

基于ODDM调制的 6G通感一体化系统波形设计: 基础、挑战和未来方向



Waveform Design for 6G Integrated Sensing and Communication Systems Based on ODDM Modulation: Fundamentals, Challenges, and Future Directions

王得志/WANG Dezhi¹, 黄崇文/HUANG Chongwen¹,
林海/LIN Hai²

(1. 浙江大学, 中国 杭州 310027;

2. 日本大阪公立大学, 日本 大阪 599-8531)

(1. Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Osaka Metropolitan University, Osaka 599-8531, Japan)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.0932.002.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-26

摘要: 提出一种基于时延多普勒 (DD) 域正交脉冲的正交时延多普勒分集复用 (ODDM) 调制, 可实现 DD 域精细时间和频率分辨率上的正交性。详细介绍了 ODDM 调制技术在未来通感一体化网络的波形设计应用前景, 以及 ODDM 基础理论与特点, 并对当前 DD 域调制方法进行了调研和比较。最后提出 ODDM 面临的关键挑战以及未来在通感一体化波形设计方面的潜在方向。本研究可为面向未来大规模天线阵列高速移动场景下的通感一体化波形设计提供思路。

关键词: 通感一体化; 正交时延多普勒分集复用; 波形设计

Abstract: Orthogonal delay-Doppler modulation (ODDM) modulation based on delay-Doppler (DD) domain orthogonal pulses has been proposed, achieving orthogonality in the DD domain with fine time and frequency resolution. The prospects of ODDM modulation technology in the future ISAC networks' waveform design are elaborated. The fundamental theory and characteristics of ODDM are introduced, and the research and comparison of current DD domain modulation methods are presented. Finally, the key challenges faced by ODDM and potential directions for future waveform design in integrated sensing and communication (ISAC) systems are prospected. This study can be a reference for the future waveform design in ISAC systems for large-scale antenna arrays in high-speed mobile scenarios in the future.

Keywords: integrated sensing and communication; orthogonal delay-Doppler division multiplexing; waveform design

引用格式: 王得志, 黄崇文, 林海. 基于ODDM调制的6G通感一体化系统波形设计: 基础、挑战和未来方向 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 15-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

Citation: WANG D Z, HUANG C W, LIN H. Waveform design for 6G integrated sensing and communication systems based on ODDM modulation: fundamentals, challenges, and future directions [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 15-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

随着5G无线网络在传输速度、时延和连接规模方面取得的巨大突破, 众多学者已经开始研究和开发6G无线网络的可能性。与前几代无线网络相比, 6G预计将会实现更多细分的场景, 比如沉浸式通信、泛在连接、AI通信

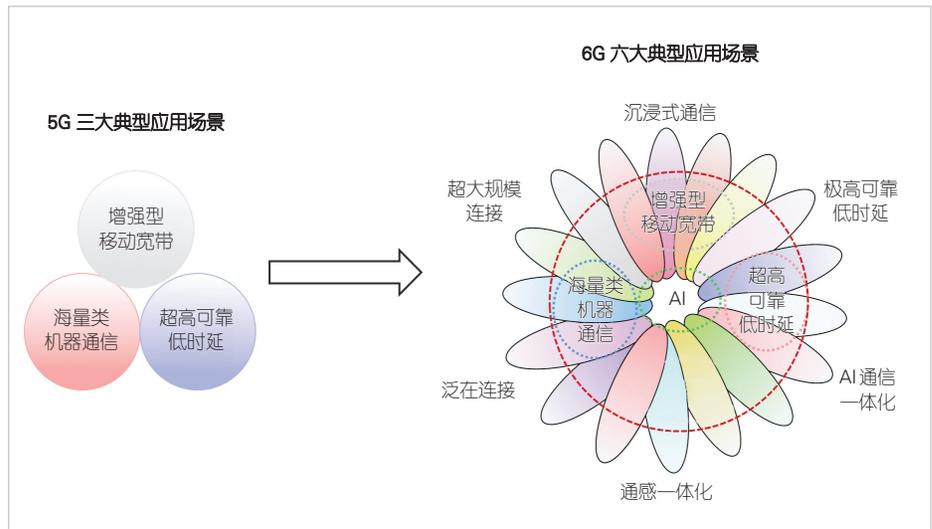
一体化等, 如图1所示。这些场景对未来的6G网络提出了极低时延、超高可靠性和超大带宽的要求^[1-2]。为满足上述多维极致性能的需求, 未来的6G技术需要将传统的定位、成像等无线感知功能深度融合于无线传输, 催生了通信感知一体化 (简称: 通感一体化) 技术。国际电信联盟 (ITU) 于2023年6月在《IMT面向2030及未来发展的框架和总体目标建议书》中也将通感一体化作为6G网络的六大典型应用场景之一^[3], 如图1所示。通感一体化技术通过软硬件资源

