一种用于正交频分复用通感一体化系统的新型波形设计

耿毅*Cictmobile*，中国
gengyi@cictmobile.com

arXiv:2301.03347v1 [cs.IT] 9 Jan 2023

摘要—第五代移动通信中占主导地位的波形是正交频分复用（OFDM）。由于正交频分复用能够提供出色的数据传输能力和精准的感知信息，因此在第六代移动通信中仍将是通感一体化（JCAS）的理想波形候选。本文提出一种新型的基于正交频分复用的对角波形结构及相应的信号处理算法。该方法沿时频资源块的对角线分配感知信号。因此，线性结构中的感知信号覆盖频域和时域。通过对对角线上的感知信号应用一维离散傅里叶变换（离散傅里叶变换），可同时估计目标的距离和速度。与传统的二维离散傅里叶变换正交频分复用雷达算法相比，所提算法的计算复杂度较低。此外，该方法还能大幅降低感知开销。本文通过仿真并分析结果，对所提波形的性能进行了评估。

索引词—**正交频分复用、第六代移动通信、联合通信与感知、雷达、波形、离散傅里叶变换、TIDF**

I. 引言

第六代移动通信（6G）不仅关乎通信。联合通信与感知（JCAS）能够支持大量新的应用场景，是第六代移动通信研究的重要方向。为了在通信与感知之间实现良好的权衡，面向第六代移动通信的波形需要针对通信与感知同时进行设计[1]。正交频分复用（OFDM）是适用于联合通信与感知系统的一种很有前景的波形候选方案。与其他联合通信与感知波形候选方案（例如调频连续波（FMCW））相比，正交频分复用波形天然支持多输入多输出处理，并具有出色的通信性能 [2]。在感知性能方面，正交频分复用非常适合距离和速度估计。例如，基于正交频分复用的周期图算法可通过对调制符号域中的信号进行二维离散傅里叶变换（DFT），获得距离-速度估计 [3] [4]。另一方面，与双波形系统（例如正交频分复用与调频连续波时分复用）相比，正交频分复用波形无需增加额外的硬件复杂度和成本 [3]。

本文结构如下。第二节根据交通监测场景的要求，给出设计感知信号结构的示例。第三节概述周期图算法。第四节提出一种新颖的对角波形结构及相应的信号处理算法。第五节总结全文。

表 I：交通监测的示例性关键绩效指标

要求	符号	数值
距离分辨率	ΔR	0.4 m
速度分辨率	Δv	0.2 m/s
最大探测距离	$R_{\max}$	150 m
最大探测速度	$v_{\max}$	90 米/秒

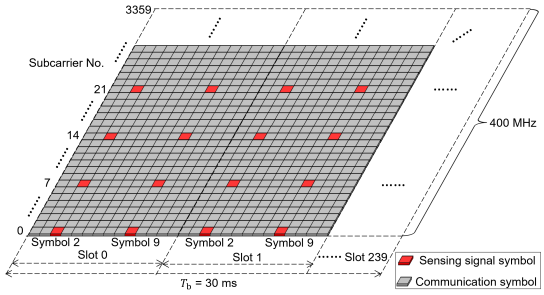
表 II：满足表 I 中关键绩效指标条件下的正交频分复用系统参数

系统参数	符号	数值
载波频率	f_{c}	28 GHz
带宽	B	400 MHz
子载波间隔	子载波间隔（Δf）	120 KHz
总子载波数	N_{c}	3360
OFDM 符号时长	T_{sym}	8.92 μs
OFDM 时隙时长	T_{s}	0.125 毫秒
时域时长	T_{b}	240T_{s} （30 毫秒）
T_{b}中的总符号数	N_{sym}	3360
频域中的梳状间隔	C_{f}	7Δf
时域中的梳状间隔	C_{t}	7T_{sym}
频域中的感知信号	N_{f}	480
时域中的感知信号	N_{t}	480
沿对角线的感知信号	N	480

