面向6G机器类通信的码分OFDM通感一体化系统

Xu Chen，*IEEE*学生会员，Zhiyong Feng，*IEEE*高级会员，Zhiqing Wei，*IEEE*会员，Ping Zhang，*IEEE*会士，和Xin Yuan，*IEEE*会员

arXiv:2304.01517v1 [cs.IT] 4 Apr 2023

摘要—**通感一体化（JCS）系统通过利用统一的频谱和收发机，整合必要的通信与感知能力，可为6G机器类通信（MTC）应用提供更高的频谱效率并节省负载。为抑制通信信号与雷达感知信号之间的相互干扰，提升通信可靠性和雷达感知精度，我们提出一种新型码分正交频分复用（CD-OFDM）联合通信与感知多用户通信系统，其中机器类通信用户可以同时、持续地相互进行通信与感知。我们提出一种新型CD-OFDM联合通信与感知信号，以及相应的基于串行干扰消除（SIC）的信号处理技术，以获得码分复用（CDM）增益，同时兼容主流的正交频分复用（OFDM）通信系统。为对统一的联合通信与感知信号传输和接收过程建模，我们提出一种新型统一联合通信与感知信道模型。最后，给出仿真和数值结果，以验证CD-OFDM联合通信与感知多用户通信系统的可行性及其误差传播性能。结果表明，与先前的OFDM联合通信与感知系统相比，CD-OFDM联合通信与感知多用户通信系统不仅能够实现更可靠的通信，还能提供相当稳健的雷达感知，尤其是在低信干噪比（SINR）条件下。**

索引词—**机器类型通信、通信与感知联合、码分正交频分复用、干扰消除。**

I. 引言

A. 背景与动机

据预测，物联网（IoT）设备数量将增长三倍，从2019 年的 110 亿台增至2030 [1], [2]年的 300 亿台。到 2030 年，6G MTC 系统旨在满足海量物联网连接需求，以支持未来物联网在智能精确控制应用中的发展，例如先进驾驶自动化（从 L4 到 L5）以及工业场景中的精准车辆集群控制 [2]。这些应用旨在混合的感知/执行/触觉场景中执行定制化的精确控制任务，并要求室内感知精度达到 0.1 米、室外达到 1 米，关键应用的通信可靠性达到 99.9999% [2]。海量连接和高功能要求将导致严重的频谱拥堵，因此需要提高频谱和能源利用效率 [3]–[6], ，而这些需求在 5G 蜂窝 MTC 场景中无法得到充分满足 [7]。

先进的通感一体化（JCS）技术是应对上述挑战的一种有前景的方法。与回波信号未被充分用于感知的传统通信系统相比，JCS 系统可共享统一的收发器、相同的频谱和数字信号处理硬件，利用通信波束的反射回波实现额外的雷达感知功能 [8], ，从而立即提升频谱效率和能量效率 [9]。JCS 系统还可通过相互共享感知信息提升可靠性，例如利用距离和多普勒信息辅助波束成形和信道预测 [10]。

Xu Chen、Z. Feng 和 Z. Wei 就职于北京邮电大学教育部通用无线通信重点实验室，中国北京市 100876（电子邮箱：{chenxu96330、fengzy、weizhiqing}@bupt.edu.cn）。Ping Zhang 就职于北京邮电大学网络与交换技术国家重点实验室，中国北京市 100876（电子邮箱：pzhang@bupt.edu.cn）。X. Yuan 就职于澳大利亚联邦科学与工业研究组织（CSIRO），澳大利亚（电子邮箱：Xin.Yuan@data61.csiro.au）。通讯作者：Zhiyong Feng、Zhiqing Wei。版权所有 (c) 20xx IEEE。允许个人使用本材料。但如需将本材料用于任何其他用途，必须向 IEEE 发送请求至 pubs-permissions@ieee.org，以取得许可。

B. 相关研究

早期关于联合通信与感知系统的研究主要集中于基于多输入多输出和波束成形技术的 JCS 波形设计，这些技术已用于通信领域 [8]。在 [11], [12], Sturm等人提出了一种基于正交频分复用（OFDM）符号的 JCS 信号处理方法，克服了基于相关性的雷达信号处理的典型缺陷，并同时满足雷达测距和通信需求。在 [13],作者提出了一种基于时分平台、可重构且统一的多功能接收机，用于雷达感知与无线电通信的数据融合服务。在分配给雷达感知或无线电通信模式的各个时隙中，系统可分别实现定位功能或数据通信。

其他关于联合通信与感知系统的研究，重点在于设计联合通信与感知收发系统架构，以有效利用时间和频谱资源。Kumari 等[14]提出了一种基于 IEEE 802.11ad 的车联网正交频分复用联合通信与感知系统，该系统利用单载波物理层帧的前导码，在 60 GHz 频段实现车联网通信和全双工雷达，这得益于

充分隔离和自干扰消除方面的显著进展。在 [15],作者提出了一种基于 IEEE 802.11 标准、用于距离和速度检测的正交频分复用联合通信与感知系统，该系统通过估计发射天线与接收天线之间的自干扰信道并消除自干扰，实现全双工操作。在 [10], Zhang 等提出了一种实用的正交频分复用时分双工（TDD）多波束方案，以实现联合通信与感知，并与当前普遍采用的地面分组通信系统相兼容。该方案利用多波束成形方案生成多个正交波束，并为每个波束分配通信或感知功能。基于增强型移动宽带（eMBB）场景，Liu等进一步提出了采用单阵列收发机、在毫米波频段使用时分双工协议运行的联合通信感知基站概念 [9]。作者认为，感兴趣目标也可以是散射体，并提出一种基于连续干扰消除（SIC）的方法，以抑制通信信号与雷达感知信号接收之间的相互干扰。

然而，前述最先进的研究仍有一些挑战无法完全应对。6G机器类通信场景中大规模密集用户的特点，导致机器类通信用户之间距离很近，并产生严重的相互干扰 [1]。距离过近的问题使得为增强型移动宽带用户设计的单阵列联合通信感知收发机容易受到最小距离问题的影响，即如果目标与联合通信感知用户距离过近，那么由于雷达回波返回时收发机可能不处于接收模式，该目标可能会被忽略，这对移动机器类通信应用来说是灾难性的 [16]。在 [10], Zhang 等人采用了双阵列收发机，使接收机能够持续工作，从而解决最小距离问题。严重的相互干扰问题使传统OFDM联合通信感知系统难以在低信干噪比（SINR）条件下满足高可靠性要求 [2]。

C. 本文贡献

本文提出一种码分正交频分复用（CD- OFDM）联合通信与感知系统，可利用统一的频谱和收发机持续同时进行通信和雷达感知。在此，我们考虑低速移动的机器类通信场景。为抑制相互

针对通信与雷达回波信号之间的干扰，我们提出了一种新颖的码分正交频分复用联合通信与感知信号及相应的串行干扰消除处理方法，该方法与正交频分复用联合通信与感知信号处理兼容。为解决上述最小探测距离问题，我们采用双阵列收发器设计，使联合通信与感知机器类型通信设备能够同时持续进行雷达感知和通信。

本文的主要贡献总结如下。

1. 我们提出了一种新型码分正交频分复用联合通信与感知多用户通信系统，兼容码分正交频分复用和OFDM联合通信与感知信号处理。该系统可利用统一频谱和收发机，同时持续地实现雷达感知以及MTC 设备之间的通信。

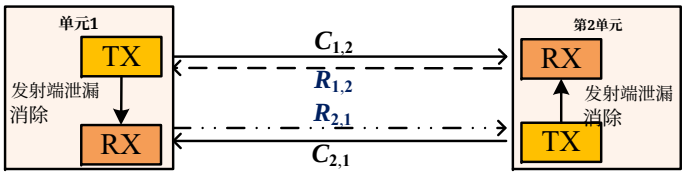


图1：联合通信与感知系统模型。机器类通信用户1和用户2通过视距链路相互进行双向通信和感知。TxA与RxA之间设有泄漏消除模块，用于消除自干扰。

2. 我们提出了一种新型的、基于串行干扰消除的码分正交频分复用与OFDM联合通信与感知信号处理方法，适用于码分正交频分复用联合通信与感知多用户通信系统。该方法可获得码分增益，抑制通信中的多址干扰，包括雷达回波信号以及其他无线用户的同信道干扰。
3. 我们基于多输入多输出通信和雷达信道模型，提出了一种新颖的统一联合通信与感知信道模型，全面定量地描述了通信与雷达回波信道的衰落系数、平均功率、时延和多普勒之间的关系。

D. 本文结构

本文其余部分安排如下。在第二节中，我们介绍码分正交频分复用联合通信与感知多用户通信系统模型，并提出联合通信与感知多输入多输出信道模型。第三节提出基于串行干扰消除的CD-OFDM JCS信号处理方法。第四节给出仿真结果。第五节总结全文。

除非另有说明，本文采用以下符号约定。粗体大写字母表示矩阵（即$\mathbf{M}$）；粗体小写字母表示列向量（即$\mathbf{v}$）；标量用常规字体表示（即 γ）；向量或矩阵的元素用括号表示，例如，向量$\mathbf{v}$ 的第 q个元素为$\mathbf{v}(q)$，矩阵$\mathbf{M}$ 第m行第 q列的元素为$\mathbf{M}(m,q)$；$\mathbf{I}_Q$ 是维度为 $Q\times Q$的单位矩阵；矩阵上标$(\cdot)^H$、$(\cdot)^*$和$(\cdot)^T$分别表示厄米转置、复共轭和转置；Re(·)和Im(·)分别表示复数的实部和虚部， $E(\cdot)$表示随机变量的期望， $\lfloor\cdot\rfloor$ 表示向下取整函数， $\delta(t-t_0)$表示单位脉冲函数。此外，我们用$(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵的逆矩阵，用$(\cdot)^{\dagger}$ 表示矩阵的伪逆，并用$diag(\mathbf{v})$表示对角线上元素为$\mathbf{v}$ 各元素的对角矩阵。

II. 系统模型

A. 码分正交频分复用联合通信与感知 *MTC* 系统模型

我们考虑一个低速移动的码分正交频分复用联合通信与感知多用户通信系统，其中 MTC 设备利用统一频谱和收发器同时、持续地进行雷达感知与通信[1]。如图 1 所示，机器类通信用户

