动态调整

为兼顾感知和通信的需求，可参考图6-4的流程进行多载波的配置。在感知侧，根据感知可用的频谱资源和感知业务需求（如距离精度要求），得到能达到最优感知性能的载波配置建议（如载波数目、各载波的带宽、载波间的间隔）；在通信侧，则根据通信速率的需求，以及备选载波的信道质量，得到满足通信需求的载波配置建议（如载波数目和各载波的带宽）。然后综合通信和感知两方面的建议，得到最终通感系统的载波配置方案。

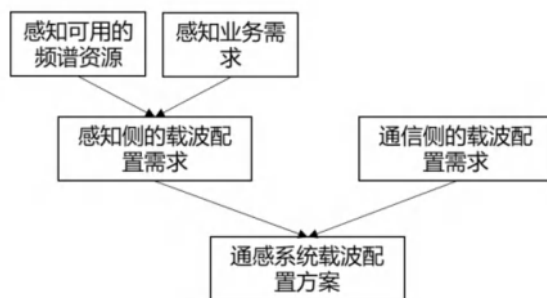


图6-4 通感系统载波配置流程

另外，感知业务需求和各载波的信道环境等会发生变化，所以载波配置要根据这些因素做实时调整。比如当信道条件较好时，载波数目及带宽配置达到感知分辨率要求即可；而信道条件较差时，除了感知分辨率，还可能更需要更多频谱资源（更大的有效带宽）来减少估计误差。

对感知侧，如何在可用的频谱资源下，得到能达到最优感知性能的载波配置，这需要相关的研究指导。文献<sup>[38]</sup>对多载波感知的性能做了理论分析和仿真，并提出了获得最优感知性能的载波配置方案的搜索算法，并给出一些结论作为载波配置的参考。比如，在可配置的频带资源内，当最低和最高

载波之间的距离最大时，频带孔径增益最大，对应的距离分辨率最好；在两个载波之间插入一个新的载波，能够有效提升检测性能；当频带数目大于等于3时，最优的频谱分配机制是分成3段不连续的载波，并且中间载波最好落在两边载波的中间。

### 6.2.3.2 接收端估计算法设计

如6.2.2章节所述，载波间同步偏差和载波间空白频谱间隔会导致似然函数振荡这两个问题是接收端估计算法需要解决的问题。

最直接的方法是发射机和接收机保证各载波间绝对同步。例如将多个载波当作一个载波进行发送和接收，这样射频和数字前端链路不会引入载波间的同步偏差。但这种方法受限于射频链路和硬件处理能力，不能支持总带宽很大的情况。并且载波间的空白间隔太大会引起模糊函数旁瓣变大，导致虚假目标。另外发送端和接收端也要做一些特殊处理（如对各载波进行统一控制），以保证各载波间定时、频率、相位和功率的一致性。

另外一种方法是多载波进行非相干处理<sup>[39]</sup>，每个载波单独估计对应目标的时延信息，然后做最大比合并，这样载波间的相位偏差对算法性能无影响。但该算法没完全发挥载波聚合带来的增益。

关于相干处理的方法，文献<sup>[40]</sup>针对载波相邻的场景，先分别估计各载波的信道，再将各载波的定时偏差和相位偏差对齐，最后基于所有载波拼接后的信道做估计。但这种方法不适合载波不连续的情况，特别是多径的场景。

另外也有基于压缩感知的算法<sup>[41][42]</sup>，结合发送端和接收端的握手操作（类似于5.6.2章节往返测量的方法）。此类方法本质上是载波间的相位偏差一并估计出来，并对多载波信号进行相干处理，能最大限度发挥载波聚合的好处，但一般计算复杂度大。

### 6.2.3.3 载波聚合的调度

多载波激活做感知业务期间，各载波的定时、频率和功率等调整都需要尽可能对齐，以便于对载波间进行相干处理。另外在感知相干处理间隔内，要避免可能带来相位跳变的调度，比如不要随意切换带宽，不启动CDRX等。这些操作都可能引入相位跳变，而且各载波的跳变值可能不一样。