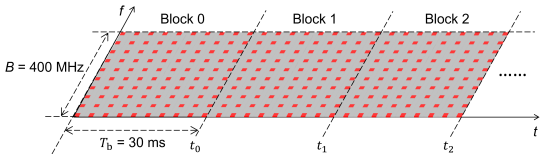
II. JCAS系统的波形设计

基于正交频分复用的联合通信与感知系统的波形设计取决于感知应用所要求的关键性能指标（KPI），例如距离分辨率 ΔR、速度分辨率 Δv、最大探测距离 $R_{\max}$ 和最大探测速度 $v_{\max}$。例如，某个载波频率为 28 GHz（f_{c}）、子载波间隔（SCS）为 120 kHz 的基于正交频分复用的联合通信与感知系统，同时用于交通监控和通信，其设计旨在满足表 I 所列的关键性能指标。为实现此类系统，本文所采用的正交频分复用系统参数列于表 II。图 1(a) 展示了满足表 I 中关键性能指标的一种波形结构。为减少感知开销，感知子载波按梳状结构分配。 N_{f}感知信号在带宽 B 内以梳状间隔 $C_{\mathrm{f}} = 7\Delta f$ 均匀分布。请注意， N_{f} 感知信号占用完整带宽 B。因此，距离分辨率不会降低 [5]。该波形的距离分辨率 ΔR 为

$$\Delta R = \frac{\mathrm{c}}{2B}, \tag{1}$$



(a) 感知信号的梳状结构



(b) 连续发送的感知信号块

图 1：满足表 I 中关键绩效指标的感知信号梳状结构。

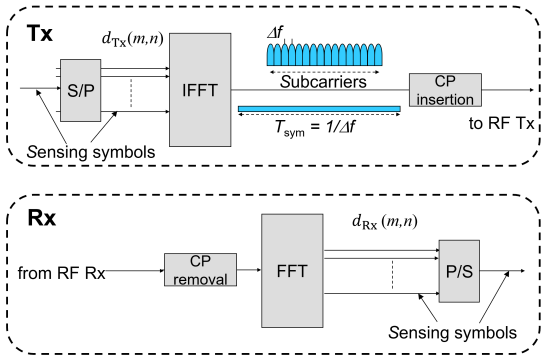


图 2：基于正交频分复用的 JCAS系统发射与接收方案。

其中 c 为光速。

与经典连续子载波分配相比，该交错方案的最大无模糊探测距离 $R_{\max}$ 缩小了$\frac{N_c}{N_f}$ 倍。最大无模糊探测距离 $R_{\max}$ 为

$$R_{\max} = \frac{cN_f}{2\Delta f N_c}. \tag{2}$$

同样，在时域中， N_t 感知信号在 240 个正交频分复用时隙（30 ms）内以梳状结构大小为 $C_t = 7T_{sym}$ 的间隔均匀分布。感知信号在每个时隙的符号 2 和符号 9 处发送。因此，该波形的速度分辨率 Δv 为

$$\Delta v = \frac{c}{2f_c T_b}. \tag{3}$$

最大无模糊速度 $v_{\max}$ 可表示为

$$v_{\max} = \frac{c\Delta f N_t}{2f_c N_{sym}}. \tag{4}$$

根据(1)-(4)，表 II 中参数所对应的感知系统适合支持表 I 所列的关键绩效指标。图 1(a) 所示的一个感知块可用于推导一个距离-速度估计。如图 1(b) 所示，感知块可以连续传输，以 33.3 Hz 的更新率跟踪目标。

III. 调制符号域中的正交频分复用距离-多普勒处理

迄今为止，已有多种基于正交频分复用的雷达算法被开发出来。本节介绍一种“调制符号”域中的周期图算法 [4] 。图 2 展示了所引文献 [4] 中采用该算法、并使用图 1 所示波形的基于正交频分复用的 JCAS 系统的发送与接收框图。在发射端，感知信号由串行转换为并行。每个并行符号流调制一个 120 kHz 子载波。在 30 ms 内，调制符号矩阵 $\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 480×480 经过快速傅里叶逆变换（IFFT）处理。$\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 的每一行表示一个向量，其中包含从感知子载波获得的多普勒频移信息。频域中的感知子载波 m 索引范围为 0 至 $N_f - 1$。$\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 的每一列表示一个向量，其中包含从感知符号获得的距离信息。感知符号 n 的索引范围为 0 至 $N_t - 1$。经过 IFFT 处理、循环前缀插入和数模转换后，矩阵 $\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 被发送到空中。探测范围内的目标会影响 $\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 的传播。因此，接收的调制符号矩阵 $\mathbf{D}_{Rx}(m,n)$ 是 $\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 与目标信息的组合。通过对 $\mathbf{D}_{Rx}(m,n)$ 和 $\mathbf{D}_{Tx}(m,n)$ 进行逐元素除法，可消除感知信号承载的用户数据，从而得到

$$\mathbf{D}(m,n) = \frac{\mathbf{D}_{Rx}(m,n)}{\mathbf{D}_{Tx}(m,n)} = y_R(m) \otimes y_D(n), \tag{5}$$

其中

$$y_R(m) = \exp(\frac{-j4\pi\Delta f R m}{c}), m = 0, \cdots, N_f - 1 \tag{6}$$

$$y_D(n) = \exp(\frac{j4\pi T_{sym} f_c v n}{c}), n = 0, \cdots, N_t - 1 \tag{7}$$

