一种基于时变阵列的安全双功能雷达通信系统

Zhaoyi Xu 和 Athina P. Petropulu 电气与计算机工程系，罗格斯大学，皮斯卡特维，NJ 08854 电子邮箱： {zhaoyi.xu,athinap}@rutgers.edu

arXiv:2302.02490v1 [eess.SP] 5 Feb 2023

摘要—**双功能雷达通信（DFRC）系统具有较高的频谱效率、硬件效率和功耗效率，因此是 6G无线系统的理想候选方案。DFRC系统使用相同的波形，同时探测周围环境并与其他设备通信。由于通信信息可能暴露给潜在目标，DFRC系统容易受到窃听。在本文中，我们提出利用由时间调制阵列（TMA）实现的方向调制（DM）来缓解这一问题，该阵列发送正交频分复用波形。DM能够对除合法用户所在方向之外所有方向上的信号进行扰乱。然而，目标反射的信号也会受到扰乱，从而使目标参数的提取更加复杂。我们提出一种新颖的低复杂度目标估计方法，根据经过扰乱的接收符号估计目标参数。我们还提出一种新方法，以增加复杂度为代价，精化所获得的目标估计值。借助所提出的精化算法，该DFRC系统能够与用户安全通信，同时实现高精度感知功能。**

一、引言

在当今的技术领域中，雷达和无线通信系统的射频（RF）前端架构非常相似。此外，为了不断寻求更大的带宽，无线通信系统一直在使用过去由雷达占用的频段。基于这些原因，人们对协同设计空间分布式雷达与通信设备产生了浓厚兴趣：通过控制干扰使它们能够共存于频谱中， [1], 或者设计能够在同一平台上集成通信与感知功能的系统。后一类系统可采用轻量低成本设备实现，并能高效利用功率和无线电频谱来进行通信与感知。双功能雷达通信（DFRC）系统 [2]–[5]是一类集成雷达通信系统，它们在感知和通信中使用相同的波形以及相同的硬件平台。因此，DRFC系统在集成系统中具有最高的频谱效率，其发射机硬件也比典型的集成系统简单得多。这些优势使双功能雷达通信技术非常适用于车联网、WLAN室内定位和无人机网络 [6]–[8]。

数十年来，无线通信系统中的物理层安全（PLS）一直受到广泛研究和发展。最初的思路是设计系统，使窃听者与合法用户之间的信干噪比（SINR）差异，也称为保密速率，达到最大。可通过适当的预编码器设计 [9]–[12], 或发送人工噪声（AN） [13], [14]来迷惑窃听者。然而，上述方法需要预先了解窃听者信道状态信息（CSI）或其统计特性，而人工噪声可能会对通信用户造成干扰。

定向调制（DM）是物理层安全（PLS）领域较新的研究方向，近年来受到了广泛关注。DM 对天线传输进行调制，使通信信息在除通信用户（CU）所在方向之外的所有方向上发生失真。因此，对于位于不同于合法用户方向的窃听者而言，很难解析其接收到的通信信号 [15]。通常，可以通过适当设计天线权重 [16]–[18],，或通过符号级预编码 [19]–[21] 在所传输的数据符号之间产生有益干扰来实现 DM。DM 不依赖窃听者信道状态信息，也不会对通信用户（CU）造成干扰。实现 DM 的另一种方式是采用时变阵列（TMA），即在传输时间段内，以受控方式将天线连接至射频（RF）链或与其断开连接的阵列。在[22], 中，提出了一种采用 TMA 的 OFDM定向调制发射机，用于在无线通信系统中实现物理层安全（PLS）。对于每个发射天线，采用与 OFDM信号相同周期的周期性连接/断开模式，会在子载波频率处产生谐波信号 [22]。由于这些谐波信号，每个子载波的数据符号都会受到所有其他子载波数据符号的扰乱。通过适当设计激活模式，并在每根天线上施加相位波束赋形权重，沿期望方向传输的数据符号能够保持不变，而沿其他方向传输的数据符号则会被扰乱。

本文提出了一种基于OFDM定向调制发射机设计安全双功能雷达通信系统的新方法，如[22]所示。尽管双功能雷达通信的通信部分与此处的 [22], 相同，但我们将重点放在雷达部分。假设雷达目标与通信用户不在同一方向上，反射回双功能雷达通信接收机的信号包含失真的数据符号。来自所有子载波的乱序数据符号与雷达目标参数之间的耦合，使得无法直接估计雷达目标。我们提出了一种基于