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2021YFA1000500、2023YFB2904800); 国家自然科学基金项目 (62331023、62101492、62394292、U20A20158); 中国博士后基金面上项目 (2023M733125); 国家资助博士后研究人员计划项目 (GZC20232344); 浙江省自然科学基金项目 (LR22F010002)

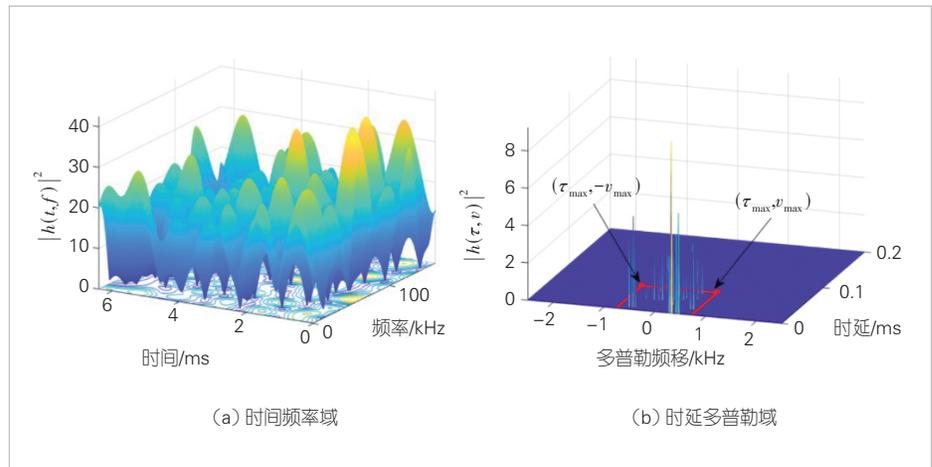
共享或者信息共享同时实现通信与感知功能的协同，从而有效提升硬件效率、频谱效率等^[4]。

为满足通感一体化技术在未来6G网络中低轨道卫星、无人机、车联网等高速移动场景对传输速率、可靠性等方面的极致需求，需要减少移动场景下信道的时变特性造成的码间干扰。随着未来网络终端的移动增加，信道快速时变特性导致传统正交频分复用（OFDM）多载波调制技术优势趋于消散。在这种高速移动环境下，如果继续使用OFDM技术，势必会需要更复杂的均衡和更多的信道开销。在高速移动的场景中，不同路径上传输的信号会受到多次多普勒频移和时延的影响，导致严重的性能损失^[5]。因此，为满足未来网络的需求，亟需要设计开发新的波形。

近年来，时延多普勒（DD）域调制方案通过在DD域而不是传统的时间频率（TF）域调制信息，为高移动场景提供了有潜力的调制方式，其中正交时频空间（OTFS）调制^[6]最广为人知。DD调制能够将时变的TF信道转化为DD二维准时不变信道，因此对于高移动场景具有更强的鲁棒性，如图2所示。然而，OTFS发射波形仍然是基于TF域上的正交脉冲，本质上其实是一种预编码的OFDM^[1]。在OTFS中，假设的理想脉冲必须具有双正交的抗信道时延和多普勒的鲁棒性，遗憾的是，这样的理想脉冲在实际中不存在^[7]。同时目前流行的OTFS研究中广泛采用的矩阵原型脉冲仍然是一种TF域的正交脉冲，因此是非理想的，实际过程中面临着挑战，比如高带外泄露发射（OOBE）和严重的码间干扰。基于此，最新提出的正交时延多普勒分集复用（ODDM）能够避免OTFS的不足，通过引入一串平方根奈奎斯特脉冲，设计新的多载波调制波形^[8-10]。ODDM多载波调制方式实现了调制信号与等效DD信道的完美耦合，满足DD平面的正交性，能够为未来通感一体化应用所需的波形提供巨大潜力。基于此，很容易将ODDM与通感一体化技术结合起来，基于ODDM的优点为未来通感一体化网络的新场景提供全覆盖、高可靠、高精度的关键技术，助力人类走向“万