其中 $\mathbf{D}(m,n)$ 是一个 $N_f \times N_t$ 矩阵，算子 $\otimes$ 表示张量积，$y_R(m)$ 和 $y_D(n)$ 分别是 $N_f \times 1$ 向量和 $1 \times N_t$向量。 R 是JCAS天线与目标之间的距离， v 是目标的径向速度。

$y_R(m)$ 和 $y_D(n)$ 的线性相位偏移承载着目标的距离和多普勒信息。从感知块中提取出一个 $\mathbf{D}(m,n)$ 后，分别在频域和时域执行逆离散傅里叶变换（IDFT）和离散傅里叶变换（DFT），以求得目标的距离 R以及速度 v [6] [7],

$$\begin{aligned} Y_r(p) &= \text{IDFT}(y_R(m)) = \frac{1}{N_f}\sum_{m=0}^{N_f-1} y_R(m)\exp(\frac{j2\pi mp}{N_f}) \\ &= \frac{1}{N_f}\sum_{m=0}^{N_f-1} \exp(\frac{-j4\pi\Delta f R m}{c})\exp(\frac{j2\pi mp}{N_f}), \\ &\qquad p = 0, \cdots, N_f - 1 \end{aligned} \tag{8}$$

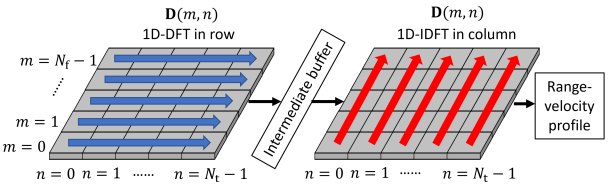


图3：应用二维离散傅里叶变换对矩阵$\mathbf{D}(m,\ n)$进行感知信号处理。

$$Y_v(q) = \mathrm{DFT}(y_{\mathrm{D}}(n)) = \sum_{n=0}^{N_{\mathrm{t}}-1} y_{\mathrm{D}}(n)\exp(-\frac{\mathrm{j}2\pi nq}{N_{\mathrm{t}}}) = \sum_{n=0}^{N_{\mathrm{t}}-1} \exp(\frac{\mathrm{j}4\pi T_{\mathrm{sym}} f_{\mathrm{c}} vn}{\mathrm{c}})\exp(-\frac{\mathrm{j}2\pi nq}{N_{\mathrm{t}}}),\quad q = 0, \cdots, N_{\mathrm{t}}-1 \tag{9}$$

通过执行 IDFT 和 DFT，$y_{\mathrm{R}}(m)$ 和 $y_{\mathrm{D}}(n)$ 的相位偏移从时频域转换为时延域和多普勒域中的谱峰 [8]。距离 R 可根据时延域中出现峰值处的 IDFT 频点索引 p 计算。同样，速度 v 可根据多普勒域中出现峰值处的 DFT 频点索引 q 获得。距离和速度可通过以下方式计算

$$R = \frac{\mathrm{c}p_{\mathrm{peak}}}{2\Delta f N_{\mathrm{f}}}, \tag{10}$$

$$v = \frac{\mathrm{c}q_{\mathrm{peak}}}{2f_c T_{\mathrm{sym}} N_{\mathrm{t}}}, \tag{11}$$

其中，p_{peak} 是时延域峰值位置处的频点索引，q_{peak} 是多普勒域峰值位置处的频点索引。

式（5）中的矩阵$\mathbf{D}(m,\ n)$可改写为

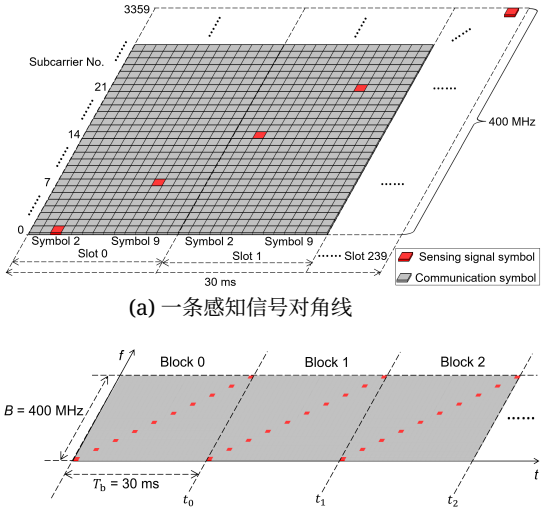
$$\mathbf{D}(m,n) = \begin{pmatrix} \mathrm{D}(0,0) & \cdots & \mathrm{D}(0,N_{\mathrm{t}}-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathrm{D}(N_{\mathrm{f}}-1,0) & \cdots & \mathrm{D}(N_{\mathrm{f}}-1,N_{\mathrm{t}}-1) \end{pmatrix}. \tag{12}$$