本研究得到 NSF 项目 ECCS-2033433 的资助。

乱序雷达回波提取雷达目标参数的新方法。所提出的方法首先对目标角度和乱序数据符号进行粗略估计，然后通过离散傅里叶变换（DFT）操作估计目标参数。粗略估计的复杂度较低，但分辨率有限。我们还提出了一种新算法，以增加复杂度为代价提高分辨率。

基于时间调制的DM也已在双功能雷达通信系统的背景下得到研究 [23], [24]。然而， [23], [24]仅考虑单载波波形，其比特率较低。本文研究采用正交频分复用波形的DRFC系统，其能够实现高得多的比特率。此外，由于存在多个子载波和乱序数据符号，感知任务也更加复杂。

II. 采用时间调制阵列的正交频分复用系统

考虑一个TMA，它由一个包含 N_t 个天线的均匀线性阵列组成，天线间距为 d_t，并连接至一个射频链。

该系统以载波频率f_c和子载波间隔 f_s发送正交频分复用信号。子载波总数为 N_s。二进制源数据被分为 N_s 路并行数据流，经相移键控（PSK）调制或正交幅度调制（QAM）调制后，分配至 N_s 个正交频分复用子载波。每个天线分配相同的数据符号。每个天线对数据符号进行离散傅里叶逆变换（IDFT），预先添加循环前缀（CP），施加相位权重，将样本转换为模拟多载波信号，并以载波频率 f_c发射；该信号称为正交频分复用符号，持续时间为 T_p。注意，在正交频分复用系统中，$T_p = 1/f_s + T_{cp}$，其中 T_{cp} 为CP的持续时间。

天线通过开关与射频链连接或断开，因此在每次信道使用期间，每根天线在指定的时间间隔内保持连接。令 $U_n(t)$ 为周期为 T_p 的周期性方波，控制第 n 根天线的时间调制模式。朝向方向 θ 发射的信号可写为

$$x(t,\theta) = \sum_{n=0}^{N_t-1} e^{-j2\pi n d_t \frac{\sin\theta}{\lambda}} w_n U_n(t) e(t). \tag{1}$$

其中， λ 为载波频率的波长， w_n 为第 n 根天线的权重，并且

$$e(t) = \sum_{\mu=0}^{N_p-1} \sum_{s=0}^{N_s-1} d(s,\mu) e^{j2\pi(f_c+sf_s)t} rect(\frac{t-\mu T_p}{T_p}), \tag{2}$$

其中， N_p 为 OFDM 符号数量， $d(s, \mu)$ 表示第 μ 个 OFDM 符号期间在第 s 个子载波上传输的数据符号， $rect(t/T_p)$ 表示持续时间为 T_p 的矩形脉冲。天线权重设置为 $w_n = e^{j2\pi n d_t \sin^{\theta/c}}$，使得所有天线发射的信号在方向 θ 上相干叠加。

在本文中，我们考虑使用单刀单掷（SPST）开关，即开关具有“接通”和“断开”两种状态。令 t_n^o 和 t_n^e 分别表示第 n 个天线的 “ 接通 ” 和 “ 断开 ” 时间。为简单起见，我们使用归一化接通和断开时间， $\tau_n^o = t_n^o f_s \in [0,1]$ 和 $\tau_n^e = t_n^e f_s \in [0,1]$。令 $\Delta\tau_n = \tau_n^e - \tau_n^o$ 表示第 n 个天线的归一化占空比持续时间。令我们取 $\tau_n^o < \tau_n^e$，并将 $U_n(t)$ 设置为 1，仅当 $t/T_p \in [\tau_n^o, \tau_n^e]$ 时成立，否则为 0。基于该激活模式，周期方波 $U_n(t)$ 可表示为傅里叶级数，即，

$$U_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi m f_s t} \Delta\tau_n \mathrm{sinc}(m\pi\Delta\tau_n) \times e^{-jm\pi(2\tau_n^o+\Delta\tau_n)} \tag{3}$$

其中，sinc(·) 表示 sinc函数。

假设不同 OFDM 符号之间的数据符号相互独立，在以下分析中我们将仅关注一个 OFDM 符号，并舍弃矩形函数。将（3）代入（1），并关注频率范围 $[f_c, f_c + N_s f_s]$ 内的信号，可得

$$\begin{aligned} x(t,\theta) &= \sum_{s=0}^{N_s-1} d(s,\mu) e^{j2\pi(f_c+sf_s)t} \\ &\quad \times \sum_{m=-s}^{N_s-s-1} e^{j2\pi m f_s t} V(m,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta), \\ &= \sum_{s=0}^{N_s-1} \sum_{m=-s}^{N_s-s-1} d(s,\mu) e^{j2\pi[f_c+(s+m)f_s]t} V(m,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta), \end{aligned} \tag{4}$$