▲图1 未来6G网络的应用场景



▲图2 时间频率(TF)域到时延多普勒(DD)域的转换

物智能”的全新时代，如图3所示。

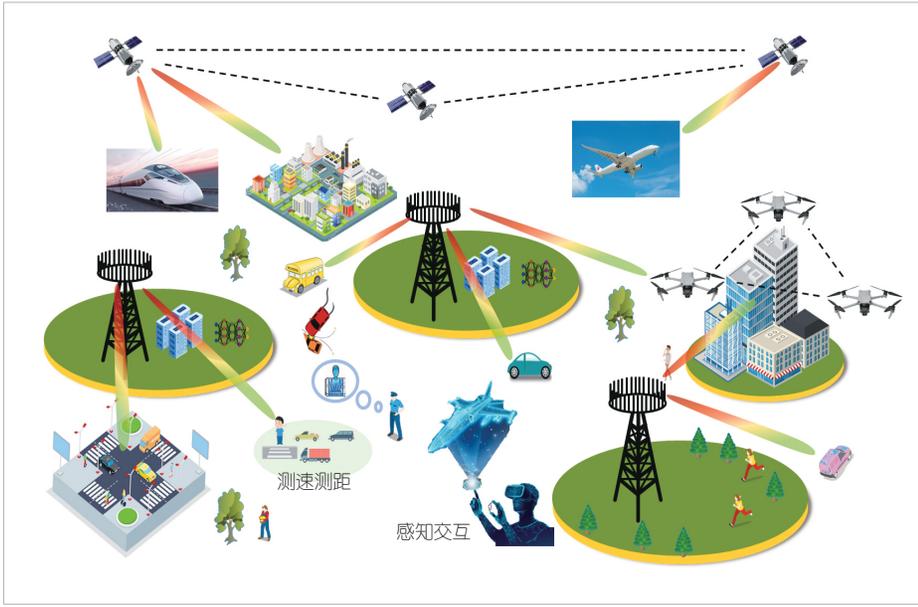
然而，基于ODDM多载波调制的研究目前处于初级阶段，利用ODDM调制进行通感一体化波形，在高速移动场景下实现高精度、高可靠的通信感知过程仍然面临诸多技术挑战。本文通过对ODDM基本概念进行通俗易懂的概述，将重点介绍了ODDM调制在通感一体化系统的潜在应用场景，并对相关的挑战和潜在解决方案进行讨论。

1 ODDM多载波调制基本原理

1.1 传播信道模型

对于一个线性时变（LTV）信道的无线系统来说，给定信号 $x(t)$ 的载波频率为 f_c ，假设

有 P 条路径组成，则接收的信号为：



▲图3 基于正交时延多普勒分集复用(ODDM)调制的通感一体化技术的应用场景

$$y(t) = \sum_{p=1}^P h_p(t)x(t - \tau_p(t)) \quad (1)$$

其中 $h_p(t) = a_p(t)e^{-j2\pi f_c \tau_p(t)}$ 为第 p 条路径的增益, a_p 和 $\tau_p(t)$ 为第 p 条路径的时变衰减和延时。则此时线性时变的信道脉冲响应 (CIR) 为:

$$h(\tau, t) = \sum_{p=1}^P h_p(t)\delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (2)$$

在信道静止期间, 当时延漂移的 $\tau_p(t)$ 的时间变化可以忽略不计, 而 $a_p(t)$ 的时变由多普勒频偏 v_p 引起的, 此时有 $\tau_p(t) = \tau_p$ 和 $h_p(t) = h_p e^{j2\pi f_c v_p t}$, 此时线性时变信道的 DD 域表示为:

$$h(\tau, v) = \sum_{p=1}^P h_p \delta(\tau - \tau_p) \delta(v - v_p) \quad (3)$$