另外为解决省电问题，针对通信速率要求不高但感知精度要求高的场景，可利用SCell休眠的功能。如图6-5所示，当感知需要多载波大带宽，但通信速率需求低时，DCI触发SCell进入休眠状态，终端不用接收PDCCH，只接收感知参考信号和其他维持SCell通信链路正常运作的信号（如CSI等）。当通信速率需求变高时，通过DCI指示，使SCell快速跳出休眠状态。这种方法对于下行和上行载波聚合都适用。

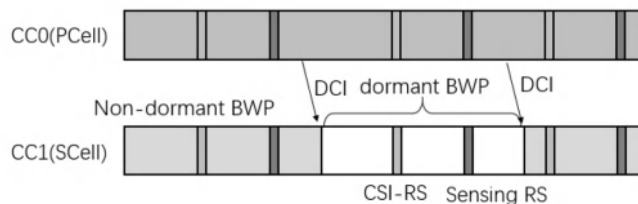


图6-5 利用SCell dormancy来解决感知期间的省电问题

## 总结与展望

在5G系统中，随着大带宽、毫米波、大规模MIMO技术的引入，5G系统已经拥有了感知潜力，可对区域内的物体进行包括检测、测距、测角、测速、识别、定位、追踪、动作识别等功能，从而实现对物理世界的感知探索。作为5G-A的一个重要的演进方向，通信感知融合是可为智慧低空、智慧交通、智慧生活、智能工厂等典型应用构建基础能力并为第三方提供感知服务，助力垂直行业和终端用户应用。

本研究课题系统的分析通感无线架构、通感不同网元或设备之间（SF- gNB、 gNB-UE、 SF-UE）的交互基本流程（感知能力上报、感知测量配置、感知测量上报）、感知性能指标、感知波形、帧结构、感知信号处理和参数估计算法、多天线技术、非理想因素等问题展开的分析和初步的探索，并探讨了多频段融合部署方案，为下一阶段的通感融合无线标准化提供重要研究基础。

本研究报告对无线关键技术做了初步探索。未来可在感知移动性管理、多种感知模式协作、多设备协作、多频段协作、多感知技术融合等方面展开研究，以服务于未来更多样更复杂的通信感知场景。

IMT-2020(5G)推进组通信感知融合任务组愿携手通信感知产业相关企业与组织、垂直行业、科研机构与高校等加强合作，一起推动无线接入网关键技术研究及标准化，加快构建5G-A基础感知能力，推进通感融合应用产业化进程，助力通感产业化应用进程，创造更大的社会价值。