其中

$$\begin{aligned} V(m,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta) = \sum_{n=0}^{N_t-1} & e^{-j2\pi n d_t \frac{\sin\theta}{\lambda}} w_n \Delta\tau_n \\ & \times \mathrm{sinc}(m\pi\Delta\tau_n) e^{-jm\pi(2\tau_n^o+\Delta\tau_n)} \end{aligned} \tag{5}$$

包含基波信号（当 $m = 0$ 时）和谐波信号（当 $m \neq 0$ 时）的傅里叶级数系数，这些信号由时间调制、角度引起的相位延迟以及天线权重产生。

令 $i = s + m$，(4) 可改写为

$$x(t,\theta) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{s=0}^{N_s-1} d(s,\mu) V(i-s,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta) e^{j2\pi i f_s t}, \tag{6}$$

此时可以看出，子载波 i 上的数据符号是所有子载波经相应系数 $V(i - s, \tau_n^o, \Delta\tau_n, \theta)$ 调制后的数据符号之和。

通过合理设计每根天线的“开启”时刻 τ_n^o 和占空比 $\Delta\tau_n$ [22]，可以满足以下条件：

$$\begin{cases} V(m=0,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta=\theta_0) \neq 0, \\ V(m\neq 0,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta=\theta_0) = 0, \\ V(m\neq 0,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta\neq\theta_0) \neq 0. \end{cases} \tag{7}$$

在方向 θ_0上，仅保留基波信号，而在其他方向上，接收信号同时包含基波信号和谐波。因此，在方向 $\theta \neq \theta_0$上，接收数据符号将与所有其他子载波的数据符号混杂

在一起。这样的发射机无需预先知道窃听者的位置及相应的信道，即可提供更强的安全性。需要注意的是，TMA 的优势是以发射功率降低为代价的，因为占空比$\Delta\tau_n$小于 1。

III. 使用加扰符号进行雷达感知

本节提出一种新颖的目标估计方法，首先估计乱序数据符号，然后提取目标参数。考虑一个接收阵列，其中包含 N_r 根天线，天线间距为 d_r。

设 CU 位于方向 θ_c，其中数据符号保持不变。假设雷达目标与 CU 不在同一方向，则到达这些目标的 OFDM信号会被所有子载波上的数据符号加扰，如式 (4) 所示。

假设共有 K 个目标，并用相应的角度 θ_k、距离 R_k 和径向速度 v_k 描述它们。第 mu 个 OFDM 符号期间，第 m 根天线接收到的基带信号为

$$y(m,t)=\sum_{k=0}^{K-1}\beta_k e^{-j2\pi m d_r\frac{\sin\theta_k}{\lambda}}\sum_{s=0}^{N_s-1}d'(s,\mu,\theta_k)e^{-j2\pi s f_s\frac{2R_k}{c}}\times e^{j2\pi f_d(k,s)t}e^{j2\pi(sf_s)t}+n(t),\tag{8}$$

其中，β_k 是复系数，用于表征与第 k 个目标相关的散射过程；$f_d\left(k,\ s\right)=2v_k\left(f_c+sf_s\right)/c$ 是第 k 个目标在第 s 个子载波上的多普勒频率，c 表示光速，$n\left(t\right)$ 表示均值为零、方差为 σ_n^2 的独立同分布（i.i.d.）白高斯噪声；并且

$$d'(s,\mu,\theta)=\sum_{i=0}^{N_s-1}d(i,\mu)V(s-i,\tau_n^o,\Delta\tau_n,\theta).\tag{9}$$

这里，$d'(s,\ \mu,\ \theta)$可视为被打乱的符号。可以看出，打乱方式取决于方向 θ。

我们假设观测时间非常短，因此在观测期间，距离 R_k 和多普勒频率 $f_d(k,\ s)$保持不变。

以采样频率 $F_s=N_sf_s$ 对持续时间为 T_p-T_{cp}的基带接收信号进行采样后，对这些样本进行 N_s点离散傅里叶变换（DFT），以获得符号。在第 μ个 OFDM 符号期间，第 i个子载波上由第 m根天线接收的符号为

$$d_r(m,s,\mu)=\sum_{k=0}^{K-1}\beta_k d'(s,\mu,\theta_k)e^{-j2\pi m d_r\frac{\sin\theta_k}{\lambda}}e^{-j2\pi s f_s\frac{2R_k}{c}}\times e^{j2\pi\mu T_p f_d(k,s)}+n_s,\tag{10}$$