进一步地, 在相干时间内, 当 v_p 引起的信道时变可以进一步忽略时, 此时就变成了熟悉的线性时不变 (LTI) 信道。

LTV 信道在高移动性场景中引起众多的关注, 由于多普勒效应, LTV 信道会产生频率偏移, 从而产生频谱稀疏性。由于多径传播和多普勒效应的共同存在, 高移动场景下的 LTV 信道存在时间和频率的双重选择特性。

1.2 ODDM 调制

本节将首先介绍 ODDM 调制基本概念及其调制数字序列, 然后介绍 ODDM 调制波形。假设 TF 和 DD 网格分别为

$$\Pi = \left\{ \tilde{m}T, \tilde{n} \frac{1}{T} \right\} \quad \text{和} \quad \Gamma = \left\{ m \frac{T}{M}, n \frac{1}{NT} \right\},$$

可以看出, DD 平面实际上也是一个 TF 平面, 但是 DD 平面具有和时延和多普勒分辨率相对应的精细网络。DD 平面上的频率分辨率表明我们实际上需要一个多载波调制和 DD 平面正交脉冲。对于该 DD 平面 $\Gamma \frac{T}{M} \times \frac{1}{NT} = \frac{1}{MN} \ll 1$, 违反了海森堡测不准原理, 因此无法实现。OTFS 调制解决这一困难的方法是首先通过 ISFFT 将信号从 DD 平面映射到 TF 平面, 然后使用传统的 TF 平面 OFDM 对其进行调制。然而, TF 平面矩形脉冲不满足双正交鲁棒性条件, 实际的脉冲会导致性能下降。因此, 更好的

办法是直接设计 DD 平面的多载波调制, 而不将信号映射到 TF 平面, 下面介绍 DD 平面的多载波调制 ODDM。在多普勒调制中, 每个多载波符号是周期符号的一个周期, 其中符号周期为子载波间距的倒数, 即信号平面的频率分辨率, 因此子载波之间可以实现正交。对于 DD 平面, 其精细网格意味着符号周期长于符号间隔, 这意味着可行的 DD 平面多载波调制是一种交错多频调制 (SMT), 其中连续的多载波符号是交错的。事实上, 允许多载波符号交错能够在不违反海森堡不确定原理的情况下实现 DD 平面的正交脉冲。

对于 $m = 0, \dots, M-1$ 和 $n = 0, \dots, N-1$ 的 DD 平面 $\Gamma = \left\{ m \frac{T}{M}, n \frac{1}{NT} \right\}$, 有 MN 个信息符号调制成 M 个多载波符号, 其中每个多载波符号有 N 个子载波。由于子载波间距为 $1/NT$, 因此符号周期为 NT 。同时, 这些 NT 长的多载波符号之间有一个与延迟分辨率相对应的短间隔 T/M , 这就形成了一个交错的信号结构。此时, 无循环前缀的 ODDM 多载波调制方式为:

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X[m, n] g_{ix} \left(t - m \frac{T}{M} \right) e^{j2\pi \frac{n}{NT} \left(t - m \frac{T}{M} \right)} \quad (4)$$

其中, $g_{ix}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a(t - nT)$ 为发射脉冲, $a(t)$ 是一个时间长为 $2QT/M$ 的实值平方根奈奎斯特脉冲并且满足 $\int_{-\infty}^{+\infty} |a(t)|^2 =$

$\frac{1}{N}$ ，所以可以得到 $\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 = 1$ 。通过证明可以得出，在这样脉冲整形情况下，调制后的传输信号一个DD平面的正交脉冲，从而避免发生传输信号的码间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI)。其调制过程和调制后的波形分别如图4和图5表示。