对$\mathbf{D}(m,\ n)$进行二维离散傅里叶变换，可计算目标的距离和速度。该过程分为两个阶段：如图3所示，先逐行进行长度为 N_{t} 的一维离散傅里叶变换，再逐列进行长度为 N_{f} 的一维逆离散傅里叶变换。随后可得到二维距离-速度周期图，从而直观地显示反射目标。

IV. 一种新颖的波形设计与感知信号处理算法

A. 挑战

尽管性能出色且具有实用性，基于二维离散傅里叶变换的周期图方法仍存在若干缺点。首先，二维离散傅里叶变换的计算开销很大。 N 点离散傅里叶变换的复杂度为 $\mathcal{O}(N^2)$。例如，要对图 1(a) 所示感知块生成的一个矩阵 $\mathbf{D}(m,n)$ 应用二维离散傅里叶变换，需要进行 $960\mathcal{O}(N^2)$ 次复数乘法（行方向进行 480 次离散傅里叶变换，列方向进行 480 次 IDFT），才能生成一个距离-速度估计。由于



(a) 一条感知信号对角线

(b) 连续传输的感知信号对角线

图 4：满足表 I 中关键绩效指标的感知信号对角结构。

感知系统“缺乏智能”，无法预测探测范围内目标的位置，因此必须使用窄波束扫描各个方向的环境，以定位和跟踪目标，导致计算复杂度极高。其次，二维离散傅里叶变换分阶段计算，必须先获得逐行进行的一维离散傅里叶变换的所有结果，才能执行逐列的一维 IDFT。因此，需要额外的中间缓存，从而增加硬件成本，尤其是在离散傅里叶变换点数较大时。最后，感知信号必须在时域和频域中均以梳状结构传输，这会带来很高的感知开销。

B. 方法

为应对这些挑战，本文提出了一种新颖的基于正交频分复用的感知波形结构及相应的信号处理算法。如图 4(a) 所示，一个带宽为 400 MHz 的矩形时频块在频域包含 3360 个子载波，在时域持续 30 ms。感知信号沿该块的对角线均匀分布。时域和频域包含相同数量的感知信号，即 N。一条感知信号对角线会生成长度为 N 的传输调制符号序列$\mathbf{d}_{\mathrm{Tx}}(k)$，在时域跨越 240 个时隙，在频域占用 400 MHz。归一化调制符号向量$\mathbf{d}(k)$可通过接收调制符号序列$\mathbf{d}_{\mathrm{Rx}}(k)$与$\mathbf{d}_{\mathrm{Tx}}(k)$逐元素相除得到：

$$\mathbf{d}(k) = \frac{\mathbf{d}_{\mathrm{Rx}}(k)}{\mathbf{d}_{\mathrm{Tx}}(k)} = y_{\mathrm{R}}(k) \otimes y_{\mathrm{D}}(k), k = 0, \cdots, N-1 \tag{13}$$

其中

$$y_{\mathrm{R}}(k) = \exp(\frac{-\mathrm{j}4\pi\Delta f R k}{\mathrm{c}}), k = 0, \cdots, N-1 \tag{14}$$

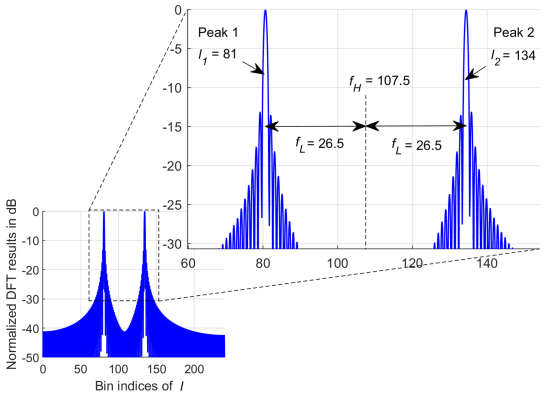


图 5：使用所提算法得到的距离为 40 m、速度为 5 m/s 的目标雷达图像。

$$y_{\mathrm{D}}(k)=\exp(\frac{\mathrm{j}4\pi T_{\mathrm{sym}}f_{\mathrm{c}}vk}{\mathrm{c}}),k=0,\cdots,N-1 \tag{15}$$