[1]本文中，所有 MTC 设备均为雷达截面（RCS）较大的机器，例如道路上的低速行驶车辆和无人机。

1 和 2 通过视距链路（LoS）同时进行双向通信和雷达感知。每个用户都配备一个双阵列联合通信与感知收发器，由发射阵列（TxA）和接收阵列（RxA）组成，分别用于生成发射波束（TxBs）和接收波束（RxBs）。我们假设用户1和用户2在每个子载波上的发射功率分别为 P_1 和 P_2，并且所有天线阵列均为均匀线性阵列（ULAs）。TxA 和 RxA 的各向同性天线数量分别记为M 和 N。为了解决上述最小距离问题，需要采用带内全双工（IBFD）运行模式，使 RxA 持续工作 [16]。在这种情况下，来自 TxA 的自干扰强到足以破坏通信和回波接收。因此，需要在 TxA 和 RxA 之间设置隔离屏蔽板和泄漏消除模块，以减轻甚至消除自泄漏干扰[2] [16]。与 [10] 中采用不同频谱分别进行时分双工模式下的通信和持续雷达检测的双阵列收发器设计相比，我们提出的码分正交频分复用联合通信与感知收发器在通信和感知中同时使用相同频谱，并能够实现带内全双工联合通信与感知运行。

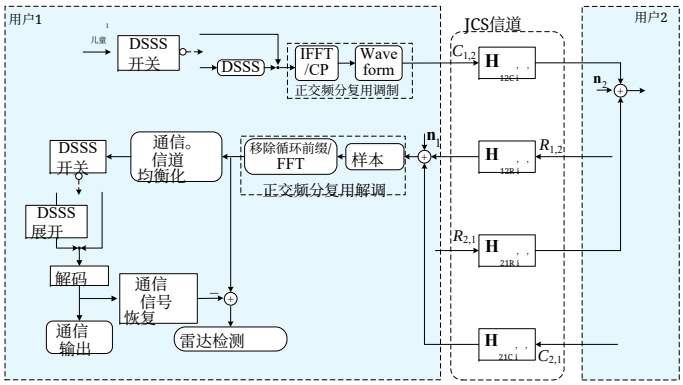


图2：码分正交频分复用联合通信与感知信号处理示意图。DSSS开关决定使用码分正交频分复用信号还是正交频分复用信号。在高信干噪比条件下，DSSS开关切换至空状态，仅使用正交频分复用调制器。否则，在低信干噪比条件下，开关切换至DSSS模块，原始符号经DSSS扩频后生成码分正交频分复用信号。

在联合通信与感知多用户通信系统中，用户1和用户2均生成彼此指向的 TxB 和 RxB，以建立通信链路（CLs），即 $C_{1,\ 2}$ 和 $C_{2,\ 1}$，以及雷达回波链路（RELs），即 $R_{1,\ 2}$ 和 $R_{2,\ 1}$，如图1所示。我们假设用户1和用户2均能获得完美的通信信道状态信息（CSI），即 CSI矩阵 $\mathbf{H}_{C,\ 12}$和 $\mathbf{H}_{C,\ 21}$ 分别能够针对 $C_{1,\ 2}$ 和 $C_{2,\ 1}$ 得到准确估计；此外，还通过多重信号分类算法（MUSIC）或其他角度检测方法检测到达方向（DoA），用于波束成形。我们还假设通信信道互易性成立，因为用户利用相同频谱并同时进行通信 [17]。

如图1所示，用户1通过 CL $C_{1,\ 2}$向用户2发送联合通信与感知信号，并通过 REL $R_{1,\ 2}$接收反射信号。用户2收到用户1的联合通信与感知信号后，通过 CL$C_{2,\ 1}$ 向用户1发送联合通信与感知信号，并通过 REL $R_{2,\ 1}$接收反射信号。用户1接收到的信号由来自用户2的通信信号和雷达回波信号组成，而接收到的
用户2处的信号由来自用户1的通信信号和雷达回波信号组成。需要注意的是，雷达回波信号比通信信号弱，因为雷达回波传播的距离是通信信号的两倍。因此，雷达回波信号可视为叠加在通信信号上的微弱干扰，只有在通信信号被消除后才能获取。

图2展示了OFDM联合通信与感知系统的信号处理示意图。注意，用户2与用户1采用相同的联合通信与感知信号处理系统。在直接序列扩频（DSSS）开关模块处设定一个信干噪比阈值。通过将该信干噪比阈值与通信信道估计中获得的信干噪比进行比较，DSSS开关决定使用码分正交频分复用信号还是正交频分复用信号。在低信干噪比区域，开关切换至DSSS模块，原始符号首先经DSSS码本矩阵扩频，然后由OFDM调制器进行调制，生成码分正交频分复用信号。该信号能够利用码分复用增益提升处理信干噪比和可靠性，但代价是较高的计算复杂度。在高信干噪比区域，DSSS开关切换至空置状态，即将DSSS码本矩阵设为单位矩阵，因此原始符号由OFDM调制器直接调制；在高信干噪比区域，正交频分复用信号无需额外的计算复杂度即可满足可靠性约束。

需要指出的是，通过修改 MIMO OFDM 通信系统的频域符号处理模块，即可实现 CD-OFDM JCS 系统。MIMO OFDM 系统中使用的先进到达方向（DoA）检测算法（如 MUSIC 算法）也可应用于 CD-OFDM JCS 系统。因此，角度检测并非本文关注的主要创新点。

接收到由通信信号、雷达回波以及干扰与噪声信号组成的叠加信号后，首先由 OFDM 解调器对其进行处理，随后得到含有干扰加噪声的叠加 JCS 符号。将雷达回波视为施加于通信信号上的微弱干扰后，首先进行通信解调。DSSS 切换模块决定是否进行 DSSS 解扩。如第三节-A 所示，对通信符号进行解码后，即可恢复通信信号，并将其从接收的叠加信号中消除，从而得到雷达信号与噪声。最后，可如第三节-B 所示进行雷达检测。

B. CD-OFDM 信号模型

时域中由第 k个码信道传输的第 i个CD-OFDM符号表示为 [18]

[2]由于泄漏信号可以被消除，为简单起见，量化误差 [16] 引起的残余自干扰被建模为噪声，因此未出现在本文的方程中。

$$s_i^k(t)=\frac{1}{\sqrt{T_s}}\sum_{m=0}^{N_c-1}\mathbf{c}_i^k(m)\,d_i^k e^{j2\pi m\Delta f(t-iT_s)}rect\left(\frac{t-iT_s}{T_s}\right),\tag{1}$$

其中，N_c 为子载波数，$\Delta f=1/T=B/N_c$为子载波间隔，T 和 B 分别为基本CD-OFDM符号的持续时间和带宽，$\mathbf{c}_i^k$为直接序列扩频码向量，用于第 k个码信道传输第 i 个CD-OFDM符号；$m=0,1,...,N_c-1$为子载波索引，$\mathbf{c}_i^k(m)$为$\mathbf{c}_i^k$的第 m个元素，d_i^k 为第 k个码信道传输的第 i 个信息符号，$T_s=T+T_g$ 为每个CD-OFDM符号的持续时间，T_g 为循环前缀的持续时间，$rect(t/T_s)$为持续时间为 T_s的矩形窗函数。第 i个CD-OFDM符号的时间间隔为 $t\in[(i-1)T_s,iT_s]$。本文采用正交沃尔什-哈达玛码作为直接序列扩频码。码本中共有 N_c 个码，即 $k=0,1,...,N_c-1$。$\mathbf{c}_i^k$ 之间的正交性可表示为 [19]

$$\left(\mathbf{c}_i^k\right)^H\mathbf{c}_i^l=\begin{cases}1, & for\ k=l\\ 0, & otherwise\end{cases}.\tag{2}$$

在采样率为 N_c/T 的情况下，于区间 $[(i-1)T_s+T_g,iT_s]$ 对式（1）进行采样所得到的离散时域信号表示为 [18]

$$\mathbf{s}_i^k(n)=\frac{1}{\sqrt{N_c}}d_i^k\sum_{m=0}^{N_c-1}\mathbf{c}_i^k(m)\,e^{j2\pi\frac{m}{N_c}n}rect(\frac{n}{N_c}),\tag{3}$$

其中，$rect(\cdot)$ 为离散矩形窗函数，且$n=0,1,...,N_c-1$。通过第 i 个码信道传输的第 k 个 CD-OFDM符号的信号向量为

$$\mathbf{s}_i^k=\left[\mathbf{s}_i^k(0),\mathbf{s}_i^k(1),...,\mathbf{s}_i^k(N_c-1)\right]^T.\tag{4}$$

无论是否存在矩形窗函数，我们都可以利用傅里叶变换重写式（3），即

$$\mathbf{s}_i^k=d_i^k\cdot IFFT\left(\mathbf{c}_i^k\right)=d_i^k\cdot\mathbf{F}^{-1}\mathbf{c}_i^k=d_i^k\cdot\bar{\mathbf{c}}_i^k,\tag{5}$$

其中，$IFFT(\cdot)$ 为快速傅里叶逆变换，且$\bar{\mathbf{c}}_i^k=\mathbf{F}^{-1}\mathbf{c}_i^k$是 $\mathbf{c}_i^k$ 的快速傅里叶逆变换（IFFT）。此外，$\mathbf{F}$ 表示快速傅里叶变换（FFT）矩阵，其定义为

$$\mathbf{F}=\frac{1}{\sqrt{N_c}}\begin{pmatrix}1 & 1 & \cdots & 1\\ 1 & W & \cdots & W^{(N_c-1)}\\ 1 & \vdots & \cdots & \vdots\\ 1 & W^{(N_c-1)} & \cdots & W^{(N_c-1)^2}\end{pmatrix},\tag{6}$$

其中 $W=e^{-j\frac{2\pi}{N_c}}$。NC 个已用码信道的叠加时域信号向量为

$$\mathbf{s}_i=\sum_{k=0}^{NC-1}d_i^k\bar{\mathbf{c}}_i^k.\tag{7}$$

式（7）对应的频域信号向量为

$$\bar{\mathbf{s}}_i=\mathbf{F}\mathbf{s}_i=\sum_{k=0}^{NC-1}d_i^k\mathbf{c}_i^k=\mathbf{C}_i\mathbf{d}_i,\tag{8}$$