其中，n_s 是子载波 s上的噪声。

在式（10）中，加扰符号与目标参数相耦合，因此无法使用传统的基于符号的估计方法在 [25] 中估计目标参数。

A. 角度估计

忽略噪声后，式（10）可视为

$$d_r(m,s,\mu)=\sum_{k=0}^{K-1}A(k,s,\mu)e^{j2\pi\omega(k,s)m},\tag{11}$$

其中，$A(k,s,\mu)=\beta_k d'(s,\mu,\theta_k)e^{-j2\pi sf_s\frac{2R_k}{c}}e^{j2\pi\mu T_p f_d(k,s)}$，且 $\omega(k,s)=-d_r\frac{\theta_k}{\lambda}$正弦。。假设 $N_r>K$，对于固定的 s，$\{d_r(m,s,\mu)\ m=0,\ \ldots,\ N_r-1\}$可视为由频率为 $\omega(k,s)$、幅度为 $A(k,s,\mu)$的 K 个复正弦信号之和。因此，对该序列应用 N_r点变换后，可在频率 $\omega(k,s)$处获得峰值。估计出频率后，即可计算目标角度:

$$\theta_k=\arcsin\left(-\frac{\omega(k,s)\lambda}{d_r}\right).\tag{12}$$

角度估计方案可以在所有子载波上重复进行。因此，利用频率分集，可以高概率地找到所有占用角度区间。

上述 DFT 中峰值的分辨率取决于接收天线的数量，N_r。我们将（12）中的角度估计值称为粗略估计值，并将在第 IV 节展示如何进一步细化这些角度估计值。

需要注意的是，在上述估计中，无需知道复振幅 β_k，因为粗略角度估计是在接收天线阵列域进行的。

B. 距离和速度估计

角度 DFT 将雷达目标分离到不同的角度区间后，针对每个角度区间，我们可以根据（9）估计数据符号的乱序方式。根据观测时间极短这一假设，角度 DFT 峰值的幅度可写为

$$\begin{aligned}A(k,s,\mu)&=\beta_k d'(s,\mu,\theta_k)e^{-j2\pi sf_s\frac{2(R_k-\mu T_p v_k)}{c}}e^{j2\pi\mu T_p\frac{2v_k f_c}{c}}\\&\approx\beta_k d'(s,\mu,\theta_k)e^{-j2\pi sf_s\frac{2R_k}{c}}e^{j2\pi\mu T_p\frac{2v_k f_c}{c}}.\end{aligned}\tag{13}$$

对于 $\mu=0,\ 1,\ \ldots\ldots,\ N_p$。这里，系数 $A(k,\ s,\ \mu)$包含已知的乱序数据符号，以及由距离和速度引起的相移。距离相移 $e^{-j2\pi sf_s\frac{2R_k}{c}}$仅取决于子载波索引 s，而速度相移仅取决于 OFDM 符号索引 μ。由于子载波域和 OFDM 符号域相互正交，我们可以在每个占用角度区间内独立估计目标的距离和速度。

同一角度分箱中可能存在多个目标。假设角度 θ_k 处有 N_q 个目标。对 θ_k 处估计的加扰符号进行逐元素除法后，系数可写为

$$\begin{aligned}A'(k,s,\mu)&=\frac{A(k,s,\mu)}{d'(s,\mu,\theta_k)},\\&=\sum_{q=0}^{N_q-1}\beta_{kq}e^{-j2\pi sf_s\frac{2R_{kq}}{c}}e^{j2\pi\mu T_p\frac{2v_{kq}f_c}{c}},\end{aligned}\tag{14}$$

其中，β_{kq}、R_{kq} 和 v_{kq} 分别是角度 θ_k 处第 q 个目标的系数、距离和径向速度。

(14)给出了一个仅包含距离和速度的表达式，同时消除了乱序数据符号。随后，可以根据沿 s 维对 $A'(k,\ s,\ \mu)$进行 N_s点离散傅里叶逆变换（IDFT）后得到的峰值来估计距离，即

$$r(k,l,\mu)=IDFT[A'(k,s,\mu)]=\frac{1}{N_s}\sum_{s=0}^{N_s-1}A'(k,s,\mu)e^{j\frac{2\pi}{N_s}sl},$$
$$=\sum_{q=0}^{N_q-1}\frac{\beta_{kq}e^{j2\pi\mu T_p\frac{2v_{kq}f_c}{c}}}{N_s}\sum_{s=0}^{N_s-1}e^{-j2\pi sf_s\frac{2R_{kq}}{c}}e^{j\frac{2\pi}{N_s}sl}, \tag{15}$$