## 参考文献

- [1] 5G-Advanced通感融合场景需求研究报告[R], IMT2020(5G)推进组, 2022.
- [2] 5G-Advanced通感融合网络架构研究报告[R], IMT2020(5G)推进组, 2022.
- [3] 5G-Advanced通感融合仿真评估方法研究报告[R], IMT-2020(5G)推进组, 2023.
- [4] Feasibility Study on Integrated Sensing and Communication[R], 3GPP TR22.837, 2023.
- [5] L. Gaudio, M. Kobayashi, G. Caire, and G. Colavolpe, "On the effectiveness of OTFS for joint radar parameter estimation and communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 9, pp. 5951–5965, Sep. 2020.
- [6] 张光义, 赵玉洁, 相控阵雷达技术, 电子工业出版社, 2006.
- [7] 丁鹭飞, 雷达原理, 电子工业出版社, 2020.
- [8] Y. Liu, G. Liao, Z. Yang and J. Xu, "Design of integrated radar and communication system based on MIMO-OFDM waveform", *J. Syst. Eng. Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 669-680, 2017.
- [9] C. Pan, G. Zhou, K. Zhi, S. Hong, T. Wu, Y. Pan, H. Ren, M. Renzo, A. Swindlehurst, R. Zhang, and A. Zhang, "An Overview of Signal Processing Techniques for RIS/IRS-aided Wireless Systems," *arXiv:2112.05989v2*, Dec. 2021.
- [10] Han Z, Li H, Yin W. *Compressive sensing for wireless networks*[M]. Cambridge University Press, 2013.
- [11] Youwei Zeng, Dan Wu, Jie Xiong, Enze Yi, Ruiyang Gao, Daqing Zhang, FarSense: Pushing the Range Limit of WiFi-based Respiration Sensing with CSI Ratio of Two Antenna
- [12] 陈小龙, 南钊, 张海, 陈唯实, 关键, 飞鸟与旋翼无人机雷达微多普勒测量实验研究.
- [13] 6G通信感知一体化白皮书[R], 中国电信&电子科技大学, 2023.
- [14] J, Li, and P. Stoica, "MIMO Radar with Colocated antennas Antennas," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 106-114, September 2007.
- [15] Haimovich, Alexander M., Rick S. Blum, and Leonard J. Cimini. "MIMO radar with widely separated antennas." *IEEE Signal Processing Magazine* 25.1 (2007): 116-129.
- [16] J, Li, and P. Stoica. *MIMO radar signal processing*. John Wiley & Sons, 2008.
- [17] Rabideau, Daniel J. "Doppler-offset waveforms for MIMO radar." 2011 IEEE RadarCon (RADAR).

IEEE, 2011.

[18] 丁圣利,李健之,陈保龙等.通感一体化中的感知非理想因素及其消除方法[J].移动通信,2023,47(09):46-56.

[19] L. Welch, "Lower bounds on the maximum cross correlation of signals (Corresp.)," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 20, no. 3, pp. 397–399, May 1974.

[20] Alkhateeb, Ahmed, et al. "MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems." IEEE Communications Magazine 52.12 (2014): 122-131.

[21] Molisch, Andreas F., et al. "Hybrid beamforming for massive MIMO: A survey." IEEE Communications magazine 55.9 (2017): 134-141.

[22] F. Liu, C. Masouros, A. P. Petropulu, H. Griffiths, and L. Hanzo, "Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead," IEEE Transactions on Communications, vol. 68, no. 6, pp. 3834–3862, 2020.

[23] Zhang, J. Andrew, et al. "Multibeam for joint communication and radar sensing using steerable analog antenna arrays." IEEE Transactions on Vehicular Technology 68.1 (2018): 671-685.

[24] Luo, Yuyue, et al. "Optimization and quantization of multibeam beamforming vector for joint communication and radio sensing." IEEE Transactions on Communications 67.9 (2019): 6468-6482.

[25] Barneto, Carlos Baquero, et al. "Multibeam design for joint communication and sensing in 5G new radio networks." ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2020.

[26] Zhuo, Yinxiao, Ziyuan Sha, and Zhaocheng Wang. "Multibeam Joint Communication and Radar Sensing: Beamforming Design and Interference Cancellation." IEEE Communications Letters 26.8 (2022): 1888-1892.

[27] Xu, Zhou, Chongyi Fan, and Xiaotao Huang. "MIMO Radar Waveform Design for Multipath Exploitation." IEEE Transactions on Signal Processing 69 (2021): 5359-5371.

[28] D. Zhang, D. Wu, K. Niu, X. Wang, F. Zhang, J. Yao, et al., "Practical issues and challenges in CSI-based integrated sensing and communication", arXiv:2204.03535, 2022.

[29] Tadayon, N., Rahman, M. T., Han, S., Valaee, S., & Yu, W. (2019). Decimeter ranging with channel state information. IEEE Transactions on Wireless Communications, 18(7), 3453-3468.

[30] Zhang, J. A., Wu, K., Huang, X., Guo, Y. J., Zhang, D., & Heath Jr, R. W. (2022). Integration of Radar Sensing into Communications with Asynchronous Transceivers. arXiv preprint arXiv:2203.16043.