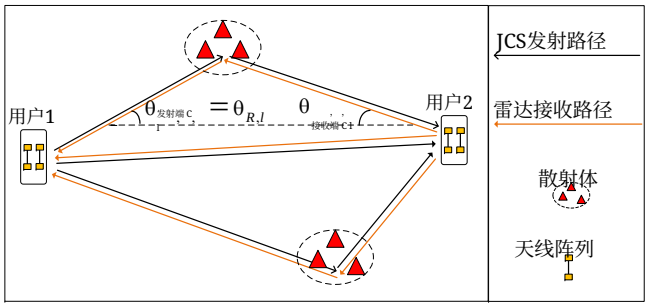


图3：统一联合通信与感知信道模型。用户1和用户2通过视距路径及若干非视距多径相互进行通信和雷达感知。

其中，$\mathbf{d}_i=\left[d_i^0,d_i^1,...,d_i^{NC-1}\right]^T$是信息符号向量，其第 k 个元素为通过第 k个码信道传输的信息符号；$\mathbf{C}_i=\left[\mathbf{c}_i^0,\mathbf{c}_i^1,...,\mathbf{c}_i^{NC-1}\right]$ 是由 NC 个 DSSS 码堆叠而成的码本矩阵。我们假设所有子载波符号相互独立且具有相同的功率 P_s，即 $E\left[d_i^{j_1}\left(d_i^{j_2}\right)^*\right]=0$，对于 $j_1\neq j_2$；否则，$E\left[d_i^{j_1}\left(i^{j_2}\right)^*\right]=P_s$，那么 $\bar{\mathbf{s}}_i$ 的每个子载波符号的功率为 $NC\times P_s$。因此，$\frac{\bar{\mathbf{s}}_i}{\sqrt{NC}}$是归一化信号向量，其中所有元素的功率均与$\mathbf{d}_i$的元素相同。CD-OFDM频域符号是若干信息符号的线性叠加，这些信息符号经码本矩阵扩频到一定数量的子载波上。利用码本的正交性，可以获得码分复用增益。

C. 统一联合通信与感知信道模型

JCS信道模型是对联合通信与感知信号的发送和接收过程进行建模的基础。多输入多输出通信信道模型与雷达信道模型彼此相关，形式也相似 [10], [20]。如图3所示，通信信道是单向发送信道，而雷达信道是双向信道，由发送信道和反射信道组成。此外，在联合通信与感知应用中，用户1和用户2之间存在一条较强的视距路径。雷达信道的时延是通信信道的两倍，因此，考虑到雷达截面（RCS）会带来额外衰落，联合通信与感知的通信信道和雷达信道的平均功率及相位变化也彼此相关。

然而，据我们所知，目前仍没有这样的联合通信与感知多输入多输出信道模型，能够通过详细表达式明确展示衰落系数、平均功率、时延和多普勒之间的全面定量关系，而这对于更好地建模联合通信与感知传播过程是必要的。本节拟提出一种能够解决这一问题的联合通信与感知多输入多输出信道模型。

均匀线性阵列的导向向量表示如下：

$$\mathbf{a}_M(\theta)=\left[1,e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta},...,e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d\sin\theta}\right]^T,\tag{9}$$

其中，θ 是到达角（AoA）或离开角（AoD），λ 是载波波长，d 是天线单元

$$\bar{h}_{C,21,i}(m\Delta f)=\mathbf{w}_{RX,C}^{H}\left(\sum_{l=0}^{L-1}b_{C,l}e^{j2\pi f_{d,c,l}(\tau_{C,l}+iT_s)}e^{-j2\pi m\Delta f\tau_{C,l}}\mathbf{a}_N\left(\theta_{RX,C,l}\right)\mathbf{a}_M^T\left(\theta_{TX,C,l}\right)\right)\mathbf{w}_{TX}^{*}, \tag{18}$$

$$\bar{h}_{R,12,i}(m\Delta f)=\mathbf{w}_{RX,R}^{H}\left(\sum_{l=0}^{L-1}b_{R,l}e^{j2\pi f_{d,R,l}(\tau_{R,l}+iT_s)}e^{-j2\pi m\Delta f\tau_{R,l}}\mathbf{a}_N\left(\theta_{R,l}\right)\mathbf{a}_M^T\left(\theta_{R,l}\right)\right)\mathbf{w}_{TX}^{*}, \tag{19}$$

间距， M 是天线单元的数量。不失一般性，设 $d=\lambda/2$。

C_1通信和雷达信道响应,2以及 $R_{1,2}$ 对于第 i 个码分正交频分复用或正交频分复用符号可分别表示为 [10]

$$h_{C,12,i}\left(t\right)=\mathbf{w}_{RX,C}^{H}\left(\mathbf{H}_{C,12,i}(t)\right)\mathbf{w}_{TX}^{*}, \tag{10}$$

and

$$h_{R,12,i}\left(t\right)=\mathbf{w}_{RX,R}^{H}\left(\mathbf{H}_{R,12,i}\left(t\right)\right)\mathbf{w}_{TX}^{*}, \tag{11}$$

其中，$\mathbf{w}_{TX}$ 是归一化的联合通信与感知发射波束成形向量，由通信信道和雷达信道共享；$\mathbf{w}_{RX,C}$ 和 $\mathbf{w}_{RX,R}$ 分别是归一化的通信和雷达接收波束成形向量。此外，$\mathbf{H}_{C,12,i}$ (*t*) 和 $\mathbf{H}_{R,12,i}$(*t*) 分别是通信和雷达响应矩阵，可表示为

$$\mathbf{H}_{C,12,i}\left(t\right)=\sum_{l=0}^{L-1}b_{C,l}e^{j2\pi f_{d,C,l}(t+iT_s)}\mathbf{a}_N(\theta_{RX,C,l})\,\mathbf{a}_M^T(\theta_{TX,C,l})\times\delta\left(t-\tau_{C,l}\right), \tag{12}$$

and

$$\mathbf{H}_{R,12,i}\left(t\right)=\sum_{l=0}^{L-1}b_{R,l}e^{j2\pi f_{d,R,l}(t+iT_s)}\mathbf{a}_N\left(\theta_{R,l}\right)\mathbf{a}_M^T\left(\theta_{R,l}\right)\times\delta\left(t-\tau_{R,l}\right), \tag{13}$$

分别为，其中 l 是多径的索引， $l=0$是视距路径的索引， L 是多径数量，$b_{C、l}$ 和 $b_{R、l}$ 分别是第*l*条通信多径和雷达多径的复数衰落因子，其中$b_{C、0}=\frac{\lambda}{(4\pi R_0)}\times 1$、$b_{C、l}=\frac{\lambda}{(4\pi R_l)}\times b_l\ (l=1,\ 2,\ ...,\ L-1)$ [21], $b_{R、l}=\sqrt{\frac{\lambda^2}{4\pi}}\left(\right)^{3}R_l{}^{4}\times b_{r、l}\ (l=0,\ 1,\ ...,\ L-1)$ [11]、[22]、b_l 和 $b_{r、l}$ 分别是通信多径的小尺度衰落和雷达截面（RCS），R_l 是第*l*条多径的长度，R_0 是视距路径的长度，b_l 和$b_{r、l}$ 是独立同分布（i.i.d.）随机变量，服从均值为零、方差为$\sigma_{c、l}^2$ 和 $\sigma_{r、l}^2$的复数高斯分布，$\theta_{RX、C、l}$和 $\theta_{TX、C、l}$ 分别是第*l*条多径的通信到达角和出发角，$\mathbf{a}_N\ (\theta_{RX、C、l})$ 和 $\mathbf{a}_M\ (\theta_{TX、C、l})$ 分别是第 *l*条多径的通信接收和发射导向向量，$f_{d、C、l}$ 和 $f_{d、R、l}$ 分别是第 *l*条通信多径和雷达多径的多普勒频移，$\tau_{C、l}$ 和 $\tau_{R、l}$ 分别是第*l*条通信多径和雷达多径的时延。这里，

$$f_{d,C,l}=\frac{v_{rel}}{c_0}f_c, \tag{14}$$

$$f_{d,R,l}=\frac{2v_{rel}}{c_0}f_c, \tag{15}$$

$$\tau_{C,l}=\frac{R_l}{c_0}, \tag{16}$$

and

$$\tau_{R,l}=\frac{2R_l}{c_0}. \tag{17}$$

其中 v_{rel} 是MTC用户1和用户2之间的径向相对速度， c_0 是光速， f_c 是载波频率。

注意，由于通信和雷达功能共享相同的收发器和发射波束，$\theta_{TX,C,l}=\theta_{R,l}$ 成立。此外，可以看出， R_l 建立了 $\tau_{C,l}$, $\tau_{R,l}$, $b_{C,l}$ 与 $b_{R,l}$ 之间的定量联系，这表明联合通信与感知通信信道的大尺度功率衰落与雷达信道的大尺度功率衰落成正比，比例因子为 $4\pi R_l^2$，这是因为雷达信号的传播距离和时延均为通信信号的两倍。反射信道衰落和雷达截面是联合通信与感知通信信道和雷达信道之间主要的不同衰落因素。由于信道互易性 [17], C_2,1, H$_{C}$,21,$_{i}$(*t*) 的信道响应矩阵等于 H$_{C}$,12,$_{i}$(*t*) 的转置。因此，h_{C},12,$_{i}$(*t*) = h_{C},21,$_{i}$(*t*) 成立，其中 h_{C},21,$_{i}$(*t*) 是 C_2,1 按照式 (10) 表示的信道响应。

将 (12) 和 (13) 代入 (10) 和 (11)，然后分别对 (10) 和 (11) 应用傅里叶变换，即可得到如 (18) 和 (19) 所示的 JCS 信道频域响应。一方面，必须先估计 (18) 中的通信 CSI，以均衡通信信道失真 [23]。另一方面，雷达检测旨在通过处理 (19) 中的雷达信道信息，估计反射信号的多普勒频移和时延；该信息由接收雷达信号与已知发射信号之间的相关性获得 [20], [24]。

III. JCS 信号处理

JCS CD-OFDM 信号的处理流程如图4所示。这里以用户1的信号处理过程为例进行说明，用户2与用户1采用相同的处理流程。用户1首先将雷达回波信号视为小干扰，对用户2的通信信号进行解调。随后，利用已知 CSI 恢复用户2的通信信号，并将其从叠加信号中消除。最后，仅当通信解调不存在错误时，剩余信号才是雷达信号和加性高斯白噪声（AWGN）。显然，通信解调的误码率（BER）和信干噪比均会直接影响 JCS 雷达检测的准确性。