对于 $l=0,\ ...,\ N_s-1$。$r(k,\ l,\ \mu)$的峰值将出现在以下位置

$$l_{kq}=\left\lfloor\frac{2N_sR_{kq}f_s}{c}\right\rfloor, \tag{16}$$

其中，$\lfloor\cdot\rfloor$ 表示向下取整函数。

然后，沿维度 μ 对先前估计得到的距离峰值进行 N_p 点 DFT，可得到以下峰值:

$$p_{kq}=\left\lfloor\frac{2v_{kq}f_cN_pT_p}{c}\right\rfloor. \tag{17}$$

根据这些峰值的位置，我们可以估计目标的速度。

请注意，通过在每个角度区间内进行距离估计，可以将距离估计结果与估计的角度配对。此外，沿 OFDM 符号域对距离 IDFT 峰值进行 DFT，即可将速度估计结果与角度-距离估计结果配对。估计过程中无需获知系数 β，因为距离估计和速度估计分别沿子载波域和 OFDM 符号域进行。

IV. 目标估计精细化

在上述估计过程中，角分辨率受物理阵列的孔径限制，即 $(N_r-1)d_r$。较低的角分辨率可能导致某些目标角度无法分辨。本节提出一种新算法，用于精细化目标角度和距离估计。由于角度和距离相移均与 OFDM 符号索引无关，因此精细化只需要一个 OFDM 符号。

假设有 N_q 个目标位于相同的角度分箱内，但角度各不相同。由于不同方向上的数据符号经过不同方式的乱序，因此需要进行高分辨率角度估计，以准确估计同一角度区间内不同的乱序数据符号。多重信号分类（MUSIC）算法作为一种广泛使用的超分辨率方法，可用于提供此类高分辨率角度估计值。设精细化角度估计值为 $\hat{\Theta}=[\hat{\theta}_0,\ \hat{\theta}_1,\ .....,\ \hat{\theta}_{N_q-1}]^T$。

尽管通过 MUSIC 算法对角度估计值进行了精细化，但由于符号与目标参数之间存在耦合，这些估计值无法直接用于式 (10)。为了精细化距离估计值并进一步将其与精细化角度估计配对，我们提出利用式 (16) 中先前估计的距离，并构建一个最小二乘优化问题。为简单起见，我们先讨论目标处于相同距离的情况，然后再讨论目标处于不同距离的情况。

令 $\mathbf{R}=\{R_0,R_1,\ldots,R_{N_q-1}\}$ 表示已估计距离附近的离散化距离空间。在第 μ 个 OFDM 符号期间的最小二乘优化问题可表示为

$$\hat{R}=\arg\min_{R\in\mathbf{R}}\sum_{m=0}^{N_r-1}\sum_{s=0}^{N_s-1}|d_r(m,s,\mu)-d_r'(m,s,\mu,R)|^2, \tag{18}$$

其中

$$d_r'(m,s,\mu,R)=\sum_{q=0}^{N_q-1}d'(s,\mu,\hat{\theta}_q)e^{-j2\pi md_r\frac{\sin\hat{\theta}_q}{\lambda}}e^{-j2\pi sf_s\frac{2R}{c}}$$

表示估计的接收数据符号。

当目标处于不同距离时，需要使用离散化距离与式（18）中的精细化角度估计的所有可能组合，以精细化距离估计并将其与精细化角度估计正确配对。

在完成角度-距离精细化后，也可以采用类似的方法进行速度估计精细化

$$\hat{v}=\arg\min_{v\in\mathbf{V}}\sum_{m=0}^{N_r-1}\sum_{s=0}^{N_s-1}\sum_{\mu=0}^{N_p-1}|d_r(m,s,\mu)-d_r'(m,s,\mu,v)|^2, \tag{19}$$

其中

$$d_r'(m,s,\mu,v)=$$
$$\sum_{q=0}^{N_q-1}d'(s,\mu,\hat{\theta}_q)e^{-j2\pi md_r\frac{\sin\hat{\theta}_q}{\lambda}}e^{-j2\pi sf_s\frac{2\hat{R}}{c}}e^{-j2\pi\mu T_p\frac{2vf_c}{c}}$$

基于式（18）中的精细化角度-距离对。然而，由于速度需要沿 OFDM 符号域进行估计，因此必须估计所有 OFDM 符号中的乱序数据符号，这会显著增加计算复杂度。为降低复杂度，可以使用部分接收天线和/或部分子载波来构建式（18）和式（19）中的最小二乘优化问题；但样本数量减少会降低精细化性能。