通过使用传输脉冲串 $g_{tx}(t)$ ，ODDM将 M 个符号以 T/M 的间隔交错排列，其中子载波间隔为 $1/NT$ 的 N 个子载波传播 M 次。图4展示了时延多普勒正交脉冲的独特结构。可以看出，对于足够大的 $M \gg 2Q$ ， $g_{tx}(t)$ 中的任意两个相邻脉冲都会变得相距很远从而分开。因此，ODDM将TF平面的时间分辨率和频率分辨率分别提高 M 倍和 N 倍，以消除TF平面的时间分辨率和DD平面之间的分辨率不匹配。然后，将DD域信号以二维均匀分布的方式调制到TF平面上，实现与DD平面精细分辨率的正交。因此，ODDM调制信号能够域DD信道实现完美耦合。同时，可以看到每个脉冲在TF平面所占的面积不小于1，从而不会违反海森堡不确定原理，具有可实现性。

对于接收端，其接收的信号 $y(t)$ 表示为：

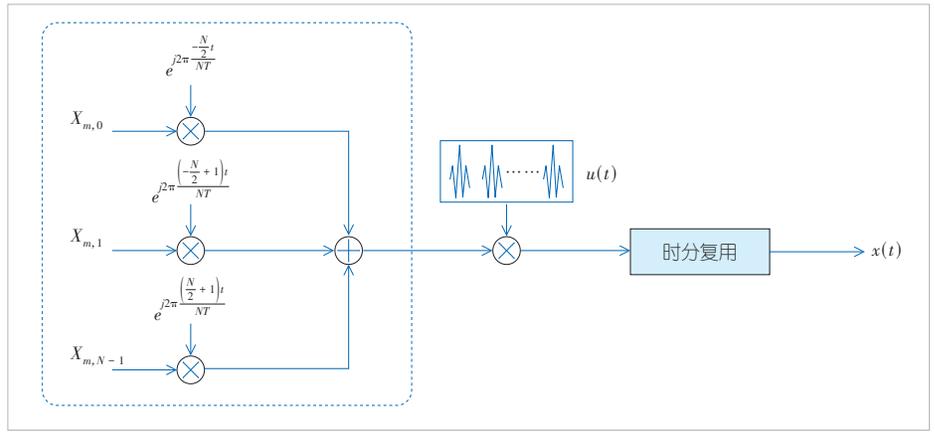
$$y(t) = \sum_{p=1}^P h_p x(t - \tau_p) e^{j2\pi\nu_p(t - \tau_p)} + z(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_p X[m, n] g_{tx} \left(t - (m + l_p) \frac{T}{M} \right) e^{j2\pi \frac{(n+k_p)}{NT} \left(t - (m+l_p) \frac{T}{M} \right)} e^{j2\pi \frac{k_p(m-l_p)}{MN}} + z(t) \quad (5)$$

其中， $l_p = \tau_p M/T$ ， $k_p = \nu_p NT$ ， $z(t)$ 是对应的白噪声。

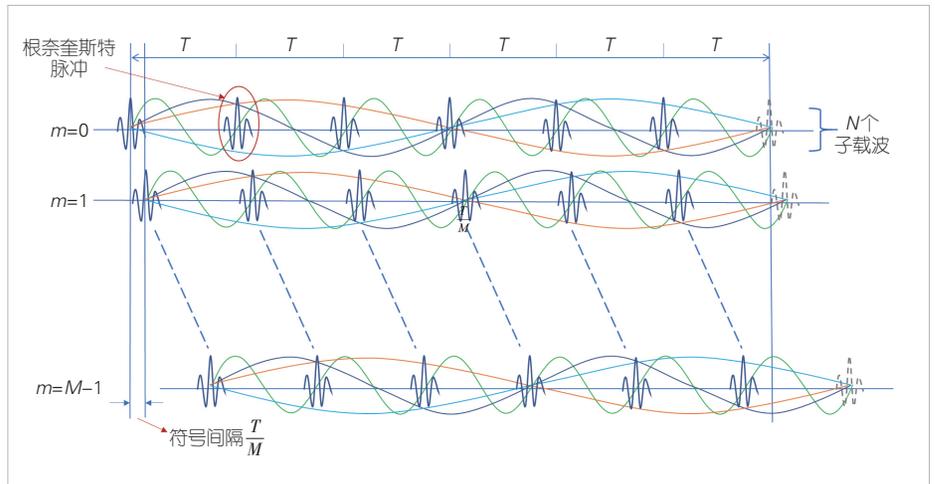
由于波形 $g_{tx}(t)$ 是正交的，因此接收信道通过匹配滤波，对接收信号进行离散化。得到对应的信号为：

$$Y(m, n) = \sum_{p=1}^P h_p \tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] e^{j2\pi \frac{k_p(m-l_p)}{MN}} + z[m, n] \quad (6)$$