与传统OFDM联合通信感知系统相比，码分处理可带来码分复用增益，使所提出的 CD-OFDM JCS系统能够提高可靠性，并在低信干噪比区域工作。此外，可靠性的提升能够大幅抑制误差传播，进一步确保IBFD雷达感知性能。

A. 通信解调与雷达信号获取

用户1接收到的第 i个频域码分正交频分复用符号向量为[3]

$$\mathbf{y}_i^{mc} = \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{C,21,i}\frac{\sqrt{P_2}\bar{\mathbf{s}}_i^{k_2}}{\sqrt{NC_2}}}_{\text{communication signal}} + \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{R,12,i}\frac{\sqrt{P_1}\bar{\mathbf{s}}_i^{k_1}}{\sqrt{NC_1}}}_{\text{radar echo}} + \bar{\mathbf{n}}_i, \quad (20)$$

其中，$\bar{\mathbf{n}}_i$ 表示均值为零、协方差为$\sigma_n^2\mathbf{I}_{Nc}$的复值同信道通信干扰与噪声（干扰加噪声），$\bar{\mathbf{s}}_i^{k_2}$表示机器型通信用户2发送的通信感知一体化码分正交频分复用通信符号，$\bar{\mathbf{s}}_i^{k_1}$表示机器型通信用户1接收的通信感知一体化码分正交频分复用雷达回波符号，$\frac{1}{\sqrt{NC_1}}$ 和 $\frac{1}{\sqrt{NC_2}}$ 均为归一化因子，用于确保单位发射功率，如第二节第 II-B 节所示；雷达回波被视为对机器型通信用户1通信解调造成的小幅同信道干扰。此处，

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{s}}_i^{k_1} &= \mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{d}_i^{k_1}\\ \bar{\mathbf{s}}_i^{k_2} &= \mathbf{C}_i^{k_2}\mathbf{d}_i^{k_2}\end{aligned}, \quad (21)$$

其中，$\mathbf{d}_i^{k_1}$和$\mathbf{d}_i^{k_2}$分别表示机器类通信用户1和用户2的信息符号向量，$\mathbf{C}_i^{k_1}$和$\mathbf{C}_i^{k_2}$分别表示机器类通信用户1和用户2的直接序列扩频码矩阵，$\bar{\ }$ $\bar{\ }$二者均在第二节第 II-B 节中给出。$\mathbf{H}_{C,21,i}$ 和$\mathbf{H}_{R,12,i}$分别表示频域通信感知一体化通信和雷达信道响应。此外，

$$\bar{\mathbf{H}}_{C,21,i} = diag\left(\bar{\mathbf{h}}_{C,21,i}\right), \quad (22)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_{R,12,i} = diag\left(\bar{\mathbf{h}}_{R,12,i}\right), \quad (23)$$

其中

$$\bar{\mathbf{h}}_{C,21,i} = \left[\bar{h}_{C,21,i}(0), \bar{h}_{C,21,i}(\Delta f), ..., \bar{h}_{C,21,i}((N_c-1)\Delta f)\right]^T,$$

and

$$\bar{\mathbf{h}}_{R,12,i} = \left[\bar{h}_{R,12,i}(0), \bar{h}_{R,12,i}(\Delta f), ..., \bar{h}_{R,12,i}((N_c-1)\Delta f)\right]^T.$$

$\bar{\ }$将式（20）两边左乘$\mathbf{H}_{C,21,i}$的逆矩阵，即 $\bar{\mathbf{H}}_{C}^{-1}{}_{,21,i}$，并将式（21）代入式（20），则有

$$\bar{\mathbf{y}}_i^{mc} = \frac{\sqrt{P_2}\mathbf{C}_i^{k_2}\mathbf{d}_i^{k_2}}{\sqrt{NC_2}} + \bar{\mathbf{H}}_{C,21,i}^{-1}\left(\bar{\mathbf{H}}_{R,12,i}\frac{\sqrt{P_1}\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{d}_i^{k_1}}{\sqrt{NC_1}} + \bar{\mathbf{n}}_i\right). \quad (24)$$

[3]该表述是从用户1的角度出发的。用户2的观点与用户1相反。用户2的理论结果也采用相同的分析步骤。

使用码信道矩阵的厄米矩阵 $\mathbf{C}_i^{k_2}$对（24）进行解扩，可得解扩后的通信信号：

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{y}}_i^{mc} &= \sqrt{\frac{NC_2}{P_2}}\left(\mathbf{C}_i^{k_2}\right)^H\bar{\mathbf{y}}_i^{mc}\\ &= \mathbf{d}_i^{k_2} + \underbrace{\sqrt{\frac{NC_2}{P_2}}\left(\mathbf{C}_i^{k_2}\right)^H\bar{\mathbf{H}}_{C,21,i}^{-1}\left(\bar{\mathbf{H}}_{R,12,i}\frac{\sqrt{P_1}\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{d}_i^{k_1}}{\sqrt{NC_1}} + \bar{\mathbf{n}}_i\right)}_{\text{interference}}.\end{aligned} \quad (25)$$

然后，可以检测发射通信符号向量$\mathbf{d}_i^{k_2}$。我们用$\hat{\ }\mathbf{d}_i^{k_2}$表示与$\mathbf{d}_i^{k_2}$对应的检测符号。

与传统OFDM联合通信感知系统相比，所提出的CD-OFDM JCS系统的码分复用增益能够抑制噪声和多址干扰（MAI）。需要注意的是，联合通信与感知场景中的MAI包括同信道通信干扰，以及占用同一频带的雷达回波信号。MTC用户1的CD-OFDM JCS通信接收机的码分复用增益表示为[25]

$$\eta_C = \frac{N_c}{NC_2}. \quad (26)$$

B. 码分正交频分复用雷达信号处理

获得解调后的通信符号后，我们可以从接收叠加信号$\mathbf{y}_i^{mc}$中移除通信信号，然后得到第 i个雷达回波信号，其可表示为

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{d}}_{RX,i}^{k_1} &= \mathbf{y}_i^{mc} - \bar{\mathbf{H}}_{C,21,i}\frac{\sqrt{P_2}\mathbf{C}_i^{k_2}\hat{\mathbf{d}}_i^{k_2}}{\sqrt{NC_2}}\\ &= \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{R,12,i}\frac{\sqrt{P_1}\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{d}_i^{k_1}}{\sqrt{NC_1}}}_{\text{radar echo}} + \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{C,21,i}\frac{\sqrt{P_2}\mathbf{C}_i^{k_2}\bar{\mathbf{e}}_i}{\sqrt{NC_2}} + \bar{\mathbf{n}}_i}_{\text{error and IPN}},\end{aligned} \quad (27)$$

其中，$\bar{\mathbf{e}}_i = \mathbf{d}_i^{k_2} - \hat{\ }\mathbf{d}_i^{k_2}$是通信解码误差。注意，$\mathbf{n}_i$ 会影响通信解调和雷达感知，而通信解码误差会直接对雷达感知造成干扰。这表明，高通信可靠性是实现高雷达检测性能的前提。由于码分正交频分复用 JCS处理具有码分复用增益，其误差传播功率低于正交频分复用 JCS处理。第三节-D对此进行了说明。

多载波雷达检测需要 M_s 个已发送和接收的JCS符号。我们假设所有 M_s 个符号均使用相同的DSSS码本$\mathbf{C}_i^{k_1}$和$\mathbf{C}_i^{k_2}$进行解调。然后，可将式（27）堆叠为如下矩阵表达式：

$$\bar{\mathbf{D}}_{RX}^{k_1} = \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{R,12}\odot\frac{\sqrt{P_1}\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{D}^{k_1}}{\sqrt{NC_1}}}_{\text{radar echo}} + \underbrace{\bar{\mathbf{H}}_{C,21}\odot\frac{\sqrt{P_2}\mathbf{C}_i^{k_2}\bar{\mathbf{E}}}{\sqrt{NC_2}} + \bar{\mathbf{N}}}_{\text{error and IPN}}, \quad (28)$$

其中，$\odot$ 表示Hadamard积，$\bar{\ }\mathbf{D}_{RX}^{k_1}$、$\mathbf{D}^{k_1}$、$\bar{\ }\mathbf{H}_{R,12}$、$\bar{\ }$ $\bar{\ }$ —— $\mathbf{H}_{C,21}$、$\mathbf{E}$ 和$\mathbf{N}$ 分别由 $\{\bar{\ }\mathbf{d}_{RX,i}^{k_1}\}_{i=0}^{M_s-1}$、$\{\mathbf{d}_i^{k_1}\}_{i=0}^{M_s-1}$、

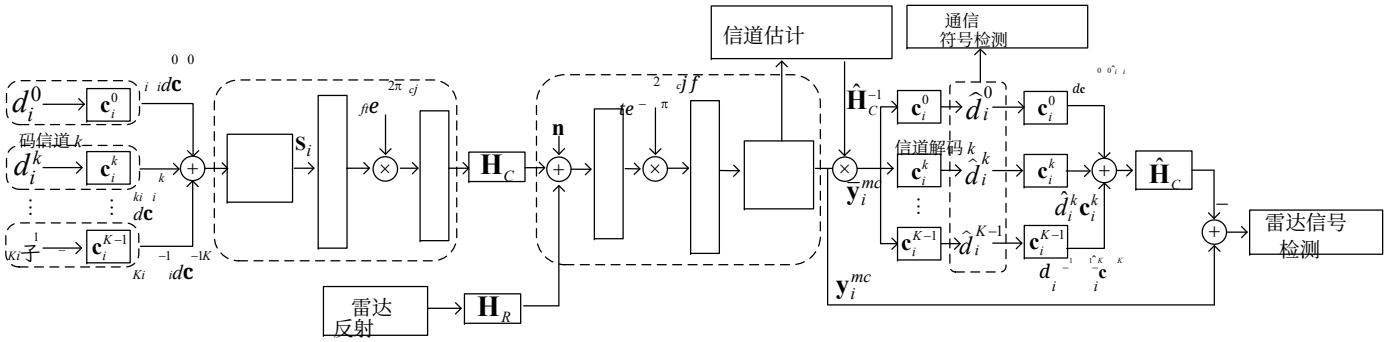


图4：码分正交频分复用联合通信与感知信号处理示意图。

$\{\bar{\mathbf{h}}_{R,12,i}\}_{i=0}^{M_s-1}$、$\{\bar{\mathbf{h}}_{C,21,i}\}_{i=0}^{M_s-1}$、$\{\mathbf{e}_i\}_{i=0}^{M_s-1}$和$\{\mathbf{n}_i\}_{i=0}^{M_s-1}$堆叠而成，维度为 $N_c \times M_s$。注意，$\mathbf{D}^{k_1}$ 既是用户1发送的联合通信与感知通信符号，也是雷达感知参考符号；感知处理不会降低通信性能，因为雷达回波信号是通信波束的反射，而在传统的码分正交频分复用和正交频分复用独立通信系统中也存在这种反射。