目标的距离 R 会导致向量 $y_{\mathrm{R}}(k)$ 各个元素产生相位偏移。目标的速度 v 会导致向量 $y_{\mathrm{D}}(k)$ 各个元素产生相位偏移。由于向量 $y_{\mathrm{R}}(k)$ 和向量 $y_{\mathrm{D}}(k)$ 包含相同数量的元素，且它们在频域和时域中均等间隔排列，因此可以通过对$\mathbf{d}(k)$进行离散傅里叶变换，同时获得目标的距离和速度，结果为

$$Y_{rv}(l)=\mathrm{DFT}(\mathbf{d}(k))=\sum_{k=0}^{N-1}y_{\mathrm{R}}(k)y_{\mathrm{D}}(k)\exp(-\frac{\mathrm{j}2\pi kl}{N}),\quad l=0,\cdots,N-1 \tag{16}$$

图 5 展示了调制符号向量 $\mathbf{d}(k)$ 的归一化离散傅里叶变换结果，该向量由距离为 R = 40 m、在时刻 t_0以 v = 5 m/s 运动的物体反射的感知信号得出。x 轴表示离散傅里叶变换频点索引l。频点数量等于离散傅里叶变换点数 N。x 轴上的整数值对应于离散傅里叶变换采样的频谱频率。离散傅里叶变换结果呈现双峰状轮廓。两个峰值位置处的频点索引分别为 l_1 = 81 和 l_2 = 134。携带目标距离和多普勒信息的两个频谱频率 f_{H} 和 f_{L} 可通过以下方式计算：

$$f_{\mathrm{H}}=\frac{l_1+l_2}{2}, \tag{17}$$

$$f_{\mathrm{L}}=\frac{l_2-l_1}{2}. \tag{18}$$

$\mathbf{d}(k)$ 的离散傅里叶变换将时频域中的调制信号转换为雷达图像中以 f_{H} 为中心、间隔为 $2f_{\mathrm{L}}$ 的两个谱峰。其中，f_{H} 和 f_{L} 中的一个包含距离信息，另一个包含速度信息。目标的距离和速度可通过

$$R=\frac{\mathrm{c}f_{\mathrm{H}}}{2\Delta f N_{\mathrm{c}}},v=\frac{\mathrm{c}f_{\mathrm{L}}}{2T_{\mathrm{sym}}f_{\mathrm{c}}N_{\mathrm{c}}}, \tag{19}$$

or

$$R=\frac{\mathrm{c}f_{\mathrm{L}}}{2\Delta f N_{\mathrm{c}}},v=\frac{\mathrm{c}f_{\mathrm{H}}}{2T_{\mathrm{sym}}f_{\mathrm{c}}N_{\mathrm{c}}}. \tag{20}$$

作为所提算法的副作用，利用 (19) 和 (20) 可从一个感知信号块中得到两个距离-速度估计。这两个估计包括一个正确的距离-速度估计和一个错误的距离-速度估计。例如，可从图 5 所示的频点索引 l_1 = 81 和 l_2 = 134 中提取两个距离-速度估计，以下分别称为估计 A 和估计 B。

- 估计 A：R = 40 m，v = 5 m/s
- 估计 B：R = 10 m，v = 20 m/s

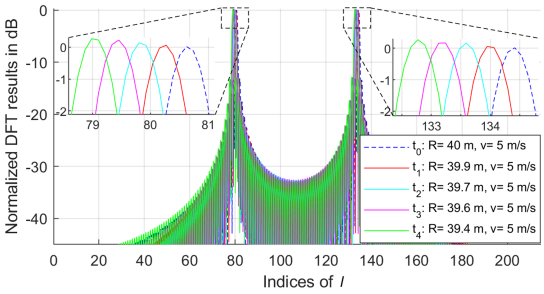
使用所提出的方法，距离为 R = 40m、速度为 v = 5 m/s 的目标会产生与另一个距离为 R = 10 m、速度为 v = 20 m/s 的目标相同的雷达图像。由于峰值位置处的频点索引 l_1 和 l_2 未标记，因此会产生不确定性。对于频谱频率 f_{H} 和 f_{L}，无法确定哪一个表示距离、哪一个表示速度。利用单个感知块的信息无法区分这两个估计。可以采用多时刻数据融合方法来滤除错误估计。多时刻数据融合方法的主要思路如下：根据近期获得的两个距离-速度估计，可以预测当前的距离-速度估计。将当前实际获得的估计与预测估计进行比较，即可识别错误估计。