- [31] Y. Zeng, D. Wu, J. Xiong, E. Yi, R. Gao, and D. Zhang, “Farsense: Pushing the range limit of wifi-based respiration sensing with csi ratio of two antennas,” *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, vol. 3, no. 3, pp. 1–26, 2019.
- [32] Y. Zhang, W. Guo, Z. Gao and C. Zhang, "Multiple Doppler estimation based ICI elimination scheme in OFDM over high-mobility channels with LoS path", *Proc. 2013 19th Asia-Pac. Conf. Commun.*, pp. 637-642, Aug. 2013.
- [33] Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, Marco Di Renzo, and N. Al-Dhahir, "Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 23, no. 3, pp. 1546-1577, 3rd Quart. 2021.
- [34] S. Park, H. S. Ahn and W. Yu, "Round-Trip Time-based Wireless Positioning without Time Synchronization", the 2007 International Conference on Control Automation and Systems IEEE, pp. 2323-2326, October 2007.
- [35] 3GPP TR 22.837 v1.0.0: " Feasibility Study on Integrated Sensing and Communication".
- [36] T. Kazaz, G. J. M. Janssen, J. Romme, and A.-J. van der Veen, “Delay estimation for ranging and localization using multiband channel state information,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 4, pp. 2591–2607, Apr. 2022.
- [37] Y. Wan, A. Liu, Q. Hu, M. Zhang, and Y. Cai, “Multiband delay estimation for localization using a two-stage global estimation scheme,” *arXiv:2206.09751*, 2022. [Online]. Available: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2206.09751>.
- [38] Y. Wan, A. Liu, R. Du, and T. X. Han, “Fundamental limits and optimization of multiband sensing,” *arXiv:2207.10306*, 2022. [Online]. Available: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2207.10306>.
- [39] Mohsen Pourkhaatoun, Seyed A. Zekavat, “High-Resolution Low-Complexity Cognitive-Radio-Based Multiband Range Estimation: Concatenated Spectrum vs. Fusion-Based,” *IEEE Systems Journal*, vol. 8, issue: 1, March 2014.
- [40] J. Xiong, K. Sundaresan, and K. Jamieson, “ToneTrack: Leveraging frequency-agile radios for time-based indoor wireless localization,” in *Proc. 21st Annu. Int. Conf. Mobile Comput. Netw. (MobiCom)*, Sep. 2015, pp. 537–549.
- [41] M. B. Khalilsarai, B. Gross, S. Stefanatos, G. Wunder, and G. Caire, “WiFi-based channel impulse response estimation and localization via multi-band splicing,” in *Proc. IEEE Global Commun. Conf.*

(GLOBECOM), Dec. 2020, pp. 1-6.

[42] M. B. Khalilsarai, S. Stefanatos, G. Wunder, and G. Caire, “WiFi-based indoor localization via multi-band splicing and phase retrieval,” in Proc. IEEE 20th Int. Workshop Signal Process. Adv. Wireless Commun. (SPAWC), Jul. 2019, pp. 1-5.

## 附录

### 9.1 术语定义

术语	定义
感知	基站或终端，通过发送和/或接收无线信号，获取信号强度、时间差、相位差、多普勒频移等信息，经计算处理后输出目标的距离、角度、速度、尺寸、形状等信息。
感知目标	需要被感知的特定物体。
感知功能	无线网络使能感知能力所需要实现的功能，可包括基站感知功能，核心网感知功能。核心网感知功能主要由感知网元 SF 实现，包括感知控制功能和感知计算功能。
感知设备	发送感知信号和/或接收感知信号并做相应信号处理的设备，包括基站和终端设备。
感知测量数据	感知设备接收感知信号并做相应信号处理所得到的数据。
感知结果	基于感知测量数据和感知应用信息进一步处理得到的数据。