根据 $\bar{\mathbf{D}}_{RX}^{k_1}$ 和 $\bar{\mathbf{D}}_{TX}^{k_1}$ 之间的相位方差，可以检测用户1与用户2之间的多普勒频移和距离 [12]。这里，我们感兴趣的多普勒频移和时延分别为$f_{d,R,0}$ 和$\tau_{R,0}$，如式（15）和式（17）所示，它们都是视距路径的参数。$\bar{\mathbf{D}}_{RX}^{k_1}$ 与 $\bar{\mathbf{D}}_{TX}^{k_1}$ 的复数值逐元素相除可表示为

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{D}}_{div} &= \frac{\bar{\mathbf{D}}_{RX}^{k_1}}{\bar{\mathbf{D}}_{TX}^{k_1}} \\ &= \bar{\mathbf{H}}_{R,12} + \frac{\sqrt{(NC_1)}\,\bar{\mathbf{N}}}{\sqrt{P_1}\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{D}^{k_1}} + \sqrt{\frac{NC_1P_2}{NC_2P_1}}\frac{\bar{\mathbf{H}}_{C,21}\odot\mathbf{C}_i^{k_2}\bar{\mathbf{E}}}{\mathbf{C}_i^{k_1}\mathbf{D}^{k_1}},\end{aligned} \tag{29}$$

其中$\mathbf{H}_{R,12}$ 包含多普勒和时延的准确信息，最后两项分别是串行干扰消除产生的噪声和误差传播。这里，频域符号之间的相除等价于时域中的相关运算，$\mathbf{D}_{div}$ 是发射的联合通信与感知信号与接收的回波信号之间的相关矩阵，且$\mathbf{H}_{R,12}$ 可表示为

$$\bar{\mathbf{H}}_{R,12} = \mathbf{A}\odot\left(\mathbf{k}_R\mathbf{k}_D^T\right), \tag{30}$$

其中$\mathbf{A}$ 是雷达信道衰落矩阵，其第 (m,i) 个元素表示 m 号子载波在第i个CD-OFDM符号上的衰落，$\mathbf{k}_R(m) = \exp(-j2\pi m\Delta f\tau_{R,0})$，且$\mathbf{k}_D(i) = \exp(j2\pi iT_sf_{d,R,0})$。注意，$\bar{\mathbf{D}}_{TX}^{k_1}$不能含有元素0，否则相移矩阵$\mathbf{D}_{div}$ 将不存在，进而无法进行雷达检测。这里，我们证明 NC_1和 NC_2都应为奇数，以确保 $\bar{\mathbf{D}}_{TX}^{k_1}$不含元素0，这包含在**定理1**中。

定理1. CD-OFDM符号为 $\bar{\mathbf{d}}_{TX,i}^{k} = \mathbf{C}_i^k\mathbf{d}_i^k$，其中$\mathbf{C}_i^k$是维度为 $N_c \times NC$ 的沃尔什-哈达玛码本，N_c是子载波数量，NC是码信道数量，$\mathbf{C}_i^k$ 的每个元素都属于集合 $\{+1,-1\}$，而$\mathbf{d}_i^k$ 是采用 M进制正交幅度调制（QAM）星座调制的符号向量只有当 NC 为奇数时，$\bar{\mathbf{d}}_{TX,i}^{k}$ 才不会包含元素 0。

证明。证明见附录A。 □

注意，$\mathbf{k}_R$ 和$\mathbf{k}_D$ 分别是快速傅里叶变换和快速傅里叶逆变换向量。分别对$\mathbf{D}_{div}$的每一列和每一行进行快速傅里叶逆变换和快速傅里叶变换后，我们可以在变换后矩阵[12]的模值峰值处得到多普勒频移和时延。

i列的快速傅里叶逆变换$\mathbf{D}_{div}$ 和$\mathbf{D}_{div}$ m行的快速傅里叶变换分别为

$$\begin{aligned}&\bar{\mathbf{D}}_{i,IFFT}(q) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_c}}\sum_{m=0}^{N_c-1}\mathbf{k}_D(i)\,\mathbf{A}(m,i)\,\mathbf{k}_R(m)\exp\left(j\frac{2\pi}{N_c}qm\right)+\bar{w}_{i,q},\end{aligned} \tag{31}$$

and

$$\begin{aligned}&\bar{\mathbf{D}}_{m,FFT}(l) \\ &= \frac{1}{\sqrt{M_s}}\sum_{i=0}^{M_s-1}\mathbf{k}_R(m)\,\mathbf{A}(m,i)\,\mathbf{k}_D(i)\exp\left(-j\frac{2\pi}{M_s}li\right)+\bar{w}_{m,l},\end{aligned} \tag{32}$$

分别地，其中 $q=0,\ 1,\ .....,\ N_c-1$ $l=0,\ 1,\ .....,\ M_s-1$ $\bar{w}_{i,q}$ 和 $\bar{w}_{m,l}$ 均为噪声和误差项的快速傅里叶变换，其功率与噪声和误差之和的功率相同。这里，快速傅里叶变换和快速傅里叶逆变换操作等价于匹配滤波器。令$ind_{d,m}$ 和 $ind_{R,i}$ 分别表示$\mathbf{D}_{m,FFT}$和$\mathbf{D}_{i,IFFT}$的模值峰值的索引，可通过一维搜索获得，如下所示

$$ind_{d,m} = \lfloor f_{d,R,0}T_sM_s\rfloor,\ ind_{d,m} = 0,1,...,M_s-1, \tag{33}$$

$$ind_{R,i} = \lfloor \tau_{R,0}B\rfloor,\ ind_{R,i} = 0,1,...,N_c-1, \tag{34}$$

其中 $B=\Delta f\cdot N_c$ 为收发机的带宽。

先对$\mathbf{D}_{div}$ 的每一列进行快速傅里叶逆变换，再对变换后矩阵的每一行进行快速傅里叶变换，即可得到雷达图像矩阵；雷达图像矩阵模值峰值的两个坐标分别为$ind_{d,m}$ 和$ind_{R,i}$。根据式（33）和式（34），可以得到用户1和用户2之间的时延$\tau_{R,0}$以及多普勒频移$f_{d,R,0}$。随后，用户1和用户2之间的距离和径向相对速度可分别表示为

as

$$R_0 = \frac{\tau_{R,0}c_0}{2}, \tag{35}$$

$$P_{\bar{e}}(\sigma)=E\{|\bar{e}|^2\}=\sum_{r_1,r_2}^{\sqrt{M}}p_d(s_{r_1})\,p_d(s_{r_2})\times\left[\sum_{r_1',r_2'=1}^{\sqrt{M}}p_{r_1',r_1}(\sigma)\,p_{r_2',r_2}(\sigma)\left(\left|s_{r_1}-s_{r_1'}\right|^2+\left|s_{r_2}-s_{r_2'}\right|^2\right)\right],\tag{39}$$

表 I：仿真参数

参数 条目	值	描述
N_c	1024	子载波数量
M_s	1024	使用的数量 每个雷达的 CD-OFDM 帧数 检测
B	122.88 兆赫	总带宽
Δf	120 kHz	子载波间隔 带宽
P_1	1 W	MTC的发射功率 用户1
P_2	1 W	MTC的发射功率 用户2
T	8.33 μs	每个CD-OFDM 符号
T_g	1.43 μs	保护间隔
T_s	9.77 μs	每个码分正交频分复用的时间 帧
f_c	24 吉赫兹	载波频率
M	16	天线数量 发射端 TxA 的元素
N	16	天线单元数量 RxA 的
L	2	多径数量
R_0	100 米	两个 MTC 设备之间的距离 MTC 设备
v_{rel}	15 米/秒	两者之间的相对速度 两个 MTC 设备
$\theta_{R,0}$	0	TxA 的出发角和到达角 以及 JCS MTC 用户1的 RxA
$\theta_{RX,C,0}$	0	TxA的出发角和到达角 以及JCS MTC用户2的RxA

and

$$v_{rel}=\frac{f_{d,R,0}c_0}{2f_c}.\tag{36}$$

C. OFDM联合通信与感知信号处理

码分正交频分复用联合通信与感知信号处理方法与OFDM联合通信与感知信号处理兼容。如第二节、III-A节和III-B节所示，我们提出的CD-OFDM JCS系统通过将信息符号预编码为一定数量的子载波符号，实现了码分复用增益。按照III-A节和III-B节所述，我们可以通过修改OFDM收发器的基带信号处理软件来实现所提出的CD-OFDM JCS系统，而无需更改OFDM射频（RF）前端。因此，通过将DSSS预编码矩阵$\mathbf{C}_i^{k_1}$和$\mathbf{C}_i^{k_2}$修改为单位矩阵，我们的CD-OFDM JCS系统即可等效于OFDM联合通信与感知系统。以下介绍使CD-OFDM JCS系统与OFDM联合通信与感知系统兼容所需的软件修改细节。

将$\mathbf{C}_i^{k_1}$和$\mathbf{C}_i^{k_2}$均替换为单位矩阵，即$\mathbf{I}_{N_c}$，令$\mathbf{d}_i^{k_1}$和$\mathbf{d}_i^{k_2}$均为维度为$N_c\times1$的信息向量，并将 $\frac{1}{\sqrt{NC_1}}$ 和 $\frac{1}{\sqrt{NC_2}}$ 均设为1，则 OFDM JCS 信号处理方法与该处理流程与第 III-A 节和第 III-B 节中的处理流程相同。图 2 所示的 DSSS 开关模块用于确定采用码分正交频分复用还是 OFDM JCS 处理方法。