下面以一个交通监测场景为例，说明如何识别错误估计。我们假设该场景中的车辆符合交通研究中常用的线性运动模型 [9]。线性运动模型是一种运动模型：只要时间跨度足够短，目标的速度或加速度就保持恒定。我们假设该联合通信与感知系统没有关于这些车辆的先验距离-速度信息。假设车辆的最大加速度（a）为 5.4 m/s^2，这对应于车辆在 5 秒内从 0 加速至 60 mph 的加速度（高性能汽车的加速度）。连续的感知块分别在 0 ms（t_0）、30 ms（t_1）、60 ms（t_2）、90 ms（t_3）、120 ms（t_4）等时刻发送。对于匀速线性运动模型，可以根据在 t_0 时刻获得的估计 A 和估计 B，预测车辆在 t_1-t_4 时刻的距离和速度。类似地，对于加速度为 5.4 m/s^2 的恒定加速度线性运动模型，可以得到车辆在 t_1-t_4 时刻的距离和速度。

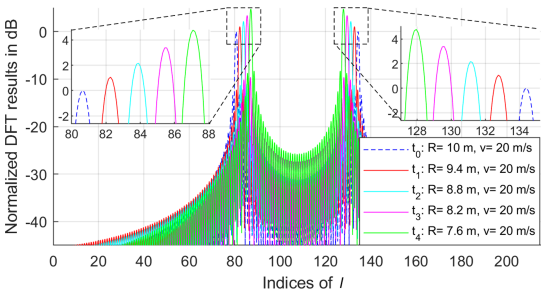
雷达图像中谱峰的幅度由距离决定，因为距离会影响目标反射的接收信号功率。R P_{R} P_{R} 表示为

$$P_{\mathrm{R}}=\frac{P_{\mathrm{Tx}}G_{\mathrm{Tx}}G_{\mathrm{Rx}}\sigma\lambda^2}{(4\pi)^3R^4f_{\mathrm{c}}^2}, \tag{21}$$

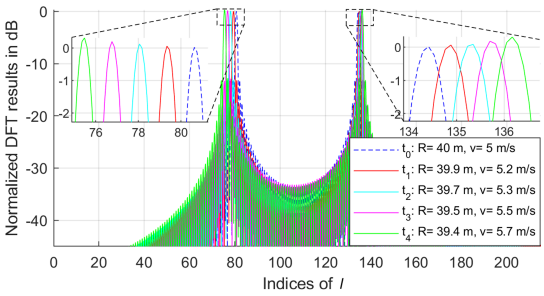
其中，P_{Tx} 为发射功率，G_{Tx} 为发射天线增益，G_{Rx} 为接收天线增益，σ 为目标的雷达散射截面，λ为载波的波长。



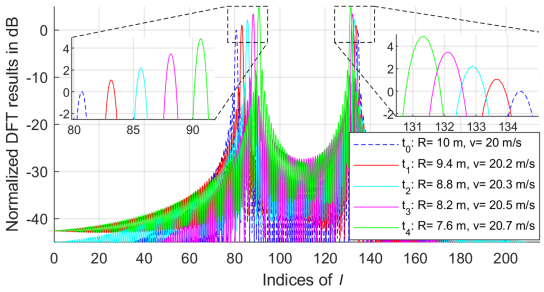
(a) 车辆在具有 R = 40 m和恒定 v = 5 m/s时的真实雷达图像，以及在时间 t_0-t_4的预测雷达图像



(b) 车辆在具有 R = 10 m和恒定 v = 20 m/s时的真实雷达图像，以及在时间 t_0-t_4的预测雷达图像



(c) 车辆在具有 R = 40 m、 v = 5 m/s 以及恒定加速度5.4 m/s^2 时的雷达图像，和预测的时刻 t_0-t_4的雷达图像



（d）车辆在 R = 10 m、 v = 20 m/s时的真实雷达图像以及在时刻 t_0具有 5.4 m/s^2 恒定加速度时的预测时刻 t_0-t_4的雷达图像

图6：预测的雷达　基于估计 A 的时刻 t_1-t_4 雷达图像　在时间 t_0获得的估计 B。

表 III：根据时间 t_0获得的估计 A 和估计 B，预测车辆在时间 t_1-t_4 的距离和速度

估计	t （毫秒）	R (t) （米）	v (t) （米/秒）	$A_p(t)$ （dB）
估计 A with 常数 v	t_0 = 0	40	5	0
	t_1 = 30	39.9	5	0.06
	t_2 = 60	39.7	5	0.13
	t_3 = 90	39.6	5	0.19
	t_4 = 120	39.4	5	0.26
估计 B with 常数 v	t_0 = 0	10	20	0
	t_1 = 30	9.4	20	1.07
	t_2 = 60	8.8	20	2.22
	t_3 = 90	8.2	20	3.45
	t_4 = 120	7.6	20	4.77
估计 A with 常数 a	t_0 = 0	40	5	0
	t_1 = 30	39.9	5.2	0.06
	t_2 = 60	39.7	5.3	0.13
	t_3 = 90	39.5	5.5	0.2
	t_4 = 120	38.4	5.7	0.28
估计 B with 常数 a	t_0 = 0	10	20	0
	t_1 = 30	9.4	20.2	1.08
	t_2 = 60	8.8	20.3	2.24
	t_3 = 90	8.2	20.5	3.49
	t_4 = 120	7.6	20.7	4.86