其中 $\tilde{n} = [n - k_p]_N$ 。当 $\tilde{m} = m - l_p \geq 0$ ， $\tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] = X[\tilde{m}, \tilde{n}]$ ；当 $\tilde{m} = m - l_p < 0$ 时，有 $\tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] = e^{-j2\pi \frac{\tilde{n}}{N}} X[\tilde{m}, \tilde{n}]$ 。下面我们



▲图4 正交时延多普勒分集复用(ODDM)的调制过程



▲图5 正交时延多普勒分集复用(ODDM)调制后的信号波形示意图

将推导 ODDM 系统的输入输出关系。

假设等效信道的最大时延和多普勒分别为 $(L-1) \frac{T}{M}$ 和 $K \frac{1}{NT}$ ，则这 P 条路径可以排列在 $(2K+1) \times L$ 的 DD 域信道矩阵 Θ 。其中， Θ 的每一行和每一列分别对应多普勒和时延指数。例如，假设 $\hat{k} = k - K - 1$ ，则 Θ 的一个非零元素 $\theta(\hat{k} + K + 1, l)$ 等于第 p 条路径的增益，对应的时延和多普勒分别为 $l \frac{T}{M}$ 和 $K \frac{1}{NT}$ 。因此，矩阵 Θ 的非零元素的个数等于信道的路径总数 P 。

在接收端，对接收信号采用匹配滤波器处理，在忽略噪声的情况下，可以得出 ODDM 的输入输出关系如下：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (7)$$

其中，DD域信道矩阵 \mathbf{H} 如下：

$$H = \begin{bmatrix} H_0^0 & & & H_{L-1}^0 D & \cdots & H_1^0 D \\ \vdots & \ddots & & 0 & \ddots & \vdots \\ H_{L-2}^{L-2} & & H_0^{L-2} & 0 & & H_{L-1}^{L-2} D \\ H_{L-1}^{L-1} & & & H_0^{L-1} & & \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \ddots & \\ 0 & & H_{L-1}^{M-1} & \cdots & \cdots & H_0^{M-1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

并且， $H_l^m = \sum_{\hat{k}=-K}^K \theta(\hat{k} + K + 1) e^{j2\pi \frac{\hat{k}(m-1)}{MN}} C^{\hat{k}}$ ， $D = \text{diag}\left\{1, e^{-j\frac{2\pi}{N}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}}\right\}$ ，且 C 是 $N \times N$ 的循环置换矩阵。由于信道矩阵 H 是稀疏的，因此可以采用一些压缩感知进行信道估计，在此基础上进行通感一体化波形设计。

2 ODDM 调制波形在通感一体化系统的潜在应用

2.1 毫米波通信

由于频谱资源的稀缺，未来的频谱资源将拓展到毫米波频段，以便为未来的无线网络提供高速的通信服务。在中低速情况下，提高载波频率后多普勒偏移效应也会变得更加严重。虽然可以通过增加子载波间隔来减轻由此产生的ICI，但是对应的时域符号持续时间会缩短，同时需要插入相应的循环前缀来防止ISI会带来巨大的导频开销。ODDM波形能够尽量减少ICI与ISI，在高速通信场景具有很强的抗干扰性质，因此能够运用于毫米波通感一体化系统中。

2.2 智能反射面

智能反射面辅助的通感一体化系统能够通过调控电磁波的相位实现，利用智能反射面可以提升空间分辨率、感知分辨率、定位精度、通信质量，且具有低功耗、大口径、易于部署等优势。采用智能反射面调控技术、星座整形、概率整形等方法，调整随机数据的分布，从而能够对智能反射面辅助的通感一体化的ODDM波形进行设计，最小化模糊函数的旁瓣的期望高度，并降低高旁瓣出现的概率，提升通感一体整体性能。将智能反射面应用到ODDM调制波形设计，能够大幅提升感知性能和通信质量。