设 γ_{OF} 表示机器型通信用户1在各个子载波符号上接收到的OFDM JCS处理信干噪比，则同一子载波符号上的码分正交频分复用JCS处理信干噪比 γ_{CD} 为

$$\gamma_{CD}=\eta_C\gamma_{OF},\tag{37}$$

其中，η_C 为式（26）中给出的码分复用。

D. 错误传播分析

如（28）和（29）所示，误差传播项 $\mathbf{E}$ 会影响检测准确率。本节分析码分正交频分复用和兼容正交频分复用联合通信与感知信号处理的误差传播性能。

由于（28）中$\mathbf{E}$ 的所有元素都是独立同分布变量，我们用 $\bar{e}$ 表示$\mathbf{E}$的典型元素。正如第 II-B 节所示，$\mathbf{C}_i^{k_2}\mathbf{E}/\sqrt{NC_2}$的所有元素都与 $\bar{e}$服从相同的分布。我们关注 $|\bar{e}|^2$ 的期望，即 $E\{|\bar{e}|^2\}$。

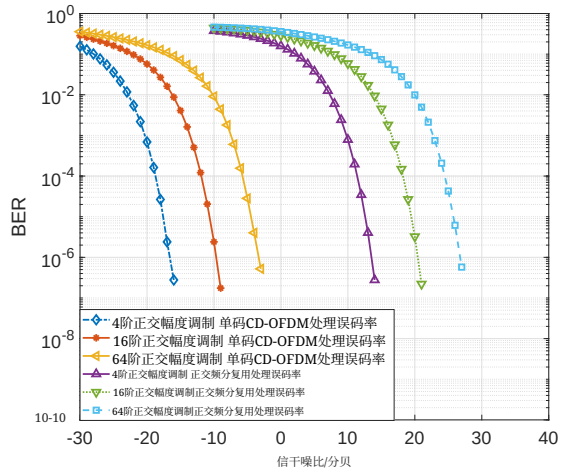
M-QAM星座图等于两个正交且相互独立的脉冲幅度调制（PAM）的组合，即同相和正交PAM，其中每个PAM星座包含 $\sqrt{M}$ 个功率相同的符号。我们用a 表示PAM星座的符号间隔，用$\mathbb{S}_{PAM}=\{s_1,s_2,...,s_{\sqrt{M}}\}$表示脉冲幅度调制符号集，并用 $d_c,d_q\in\mathbb{S}_{PAM}$分别表示同相分量和正交分量。这里，我们采用单位功率归一化的 M-QAM星座图来分析误差传播功率，因此，$E\left[{d_c}^2\right]=E\left[{d_q}^2\right]=0.5$。

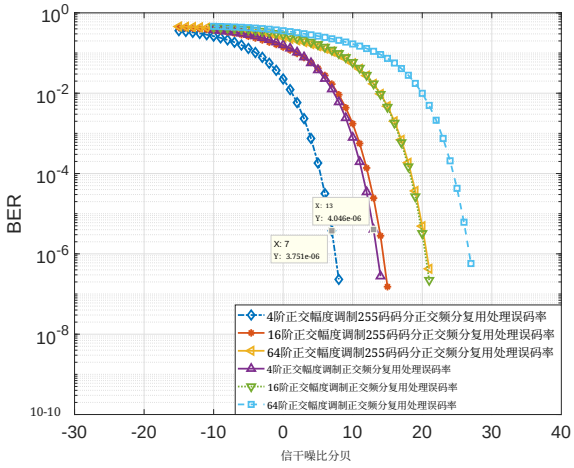
若发送码为 s_r，且下标为 $r=1,...,\sqrt{M}$，则接收符号服从高斯分布 $N(s_r,\sigma^2)$，其中 σ^2为方差。应用最大似然检测后，对应的解码符号落入 $s_{r'}$ 的概率为 [25]

$$p_{r',r}(\sigma)=\begin{cases}1-Q\left(\frac{s_{r'}-s_r+a/2}{\sigma}\right) & ,\ r'=1\\ Q\left(\frac{s_{r'}-s_r-a/2}{\sigma}\right) & ,\ r'=\sqrt{M}\\ Q\left(\frac{s_{r'}-s_r-a/2}{\sigma}\right)-Q\left(\frac{s_{r'}-s_r+a/2}{\sigma}\right) & ,\ else\end{cases},\tag{38}$$

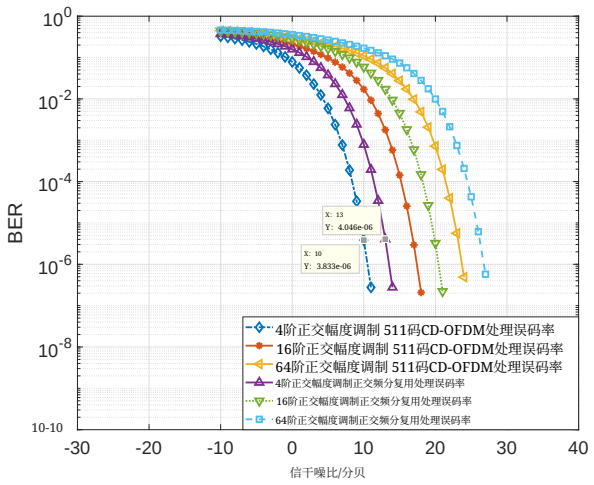
其中 $Q(\cdot)$ 为 Q 函数，$r'=1$ 和 $r'=\sqrt{M}$分别表示解码符号为边缘脉冲幅度调制星座符号的情况。当 $r'=r$ 时，解码成功；否则，错误功率为 $|\bar{e}|^2=|s_r-s_{r'}|^2$。

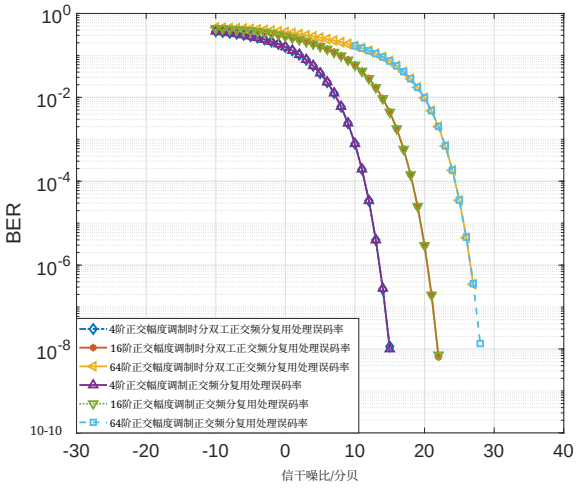
通常，d_c 和 d_q 是服从离散均匀分布的独立同分布变量。我们用 $p_d(\cdot)$表示 d_c 和 d_q的概率密度函数。假设 $d_c=s_{r_1}$和 $d_q=s_{r_2}$，相应的解码符号分别为$\hat{}\,\hat{}d_c=s_{r_1'}$和 $d_q=s_{r_2'}$。那么，CD-OFDM JCS系统的平均误差传播功率可表示为





（a）单码信道码分正交频分复用联合通信与感知的误码率仿真结果（b）255码信道码分正交频分复用联合通信与感知处理相对于正交频分复用联合通信与感知处理的误码率仿真结果





（c）511码信道联合通信与感知码分正交频分复用的误码率仿真结果（d）时分双工正交频分复用联合通信与感知处理相对于正交频分复用联合通信与感知处理的处理结果

图5：误码率仿真结果随通信信干噪比的变化。

(39)，该式通过遍历所有发射符号和解码符号的组合得到。

CD-OFDM 和 OFDM 联合通信与感知信号处理的干扰加噪声方差分别为

$$\sigma_{CD}^2 = E\left[d_c^2\right]/\gamma_{CD} \quad \sigma_{OF}^2 = \text{and 。} E\left[d_c^2\right]/\gamma_{OF}$$

随后，CD-OFDM 和 OFDM JCS处理的平均误差传播功率分别为 $P_{\bar{e}}$（σ_{CD}）和 $P_{\bar{e}}$（σ_{OF}）。这里，$P_{\bar{e}}$（σ_{CD}）和 $P_{\bar{e}}$（σ_{OF}）均由式（39）表示。由于 CD-OFDM JCS处理具有码分复用增益，因此其干扰加噪声方差小于 OFDM JCS处理，从而带来更低的误码率。因此，与 OFDM JCS处理相比，CD-OFDM JCS处理能够抑制误差传播。

IV. 仿真与数值结果

我们考虑两个 MTC JCS 设备沿同一直线、同一方向移动的基本情形，以展示 CD-OFDM JCS系统的性能。仿真参数列于表 I。假设 RxA 和 TxA 的天线间距为半个波长。首先，根据式 (18) 和式 (19) 生成通信和雷达感知的信道状态矩阵。随后，按照第三节所示进行 JCS 信号处理。

本节展示所提出的CD-OFDM JCS系统和OFDM JCS系统的联合通信与感知性能仿真及数值结果。由于所提出的CD-OFDM JCS系统能够实现第三节-C所示的OFDM JCS处理，因此本节中“CD-OFDM和OFDM JCS处理”的性能曲线均可由所提出的CD-OFDM JCS系统实现。作为对比，我们引入了 [10]中的时分双工OFDM联合通信与感知系统，并展示其联合通信与感知仿真性能。在该系统中，每个指定时隙只有一个联合通信与感知设备发送联合通信与感知信号，且相互干扰