根据在时刻 t_0 获得的估计值 A 和估计值 B 以及线性运动模型，时刻 t_1-t_4 的预测距离 $R(t)$、速度 $v(t)$ 和归一化峰值幅度 $A_p(t)$列于表 III。 $A_p(t_0)$归一化为 0 dB。在时刻 t_0 计算得到的真实雷达图像，以及未来时刻 t_1-t_4 的预测雷达图像如图6所示。该蓝色虚线表示感知块在时间 t_0 发射后生成的真实雷达图像，而时间 t_1-t_4 的预测雷达图像则以不同颜色显示。可以观察到，尽管速度为 v = 20 m/s、距离为 R = 10 m 的车辆在时间 t_0 生成的雷达图像与速度为 v = 5 m/s、距离为 R = 40 m 的车辆所生成的雷达图像相同，但时间 t_1-t_4 的后续雷达图像呈现出不同的模式。图6(a)显示，由于时间流逝，峰值仅发生了轻微偏移。由于速度恒定， f_L 保持不变；而较低的速度（5 m/s）使时间 t_1-t_4 内的距离变化很小。因此， f_H 的变化不太显著。如图6(a)放大部分所示，时间 t_0-t_4 的峰值位置对应的频点索引在 79-81 和 133-134 范围内。此外，峰值幅度从 t_0 时的 0 dB 略微增加至 t_4 时的 0.26 dB。距离的轻微变化会导致接收信号功率发生小幅变化，进而引起峰值幅度的轻微波动。

可以观察到，图6(b)中的雷达图像与图6(a)中的雷达图像有很大差异。匀速运动在图6(b)中产生不变的频谱频率f_H 。与此同时，较高的速度（v = 20m/s）会导致距离发生显著变化（频谱频率发生较大变化 f_L）。时间 t_0-t_4 的峰值位置对应的频点索引位于80-88和128-134之间，与图6(a)中的频点索引明显不同。此外，由于距离变化显著，峰值幅度从 t_0 时的0dB迅速增至 t_4时的4.77dB。因此，对于匀速运动，通过比较

时间 t_1-t_4 的预测雷达图像中的频点索引和峰值幅度与时间t_1-t_4获取的实际雷达图像中的频点索引和峰值幅度，可以确定正确的距离-速度估计。

尽管交通监测场景中车辆的加速度完全无法预测，但车辆的加速度是有限的。高性能汽车的最大加速度为 5.4 m/s^2。对于加速度为 5.4 m/s^2, 的线性运动模型，在时间 t_1-t_4 处预测的雷达图像在估计 A 和估计 B 之间仍存在显著差异，如图6(c)和图6(d)所示。非零加速度会导致 f_{H} 和 f_{L}均发生变化。对于估计 A，由于加速度有限，速度变化缓慢。由于加速度较低，且时间 t_0处的速度较低（5 m/s），距离也变化缓慢。因此，如图6(c)所示，该车辆在 t_1-t_4 期间的 f_{H} 和 f_{L} 均只有轻微变化。对于一辆在时间 t_0处具有 R = 10 m、v = 20m/s和 a = 5.4 m/s^2 的车辆，高速度导致距离大幅变化，从而使时间 t_1-t_4处的 f_{L} 发生显著变化。 f_{L} 的显著变化会使峰值明显偏移，导致图6(d)中的峰值模式比图6(c)中的更稀疏。因此，此处速度对于滤除错误估计至关重要，因为距离变化取决于速度。交通场景中的有限加速度只是影响雷达图像中峰值变化的次要因素。

C. 讨论

前文提到，应用二维离散傅里叶变换的信号处理复杂度较高。采用表 II 中参数的 OFDM 感知系统需要进行 $2N\times\mathcal{O}$（N^2）次复数乘法（行方向进行 480 次 DFT，列方向进行 480 次 IDFT），才能生成距离-速度估计。相比之下，所提算法的计算复杂度相对较低，因为它避免了对所有行和所有列进行 DFT 运算。