2.3 空天地一体化网络

空天地一体化网络提供了一种基于卫星、无人机或者高空平台和地面基站等整体的网络，可使未来移动网络提供全球覆盖和更高的可靠性通信服务。由于卫星、无人机等通常移动速度较快，造成的高多普勒偏差对空中接口设计提出了新的挑战。由于ODDM调制能够有效处理多普勒频移带来的性能损失，因此在空天地一体化网络中具有重要潜力。此外

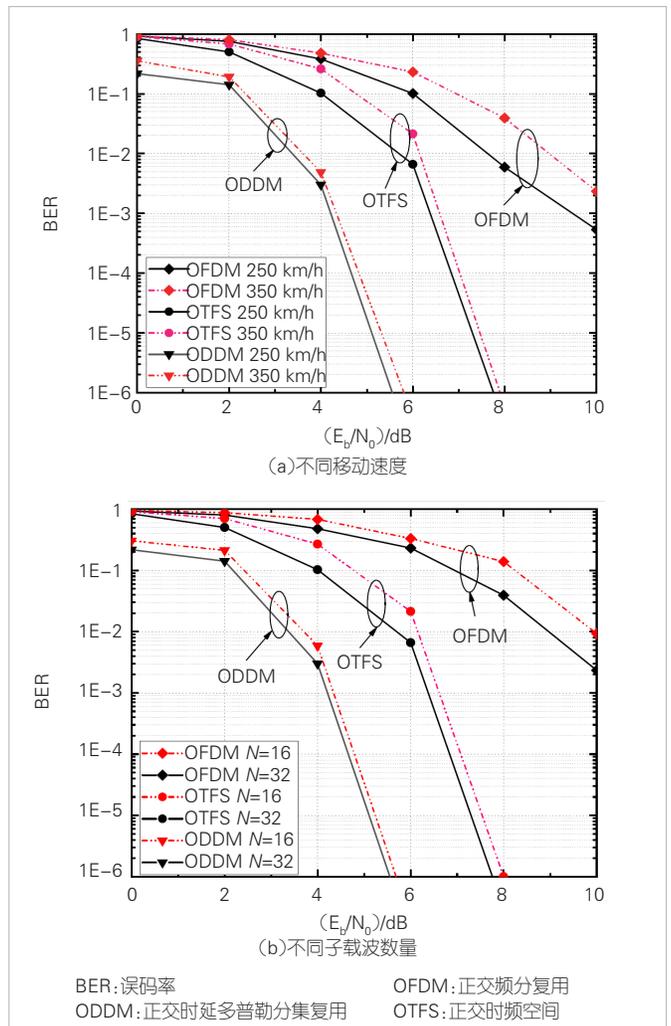
由于卫星和无人机的计算能力有限，ODDM的低旁瓣特性和信道稀疏特性至关重要，能够使得ODDM在空天地一体化网络实现性能和计算复杂度的平衡。

3 未来面临的挑战和解决方案

作为一种新型波形，ODDM调制带来的机遇同时也面临着一些挑战。本章将介绍ODDM调制波形在通感一体化系统面临的相关挑战和潜在的解决方案。

3.1 联合信道估计和信号检测

在高度移动的环境中，信道参数即使在短时间内也会产生剧烈变化。ODDM调制的通感一体化系统需要准确地估计信道信息并进行高可靠检测。由于ODDM中的DD域信道的稀疏性，在DD域获取信道信息比在TF域获取信息更加方便，对应的训练开销也较低。ODDM相比于OTFS和OFDM来说能实现更高可靠性的通信性能^[11]，如图5所示。



▲图6 不同调制方式的性能比较

尽管目前有众多学者提出了很多算法对稀疏信道进行估计, 但是目前的算法针对高速移动场景信道快速变化的情况计算复杂度高, 无法实时确定的进行信道估计。解决该问题的一个可行的方案就是采用有记忆的消息传递算法对信道估计, 算法避免了矩阵求逆的操作, 能够显著降低信道估计的复杂度。与此同时, 该算法还能达到信道估计的贝叶斯最优效果。