## 9.2 缩略词表

英文缩写	英文全称	中文释义
3GPP	3 <sup>rd</sup> Generation Partnership Project	第三代合作伙伴计划
5GC	5G Core Network	5G 核心网
ADAS	Advanced Driving Assistance System	高级驾驶辅助系统
BS	Base Station	基站
CCSA	China Communication Standards Association	中国通信标准化协会
CDM	Code Division Multiplexing	码分复用
CDRX	Connected Discontinuous reception	连接态下非连续接收
CP <sup>1</sup>	Control Plane	控制面
CP <sup>2</sup>	Cyclic Prefix	循环前缀
CPI	Coherent Processing Interval	相干处理时间
CSI	Channel State Information	信道状态信息
CSI-RS	Channel State Information-Reference Signal	信道状态信息参考信号
CU	Centralized Unit	集中单元
DCI	Downlink Control Information	下行链路控制信息
DDM	Doppler Division Multiplexing	多普勒频分复用
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DMRS	Demodulation Reference Signal	解调参考信号
DU	Distributed Unit	分布单元
ECP	Extended Cyclic Prefix	扩展循环前缀
EPRE	Energy per Resource Element	每资源单元发送能量
ESPRIT	Estimating Signal Parameters Variational Invariance Techniques	旋转不变性子空间技术
FDM	Frequency Division Multiplexing	频分复用
FFT	Fast Fourier Transformation	快速傅里叶变换
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation	逆快速傅里叶变换
ISAC	Integrated sensing and communication	通感一体化
LFM	Linear Frequency Modulation	线性调频
LMF	Location Management Function	定位管理功能
LOS	Line of Sight	视距
LS	Least Square	最小二乘估计
LTE	Long Term Evolution	长期演进
MAC	Media access control	媒体接入控制层
MAP	Maximum A Posterior	最大后验概率估计
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出
ML	Max Likelihood	最大似然估计
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小均方差估计
MUSIC	Multiple Signal Classification	多重信号分类算法
NCP	Normal Cyclic Prefix	常规循环前缀
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用

OTFS	Orthogonal Time Frequency Space	正交时频空间
PCB	Printed Circuit Board	印刷电路板
PDCCH	Physical Downlink Control Channel	物理下行控制信道
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel	物理下行共享信道
PMI	Precoding Matrix Indicator	预编码矩阵指示
PRS	Positioning Reference Signal	定位参考信号
RAN	Radio Access Networks	接入网
RE	Resource Element	资源单元
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface	智能超表面
RRC	Radio Resource Control	无线资源控制
RS	Reference Signal	参考信号
RSRP	Reference Signal Receiving Power	参考信号接收功率
RSRQ	Reference Signal Received Quality,	参考信号接收质量
RSSI	Reference Signal Strength Indicator	参考信号强度指示
RTT	Round-Trip Time	往返时间
SA	Services & Systems Aspects	服务和系统方面
SF	Sensing Function	感知网元
SNR	Signal Noise Ratio	信噪比
SRS	Sounding Reference Signal	探测参考信号
SSB	Synchronization Signal/PBCH Block	同步信号块
TC	Technical Committee	技术委员会
TDM	Time Division Multiplexing	时分复用
TRP	Transmission Reference Point	参数参考点
UAV	Unmanned Aerial Vehicle	无人机
UP	User Plane	用户平面
V2X	Vehicle to Everything	车联网
WG	Working Group	工作组

## 主要贡献单位

单位全称（排名不分先后）

中国信息通信研究院

中兴通讯股份有限公司

中国移动通信有限公司研究院

中国联合网络通信集团有限公司

中国电信集团有限公司

华为技术有限公司

中信科移动通信技术股份有限公司

维沃移动通信有限公司

OPPO广东移动通信有限公司

小米科技有限责任公司

联想集团

联发博动科技(北京)有限公司

北京邮电大学



联系方式

电话: 15901041712

邮箱: shenxia@caict.ac.cn

COPYRIGHT © 2024 IMT-2020 (5G) PROMOTION GROUP.  
ALL RIGHTS RESERVED.