请注意，上述估计精细化针对的是位于同一角度区间内的目标。因此，如果有 K 个占用角度区间，就需要重复上述精细化 K 次，以精细化所有目标的估计。

完整的估计过程如算法 1 所示。首先，沿接收阵列域对所有子载波执行 DFT 运算，粗略估计目标角度（见（12））。然后，根据角度 DFT 峰值的系数，可以估计出被打乱的数据符号，并将其从角度 DFT 峰值系数中消除（见（14））。经过逐元素除法后，分别沿子载波域和 OFDM 符号域执行 IDFT 和 DFT 运算，即可独立估计距离和速度

。随后，使用 MUSIC 算法精细化角度估计值，并根据精细化角度估计值和先前估计的距离构建一个最小二乘优化问题。通过搜索所有可能的组合，最小二乘优化问题的结果是成对的精细角度-距离估计值（Θ，$\mathbf{R}$）。速度估计也可以用类似的方法进行精细化，但会带来显著的计算开销。

算法 1： TMA OFDM DFRC 系统的目标参数估计算法。步骤 1：通过式 (12) 对所有子载波进行粗略角度估计；步骤 2：在上一步找到的占用角度区间内，通过式 (16) 进行粗略距离估计。$\hat{}$ 步骤 3：使用 MUSIC 算法获得精细化角度估计值 Θ；步骤 4：根据步骤 2 的粗略距离估计值$\hat{}$和步骤 3 的精细化角度估计值 Θ，通过式 (18) 建立并求解最小二乘优化问题，以获得精细角度-距离估计 ($\hat{}\Theta$，$\hat{}\mathbf{R}$)；步骤 5：根据先前获得的精细化角度-距离估计 (Θ，$\mathbf{R}$) 建立并求解另一个最小二乘优化问题，以精细化速度$\hat{}$估计值，并获得最终估计值 (Θ，$\mathbf{R}$，$\mathbf{V}$)。

在该算法中，粗略估计是必要的，因为这些粗略估计能够指出哪些距离分箱和速度分箱被占用。若没有粗略估计，就需要对整个距离空间或速度空间进行离散化，这会增加估计问题的复杂度。当存在多个目标时，复杂度会更高；此时需要尝试所有可能的组合，才能正确配对各项估计值。

V. 数值结果

本节通过仿真评估所提出系统的性能。所用系统参数列于表 I 中。仿真期间，目标系数设为 1。再次注意，估计目标参数并不需要这些系数。二进制流通过正交相移键控（QPSK）调制为数据符号，即每个数据符号由两位组成。

w_n 经过设置，以将发射能量聚焦到通信用户方向，同时确保数据符号在该方向上保持不变。为实现 DM，$\tau_n^e = n/N_t$ 和 $\Delta\tau_n = N_t - 1/N_t$ 用于$n = 0$，1，.....，$N_t - 1$ [22]。这里，我们考虑雷达阵列远场中的 3 个点目标，其角度、距离和速度如表 II 所示。需要注意的是，根据包含 24 根天线的接收阵列孔径，这些目标落入 2 个不同的角度区间；落入同一角度区间的两个目标距离非常接近，但速度不同。在仿真中，信噪比设为 10dB，

根据第 IV 节所述的目标参数估计算法，我们首先基于由 $N_r = 24$ 根天线组成的物理阵列获得了粗略的目标角度估计。

表 I 系统参数

参数	符号	数值
中心频率	f_c	24 GHz
子载波间隔	Δf	120 kHz
OFDM 符号持续时间	T_p	8.92μs
子载波数量	N_s	64
OFDM 符号数量	N_p	256
发射天线数量	N_t	8
雷达接收天线数量	N_r	24
CU 的角度	θ_c	60°
接收天线间距	d_r	0.5λ
发射天线间距	d_t	0.5λ

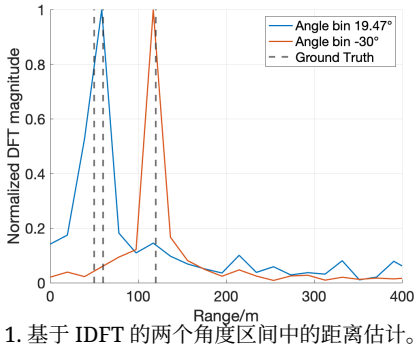

图 1. 基于 IDFT 的两个角度区间中的距离估计。

结果如图 2 中的蓝色所示。可以看出，由于接收阵列的角分辨率较低，2 个目标落入了同一个角度区间，即 $19.47°$，而另一个目标落入了 $-30°$ 所对应的角度区间。随后，在每个角度区间内，通过式 (14)–(16) 估计目标距离。结果如图 1 所示。对于处于同一个角度区间内的两个目标，它们的距离，即 $50m$ 和 $60m$，过于接近，以至于它们的距离峰也发生了合并，因此只能看到一个峰。结果如图 3 中的红色星号所示，而真实值则以蓝色圆圈表示。