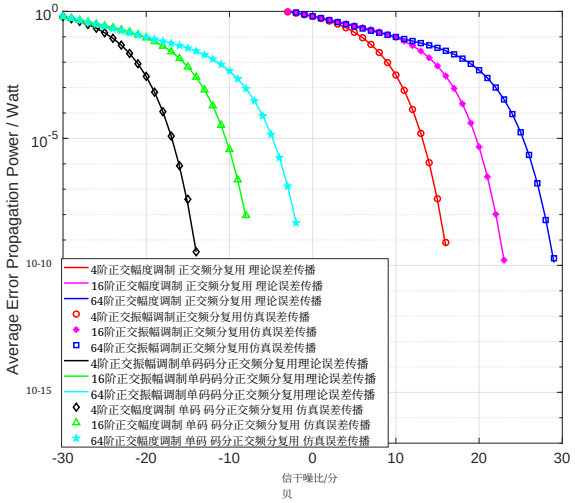


图6：4阶、16阶和64阶正交幅度调制下单码CD-OFDM与OFDM联合通信与感知处理的归一化AEPP。

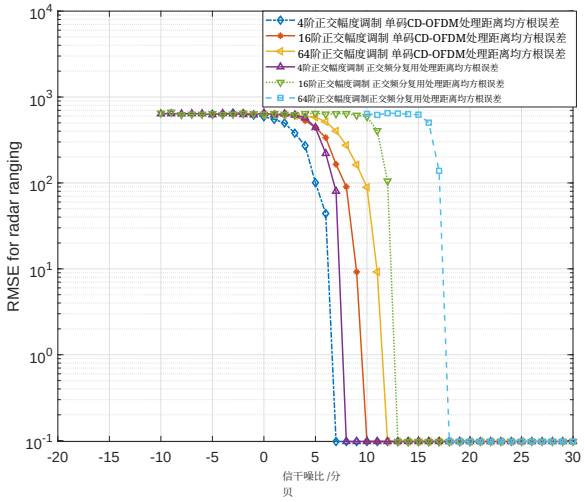


图8：单码信道CD-OFDM联合通信与感知处理与OFDM联合通信与感知处理的雷达测距均方根误差

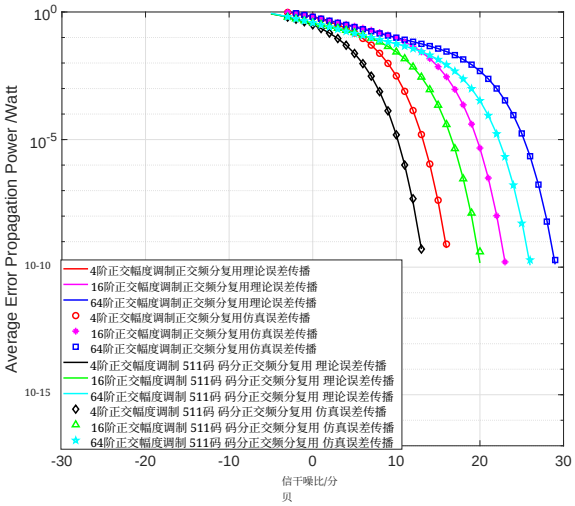


图7：4阶、16阶和64阶正交幅度调制下511码与OFDM联合通信与感知处理的归一化AEPP。

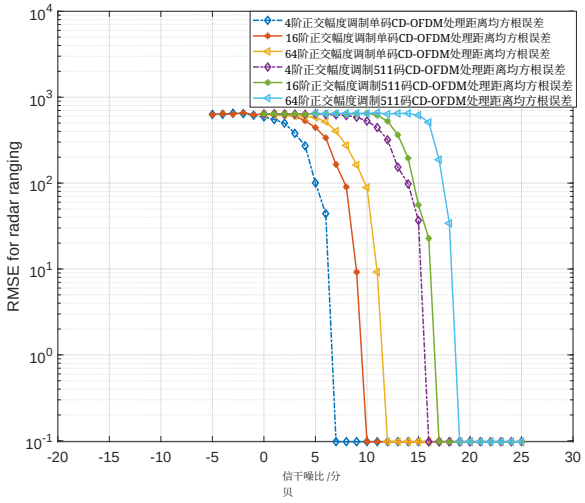


图9：单码信道与511码信道CD-OFDM联合通信与感知处理的雷达测距均方根误差

通信信号与雷达回波信号之间的相互干扰得以避免。我们采用M进制QAM，并使用格雷码作为星座映射方法。

图5展示了所提出的码分正交频分复用和传统OFDM联合通信与感知系统的误码率仿真结果，验证了我们在第三节-A中的分析。从图5(a)、5(b)和5(c)可以看出，CD-OFDM JCS处理的误码率低于OFDM JCS处理，因为施加于联合通信与感知通信解调的多址干扰得到了抑制。当码信道数量为1、255和511时，根据公式(37)，码分复用增益的值分别约为 $10\times\log_{10}(1024)\approx 30.1$ 分贝、$10\times\log_{10}(\frac{1024}{255})\approx 6.03$ 分贝和 $10\times\log_{10}(\frac{1024}{511})\approx 3.02$ 分贝。从图5(d)可以看出，OFDM JCS处理和时分双工OFDM联合通信与感知处理的误码率近似相同。这是因为干扰雷达信号对通信解调造成的干扰远小于星座间距。总而言之，码信道数量的灵活配置使CD-OFDM JCS处理的码分复用增益可配置，从而使CD-OFDM JCS系统比OFDM联合通信与感知系统更可靠。联合通信与感知机器类型通信设备可以配置码分复用增益，以调整误码率并满足可靠性约束。

图6和图7展示了在单位发射功率归一化条件下，4阶、16阶和64阶正交振幅调制时，平均误差传播功率（AEPP）随通信信干噪比变化的数值结果和仿真结果。由图6和图7可得，与OFDM联合通信与感知处理相比，所提出的CD-OFDM JCS处理通过提供码分复用增益降低了AEPP。在相同AEPP约束下，单码信道和511码信道的CD-OFDM JCS处理分别比OFDM联合通信与感知处理具有30分贝和3分贝的信干噪比增益，

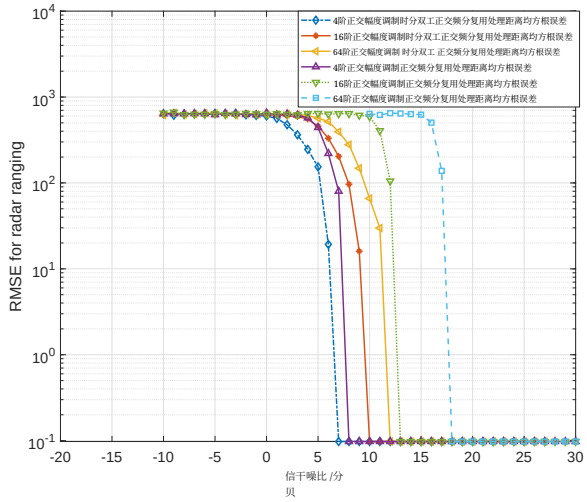


图10：OFDM联合通信与感知处理与时分双工OFDM联合通信与感知处理的雷达测距均方根误差

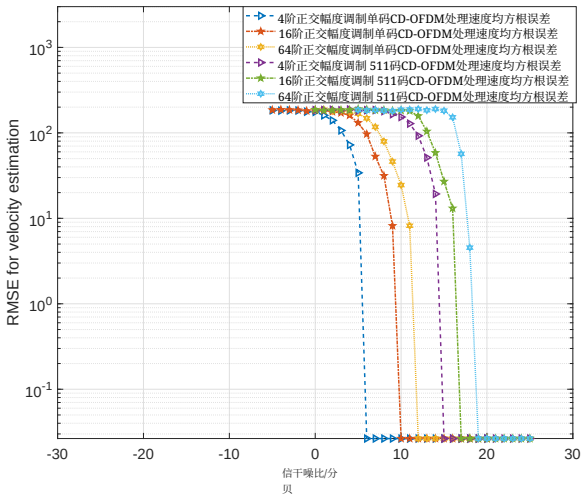


图 12：CD-OFDM JCS处理中单码信道与511码信道的速度估计均方根误差

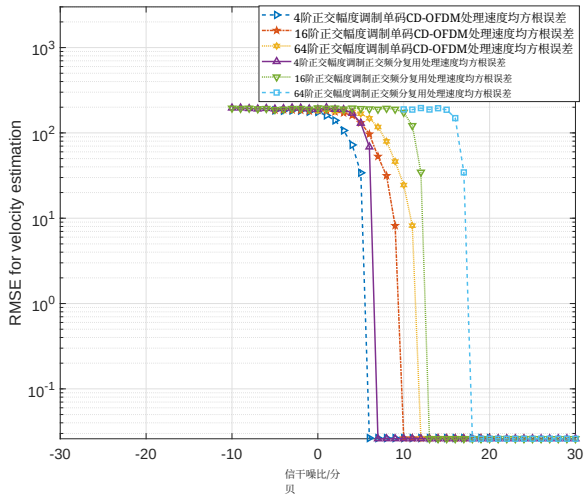


图11：单码信道码分正交频分复用联合通信与感知处理与OFDM联合通信与感知处理的速度估计均方根误差

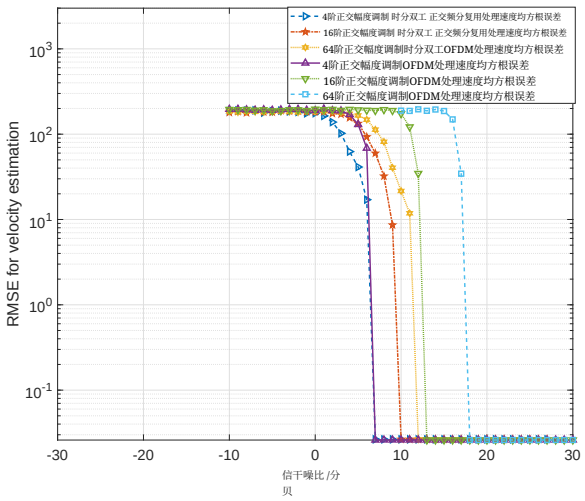


图 13：OFDM JCS处理与时分双工OFDM联合通信与感知处理的速度估计均方根误差

分别。这与式（38）和式（39）的结果相符。我们还可以得出结论：随着所用码信道数量增加，AEPP也随之增加，因为根据式（37），码分复用增益会降低。

图8至图13展示了雷达测距和速度估计均方根误差随通信信干噪比变化的仿真结果。由于式（29）中的频域IPN为独立同分布，图11、图12和图13中的速度估计仿真曲线分别与图8、图9和图10中的测距估计曲线具有相同的变化规律。如图8和图11所示，在给定信干噪比时，单码信道CD-OFDM JCS处理的感知均方根误差性能优于OFDM JCS处理，因为码分复用增益降低了会恶化感知性能的AEPP。随着码信道数量增加，感知均方根误差性能会恶化，如图9和图12所示。