由于调制信号沿频率轴的相移能够提取时延，而调制信号沿时间轴的相移能够提取多普勒频移，因此，所提对角结构将频率轴和时间轴上的相移结合起来，形成沿资源块对角线排列的一系列感知信号，从而降低了信令开销。因此，可以同时得出距离和速度。传统梳状结构的感知开销为 N^2/N_c^2。所提对角结构的感知开销为 N/N_c^2，将感知开销降低了 N 倍。

所提算法唯一的一个小缺点是，雷达图像中两个未标记的谱峰会导致距离-速度估计产生歧义。所提的多时序数据融合方法可用于消除歧义。此外，使用所提算法时，静止目标不会产生歧义。例如，图7显示了一个距离为 40 m、速度为0 m/s的静止目标的雷达图像。另一个距离为0 m、速度为20 m/s的目标会产生与图7所示相同的雷达图像。然而，由于距离 R 为零，该目标会直接接触JCAS系统的天线，这在运动学上

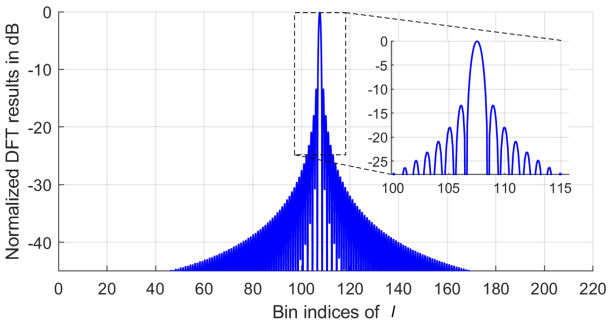


图7：距离为40 m、速度为0 m/s的目标雷达图像。

是不可行的。因此，所提算法仅使用感知信号的一个对角块，就能无歧义地得出静止目标的距离-速度估计。

V. 结论

正交频分复用雷达的典型处理算法采用二维离散傅里叶变换来提取距离和速度信息。本文提出了一种对角波形结构及相应的信号处理算法。采用此方法可获得两项优势。首先，该信号处理算法的计算复杂度低，内存需求小。其次，所提出的波形结构显著降低了感知开销。该方法的一个小缺点是，距离和速度以耦合的方式获取。因此，可能会出现距离-速度模糊。可采用多时刻数据融合方法来消除歧义。仿真结果验证了所提出波形和信号处理算法的可行性。

参考文献

[1] H. Wymeersch 等，“Deliverable D3.1 定位与感知用例及差距分析”，Hexa-X，2021年12月31日。[2] F. Liu、C. Masouros、A. P. Petropulu、H. Griffiths 和 L. Hanzo，“雷达与通信联合设计：应用、最新进展及未来方向”，载于 IEEE通信汇刊，第68卷，第6期，第3834-3862页，2020年6月，doi: 10.1109/TCOMM.2020.2973976。[3] T. Wild、V. Braun 和 H. Viswanathan，“面向第五代移动通信之后及第六代移动通信系统的通信与感知联合设计”，载于 IEEE Access，第9卷，第30845-30857页，2021年，doi: 10.1109/ACCESS.2021.3059488。[4] C. Sturm 和 W. Wiesbeck，“无线通信与雷达感知融合的波形设计与信号处理方面”，载于 Proceedings of the IEEE，第99卷，第7期，第1236-1259页，2011年7月，doi: 10.1109/JPROC.2011.2131110。[5] C. Sturm、Y. Sit、M. Braun 和 T. Zwick，“用于雷达网络应用和多输入多输出雷达的频谱交错多载波信号”，IET雷达、声呐与导航，2012年，doi: 10.1049/iet-rsn.2012.0040。[6] C. Sturm、E. Pancera、T. Zwick 和 W. Wiesbeck，“一种新颖的正交频分复用雷达处理方法”，2009年IEEE雷达会议，2009年，第1-4页，doi: 10.1109/RADAR.2009.4977002。[7] C. Sturm、M. Braun、T. Zwick 和 W. Wiesbeck，“面向正交频分复用智能雷达系统的多目标多普勒估计算法”，第七届欧洲雷达会议，2010年，第73-76页。[8] A. Behravan 等，“将感知引入未来无线通信系统”，2022年第二届IEEE通信与感知联合国际研讨会（JC&S），2022年，第1-5页，doi: 10.1109/JCS54387.2022.9743513。

[9] R. Schubert、E. Richter 和 G. Wanielik, 《用于车辆跟踪的高级运动模型比较与评估》，2008 年第11届国际信息融合会议，2008 年，第 1–6 页。