请注意，粗略估计依赖于对加扰符号进行逐元素除法。为考察分母可能为零的问题，我们重复进行了 1000 次随机仿真，只有 0.0074% 的符号小于 0.01，且没有符号小于 0.001。

完成距离估计后，我们根据（17）中的距离峰值估计速度。粗略目标估计结果列于表 II 左栏。可以看出，位于同一角度-距离单元内的目标可以根据速度加以区分，但其角度和距离相同。

为细化粗略目标估计值，我们采用了算法 1。我们应用 MUSIC 算法细化角度估计值，结果以红色绘制于图 2 中。可以看出，落在同一角度区间内的两个目标现已成功分辨，并呈现出两个清晰的峰值。基于细化后的角度，我们构建了一个最小二乘问题（见（18））。在仿真中，我们在占用的角度-距离单元内，将距离空间离散为 101 个网格点。求解所构建的最小二乘问题后，得到图 3 中紫色叉号所示的结果。这次，两个间距很近的目标在距离上也得以分辨。

为了改进速度估计，我们利用精细化的角度-距离

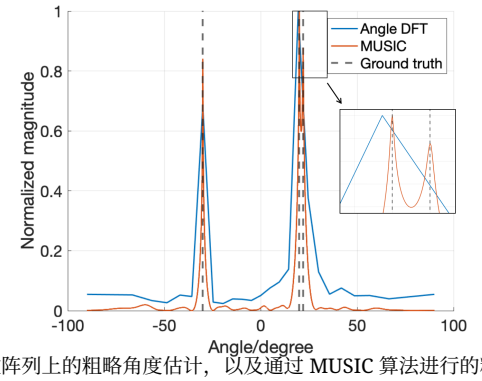

图 2. 接收阵列上的粗略角度估计，以及通过 MUSIC 算法进行的精细估计。

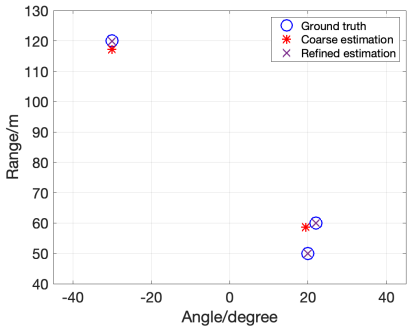

图 3. 粗略估计结果和精细估计结果。

估计结果构建了另一个最小二乘问题。然而，由于构建的问题规模较大，我们将速度空间离散为 11 个网格点，以降低计算开销。精细化的目标估计值如表 II 右栏所示。显然，精细化的目标估计值与真实值吻合良好。

VI. 结论

本文提出了一种基于通信 OFDM DM 发射机实现感知能力的方法。通过所提出的新型估计方法，我们解决了加扰符号与目标参数之间的耦合问题，并能够对目标参数进行粗略估计。为精化这些粗略估计结果，我们提出了一种估计精化算法：首先通过 MUSIC 算法精化角度，然后基于精化后的角度，采用最小二乘法精化距离。目标速度也可以采用类似方式进行精化。尽管粗略雷达估计受接收阵列规模和子载波数量的限制，但所提出的估计精化算法能够以较高的复杂度为代价，提供高分辨率的估计结果。

表 II 目标参数估计

目标参数	
$(20°,\ 50m,\ -10m/s)$, $(22°,\ 60m,\ 10m/s)$, $(-30°,\ 120m,\ 20m/s)$	
粗略估计	精细估计
$(19.47°,\ 58.59$米$,\ -9.38m/s)$	$(20°,50.00$米$,\ -10.08m/s)$
$(19.47°,\ 58.59$米$,\ 9.38m/s)$	$(22°,\ 60.16$米$,\ 10.08m/s)$
$(-30°,\ 117.19$m$,\ 21.09m/s)$	$(-30°,120.12$米$,\ 19.92m/s)$