从图8至图13可以看出，为满足给定的均方根误差约束，时分双工OFDM联合通信与感知处理所需的信干噪比低于OFDM JCS处理，因为时分双工OFDM感知不会受到通信解调失败导致的误差传播影响，而OFDM联合通信与感知系统的感知则会受到基于串行干扰消除的处理方法所导致的误差传播影响。相比之下，使用少量码信道时，CD-OFDM JCS处理能够达到与时分双工OFDM联合通信与感知处理相当的感知性能。

在MTC联合通信与感知系统的实际运行中，我们必须选择合适的信号处理方法，以实现理想的通信和感知性能，如图2所示，这通过DSSS切换模块实现。显然，CD-OFDM联合通信与感知处理可灵活利用码分复用增益，并能满足

低信干噪比条件下的可靠性约束，但与OFDM JCS处理相比，会占用更多计算资源。此外，当采用适当数量的码信道时，CD-OFDM联合通信与感知系统可实现与时分双工OFDM联合通信与感知系统相当的感知均方根误差。

V. 结论

本文提出了一种面向低速率6G机器类通信场景的码分正交频分复用联合通信与感知系统，可实现较高的通信可靠性和感知性能。本文提出了码分正交频分复用联合通信与感知信号及相应的基于串行干扰消除的处理技术。此外，本文基于多输入多输出通信和多输入多输出雷达信道模型，提出了统一的联合通信与感知信道模型。利用所提出的码分正交频分复用联合通信与感知信号处理方法和统一的联合通信与感知信道模型，我们进行了仿真，并将所提出的码分正交频分复用联合通信与感知系统的误码率、雷达测距和多普勒估计均方根误差以及平均误差传播功率，与传统正交频分复用联合通信与感知系统的相应指标进行了比较。最后，我们得出结论：在低信干噪比区域，码分正交频分复用联合通信与感知系统以使用更多计算资源为代价，可实现优于正交频分复用联合通信与感知系统的误码率性能；而在高信干噪比区域，正交频分复用联合通信与感知系统只能达到与码分正交频分复用系统相同的通信性能。此外，采用适当数量的码信道时，码分正交频分复用联合通信与感知系统可实现与时分双工正交频分复用联合通信与感知系统相当的感知均方根误差性能。在实际应用中，选择码分正交频分复用还是正交频分复用联合通信与感知处理机制，应根据机器类通信场景中的实时信干噪比以及感知和通信需求来决定。

附录 A
定理1的证明

mth 个元素 $\mathbf{d}_{TX,i}^{k}$ 为

$$\overline{\mathbf{d}}_{TX,i}^{k}(m)=\sum_{n=0}^{NC-1}c_{i,m,n}^{k}d_{i,n}^{k}, \tag{39}$$

其中，$c_{i,m,n}^{k}$ 是$\mathbf{C}_{i}^{k}, m\in\{0,...,N_{c}-1\}$, $n\in\{0,1,...,NC-1\}$ $c_{i\,m\,n}^{k}\in\{+1,-1\}$ $d_{i\,n}^{k}$ n ,,,,的第（m,n）个元素，是$\mathbf{d}_{i}^{k}$的第 th 个元素，并且 $d_{i,n}^{k}\in S_{qam}$，其中 S_{qam} 是 M进制QAM 星座点的集合。S_{qam} 中的星座点具有对称性，即对于任意 $a_{1}\in S_{qam}$，我们都可以找到 a_{2}，使得 $a_{1}+a_{2}=0$，其中 $a_{2}\in S_{qam}$。因此，$\bar{d}_{i,n}^{k}=c_{i,m,n}^{k}d_{i,n}^{k}$属于 S_{qam}。于是，$\mathbf{d}_{TX,i}^{k}$可改写为

$$\overline{\mathbf{d}}_{TX,i}^{k}(m)=\sum_{n=0}^{NC-1}\bar{d}_{i,n}^{k}. \tag{40}$$

如果 $NC=2n$、 $n\in Z$和 $n>0$，那么我们可以找到由对称星座点构成的序列，使$\mathbf{d}_{TX,\ i}^{k}(m)$ 为 0。因此，NC 不能是偶数。另一方面，如果$\sum_{n=0}^{NC-1}\bar{d}_{i,\ n}^{k}=0$ 对 $NC=2n+1$、 $n>0$和 $n\in Z$成立，那么我们可以得到

$$\bar{d}_{i,0}^{k}=-\sum_{n=1}^{NC-1}\bar{d}_{i,n}^{k}. \tag{41}$$

右侧是偶数个星座点之和，不可能是 M进制QAM 星座中的一个元素。因此，式 (41) 不成立。由反证法可知，当 NC为奇数时，$\mathbf{d}_{TX,\ i}^{k}(m)$ 不可能为 0。

定理1 的证明至此完成。

参考文献

[1] M. Latva-aho 和 K. Lepp¨anen，《6G 泛在无线智能的关键驱动因素与研究挑战》，6G Research Visions，第 1 卷，2019年9月。[2] N. H. Mahmood、S. B¨ocker、A. Munari、F. Clazzer、I. Moerman、K. Mikhaylov、O. Lopez、O.-S. Park、E. Mercier、H. Bartz 等，《面向 6G 的关键型和海量机器类通信白皮书》，arXiv 预印本 ar Xiv:2004.14146，2020年4月。[3] X. Liu 和 X. Zhang，《面向簇式认知工业物联网的非正交多址资源分配》，IEEE工业信息学汇刊，第 16 卷，第 8 期，第 5379–5388 页，2020年8月。[4] X. Liu、M. Jia、X. Zhang 和 W. Lu，《基于 5G通信中动态频谱共享的新型多信道物联网》，IEEE物联网期刊，第 6 卷，第 4 期，第 5962–5970 页，2019年。[5] X. Chen、Z. Feng、Z. Wei、F. Gao 和 X. Yuan，《通感一体化协作感知无人机网络的性能》，IEEE车辆技术汇刊，第 69 卷，第 12 期，第 15 545–15 556 页，2020年12月。[6] H. Yang、Z. Wei、Z. Feng、C. Qiu、Z. Fang、X. Chen 和 P. Zhang，《通信雷达一体化系统的队列感知动态资源分配》，IEEE车辆技术汇刊，第 70 卷，第 1 期，第 754–767 页，2021年1月。[7] N. H. Mahmood、H. Alves、O. A. L´opez、M. Shehab、D. P. M. Osorio 和 M. Latva-aho，《6G 机器类通信的六大关键赋能技术》，2020年第二届 6G无线峰会，Levi，芬兰，2020年。[8] Z. Feng、Z. Fang、Z. Wei、X. Chen、Z. Quan 和 D. Ji，《雷达与通信一体化：综述》，《中国通信》，第 17 卷，第 1 期，第 1–27 页，2020年1月。[9] F. Liu、C. Masouros、A. Petropulu、H. Griffiths 和 L. Hanzo，《雷达与通信一体化设计：应用、最新进展与未来方向》，IEEE通信汇刊，2020年6月。[10] J. A. Zhang、X. Huang、Y. J. Guo、J. Yuan 和 R. W. Heath，《利用可转向模拟天线阵列实现通信与雷达感知的多波束技术》，IEEE车辆技术汇刊，第 68 卷，第 1 期，第 671–685 页，2019年1月。[11] C. Sturm、T. Zwick 和 W. Wiesbeck，《用于雷达与通信运行一体化的正交频分复用系统概念》，第 1–5 页，2009年4月。[12] C. Sturm 和 W. Wiesbeck，《无线通信与雷达感知融合的波形设计和信号处理方面》，《IEEE会刊》，第 99 卷，第 7 期，第 1236–1259 页，2011年5月。[13] J. Moghaddasi 和 K. Wu，《面向未来雷达感知与无线通信数据融合平台的多功能收发器》，IEEE Access，第 4 卷，第 818–838 页，2016年2月。[14] P. Kumari、J. Choi、N. Gonz´alez-Prelcic 和 R. W. Heath，《基于 IEEE 802.11ad 的雷达：车载通信雷达系统的一种方法》，IEEE车辆技术汇刊，第 67 卷，第 4 期，第 3012–3027 页，2018年4月。[15] Y. Zeng、Y. Ma 和 S. Sun，《雷达通信一体化：低复杂度算法与自干扰消除》，2018年12月。[16] A. Sabharwal、P. Schniter、D. Guo、D. W. Bliss、S. Rangarajan 和 R. Wichman，《带内全双工无线通信：挑战与机遇》，IEEE通信选题领域期刊，第 32 卷，第 9 期，第 1637–1652 页，2014年9月。[17] Z. Liu、L. Zhang 和 Z. Ding，《在深度学习中利用双向信道互易性实现低速率大规模多输入多输出信道状态信息反馈》，IEEE无线通信快报，第 8 卷，第 3 期，第 889–892 页，2019年6月。[18] H.-F. Wang、F.-B. Ueng 和 J.-C. Chang，《多径衰落信道中正交频分复用码分多址通信的联合检测》，AEU《国际电子与通信期刊》，第 64 卷，第 2 期，第 152–162 页，2010年2月。[19] I. Blel 和 R. Bouallegue，《基于沃尔什-哈达玛扩频码、经瑞利衰落信道传输的实数 CDMA-OFDM/OQAM 系统》，第 11 届国际无线通信、网络与移动计算会议（WiCOM 2015），第 1–4 页，2015年。[20] E. Fishler、A. Haimovich、R. Blum、D. Chizhik、L. Cimini 和 R. Valen- zuela，《多输入多输出雷达：恰逢其时的构想》，2004年 IEEE雷达会议论文集

，第 71 页 –78，2004年4月。

[21] D. Gesbert、H. Bolcskei、D. A. Gore 和 A. J. Paulraj，“室外多输入多输出无线信道：模型与性能预测”，*IEEE*通信汇刊，第 50 卷，第 12 期，第 1926–1934 页，2002年12月。[22] M. A. Richards、J. Scheer、W. A. Holm 和 W. L. Melvin，《现代雷达原理》，*SciTech Publishing*，第 1–925 页，2010年。[23] A. Goldsmith，《无线通信》。剑桥大学出版社，2005年。[24] C. Sturm、T. Zwick、W. Wiesbeck 和 M. Braun，“ 基于符号的 OFDM 雷达处理的性能验证 ”，*2010* 年 *IEEE*雷达会议，第 60–63 页，2010年5月。[25] W. H. T. Rodger E. Ziemer，《通信原理》，第 7 版。威利出版社，2014年。