3.2 超大规模天线的波形设计

与5G大规模MIMO技术相比, 未来6G超大规模天线不仅意味着天线数量的急剧增加, 还会导致电磁特性发生根本性变化。超大规模天线能够有效提高频谱效率, 同时利用毫米波频段或者太赫兹频段丰富的频谱资源, 高频通信可以提供很大的可用带宽。此外, 超大规模天线阵列可以提供更高的数据传输效率, 在这种场景下进行基于ODDM调制的通感一体化波形能够提高通感一体系统整体性能。

超大规模天线场景下的近场区域不可忽略不计, 传统的基于平面波信道模型已不再适用, 因此需要采用实际物理兼容的电磁球面波前对信道进行建模, 基于电磁信息论对近场电磁信道计算近场信道电磁自由度, 从而辅助基于ODDM的通感一体化传输波形设计。

4 结束语

ODDM多载波调制波形作为下一代网络很有前景的候选技术, 在未来通感一体化系统中将发挥着重要的作用。本文首先阐述了ODDM调制的基本概念, 包括信道模型、ODDM调制过程。在此基础上, 本文展望了ODDM调制在未来通感一体化系统的潜在应用场景, 如毫米波通信、近场通信、智能反射面等, 并讨论了未来面临的挑战和解决方案。本研究可为面向未来大规模天线阵列高速移动场景下的通感一体化波形设计提供一定的思路, 有助于推动未来通感一体化技术的发展。

参考文献

- [1] 中国移动. 网络协作通感一体化技术白皮书 [R]. 2023
- [2] 中国通信学会. 通感算一体化网络前沿报告 [R]. 2021
- [3] ITU. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond [R]. 2023
- [4] 林方宇, 朱辰, 甘旭, 等. RIS辅助毫米波通感一体化关键技术与研究进展 [J]. 无线电通信技术, 2024, 50(2): 312-327

- [5] YANG P, XIAO Y, XIAO M, et al. 6G wireless communications: vision and potential techniques [J]. IEEE network, 2019, 33(4): 70-75. DOI: 10.1109/MNET.2019.1800418
- [6] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation [C]//Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). IEEE, 2017: 1-6. DOI: 10.1109/WCNC.2017.7925924
- [7] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G [EB/OL]. (2019-02-07) [2024-04-20]. <http://arxiv.org/abs/1802.02623>
- [8] LIN H, YUAN J H. Multicarrier modulation on delay-Doppler plane: achieving orthogonality with fine resolutions[C]//Proceeding of IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2022: 2417-2422. DOI: 10.1109/ICC45855.2022.9838684
- [9] LIN H, YUAN J H. Orthogonal delay-Doppler division multiplexing modulation [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(12): 11024-11037. DOI: 10.1109/TWC.2022.3188776
- [10] LIN H, YUAN J H, YU W, et al. Multi-carrier modulation: an evolution from time-frequency domain to delay-Doppler domain [EB/OL]. [2024-04-20]. <https://arxiv.org/abs/2308.01802>
- [11] WANG D, HUANG C W, LIU L, et al. Exploring channel estimation and signal detection for ODDM-based ISAC systems [EB/OL]. (2024-06-01) [2024-06-06]. <https://export.arxiv.org/abs/2406.00444>. DOI 10.1109/LWC.2024.3411637

作者简介



王得志, 浙江大学博士后; 主要研究方向为通信感知计算一体化、边缘计算、下一代无线通信等; 先后主持和参加基金项目10余项; 已发表论文10余篇。



黄崇文, 浙江大学百人计划研究员; 主要研究方向为下一代无线通信、智能超表面、全息MIMO、机器学习、通信感知一体化等; 先后主持国家自然科学基金重点项目、国家自然科学基金青年项目、浙江省青年基金项目等10余项; 已发表论文100余篇。



林海, 日本大阪公立大学教授; 主要研究方向包括时延多普勒通信和信号处理、通信感知一体化、MIMO通信、边缘计算等; 已发表论文100余篇。