参考文献

[1] B. Li、A. P. Petropulu 和 W. Trappe，“基于矩阵补全的MIMO雷达与MIMO通信系统频谱共享的最优协同设计”，*IEEE Trans. Signal Process.*，第64卷，第17期，第4562–4575页，2016年。[2] A. Hassanien、M. G. Amin、E. Aboutanios 和 B. Himed，“双功能雷达通信系统：解决频谱拥塞问题的一种方案”，*IEEE Signal Process. Mag.*，第36卷，第5期，2019年。[3] A. Hassanien、M. G. Amin、Y. D. Zhang 和 F. Ahmad，“双功能雷达通信的信令策略：综述”，*IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*，第31卷，第10期，2016年。[4] F. Liu、C. Masouros、A. 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”，*IEEE Trans. Commun.*，第66卷，第6期，2020年6月。[5] D. Ma、N. Shlezinger、T. Huang、Y. Liu 和 Y. C. Eldar，“自动驾驶车辆的雷达通信联合策略：融合两项关键汽车技术”，IEEE Signal Process. Mag.，第37卷，第4期，2020年。[6] S. Sun、A. Petropulu 和 H. V. Poor，“面向高级驾驶辅助系统和自动驾驶的MIMO雷达：优势与挑战”，IEEE Signal Process. Mag.，2020年。[7] K. V. Mishra、M. R. Bhavani Shankar、V. Koivunen、B. Ottersten 和 S. A. Vorobyov，“迈向毫米波联合雷达通信：信号处理视角”，IEEE Signal Process. Mag.，第36卷，第5期，第100–114页，2019年。[8] H. Wymeersch、G. Seco-Granados、G. Destino、D. Dardari 和 F. Tufvesson，“面向车联网的5G毫米波定位”，IEEE Wireless Communications，第24卷，第6期，第80–86页，2017年。[9] L. Dong、Z. Han、A. P. Petropulu 和 H. V. Poor，“通过协作中继提升无线物理层安全性”，IEEE Trans. Signal Process.，第58卷，第3期，第1875–1888页，2010年。[10] J. Li 和 A. P. Petropulu，“莱斯衰落多天线窃听信道的遍历保密速率”，IEEE Transactions on Information Forensics and Security，第6卷，第3期，2011年。[11] ——，“高斯MISO窃听信道的遍历保密速率”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第10卷，第4期，2011年。[12] J. Li、A. P. Petropulu 和 S. Weber，“无线物理层安全的协作中继方案”，IEEE Trans. Signal Process.，第59卷，第10期，第4985–4997页，2011年。[13] W. Zhang、J. Chen、Y. Kuo 和 Y. Zhou，“分层物理层安全中的人工噪声辅助最优波束成形”，IEEE Communications Letters，第23卷，第1期，第72–75页，2019年。[14] W. Wang、K. C. Teh 和 K. H. Li，“多天线小蜂窝网络中的人工噪声辅助物理层安全”，IEEE Transactions on Information Forensics and Security，第12卷，第6期，2017年。[15] M. P. Daly 和 J. T. Bernhard，“相控阵方向调制技术”，载于 EEE Trans. Antennas Propag.，2009年，第2633–2640页。[16] ——，“相控阵方向调制技术”，IEEE Transactions on Antennas and Propagation，第57卷，第9期，2009年。[17] Y. Ding 和 V. Fusco，“用于综合多波束方向调制发射机的正交向量方法”，IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters，第14卷，第1330–1333页，2015年。[18] M. Hafez 和 H. Arslan，“关于方向调制：多方向传输方案分析”，载于2015年 IEEE 国际通信研讨会（ICCW），2015年。[19] M. Alodeh、S. Chatzinotas 和 B. Ottersten，“基于松弛检测区域的多用户MISO能效符号级预编码”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第15卷，第5期，2016年。[20] ——，“MISO下行信道符号级预编码中的有益多用户干扰”，IEEE Trans. Signal Process.，第63卷，第9期，第2239–2252页，2015年。[21] C. Masouros 和 G. Zheng，“利用已知干扰作为绿色信号功率进行下行波束成形优化”，IEEE Trans. Signal Process.，第63卷，第14期，第3628–3640页，2015年。[22] Y. Ding、V. Fusco、J. Zhang 和 W.-Q. Wang，“时变调制OFDM方向调制发射机”，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第68卷，第8期，第8249–8253页，2019年。[23] G. Huang、Y. Ding、S. Ouyang 和 J. M. Purushothama，“利用时变调制方向调制发射机进行目标定位”，IEEE Sensors Journal，第1–1页，2022年。[24] C. Shan、Y. Ma、H. Zhao 和 J. Shi，“基于时变调制阵列的雷达通信联合设计”，Digital Signal Processing，第82卷，第43–53页，2018年。 [在线]。可访问：https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1051200418305505
[25] 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”，Proceedings of the IEEE，第99卷，第7期，第1236–1259页，2011年。