arXiv:2305.05142v1 [eess.SP] 9 May 2023

使用5G NR波形实现一体化超分辨率感知与通信：不均匀循环前缀的信号处理与实验

（特邀论文）

张超越*、周志文*、王惠智*和曾勇*†
*东南大学国家移动通信研究实验室，中国南京 210096
†紫金山实验室，中国南京 211111 电子邮箱：220211013@seu.edu.cn、220220790@seu.edu.cn、wanghuizhi@seu.edu.cn、yongzeng@seu.edu.cn。

摘要——**通感一体化（ISAC）是一项极具前景的技术，可在未来网络中同时提供高性能无线通信和雷达感知服务。本文提出了一体化超分辨率感知与通信（IS-SAC）的概念，该技术在ISAC系统中采用超分辨率算法，以实现对感知目标的时延、多普勒和角度等关键参数的极高感知性能。基于实际的第五代（5G）新空口（NR）波形，本文研究了ISSAC的信号处理技术，并开展了原型实验，以验证其可实现的性能。为此，我们首先研究了5G NR正交频分复用（OFDM）波形中不均匀循环前缀（CP）长度对各种感知算法的影响。具体而言，我们从时延估计和多普勒估计两个方面，分析了基于标准周期图的雷达处理方法以及两种经典超分辨率算法，即多重信号分类（MUSIC）和旋转不变技术信号参数估计（ESPRIT）的性能。为解决不均匀循环前缀问题，我们提出了一种适用于MUSIC的新型导向矢量结构，以及一种适用于ESPRIT的新型子矩阵选择方法。此外，我们搭建了一个ISSAC实验平台，以验证理论分析。实验结果表明，不等循环前缀长度所导致的性能下降并不显著，并且利用5G NR波形可以实现对目标的高分辨率时延估计和多普勒估计。**

I. 引言

通感一体化（ISAC）是一项新兴技术，近年来受到广泛关注 [1], ，旨在同时提供高性能无线通信和无处不在的雷达感知服务。研究人员已在波形设计 [2] [3], 、无缝感知覆盖 [4], 、波束成形[5], 、波束对准 [6] [7] 以及信息论极限分析 [8]–[10]等方面开展了大量理论分析与优化研究。另一方面，面向目标检测或参数估计等特定感知任务的实际信号处理技术，在通感一体化领域受到的关注相对较少。

具体而言，通感一体化的一项重要任务是估计感知目标的关键参数，例如到达角（AoA）、传播时延和多普勒等。对于基于正交频分复用（OFDM）波形的通感一体化系统，周期图 [11] [12]算法是一种实用的参数估计方法。此外，基于谱的算法，例如多重信号分类（MUSIC） [13] 和旋转不变技术信号参数估计（ESPRIT） [14], 是实现超分辨率的经典算法。超分辨率最初被定义为到达角估计的分辨率超过瑞利极限 [15]。这一概念还可以进一步扩展到时延和多普勒估计，即分辨率超过受雷达信号带宽和持续时间限制的传统基于DFT的算法所能达到的分辨率 [16]。具体而言，MUSIC算法处理信号自相关矩阵，得到噪声子空间和信号子空间，并利用二者之间的正交性实现超分辨率。然而，尽管具备超分辨率能力，MUSIC算法在谱搜索方面的计算复杂度极高，而且仅在信噪比（SNR）相对较高时效果最佳。另一方面，ESPRIT算法通过利用阵列结构的旋转不变性实现超分辨率，从而避免谱搜索并降低计算复杂度。

本文提出了通感超分辨率一体化（ISSAC）的概念，即通信和感知共用一种波形，并采用超分辨率算法进行雷达信号处理，以实现极致的感知性能。具体而言，我们针对 ISSAC 考虑实际的第五代（5G）新空口（NR）正交频分复用（OFDM）波形。值得注意的是，尽管针对通感一体化系统，正交频分复用波形已得到广泛研究 [12], [17]–[20],，但这些研究并未考虑在 5G NR 等实际通信场景中的实现。另一方面， [21] [22]将超分辨率算法应用于 5G NR 通感一体化系统，但其信号被建模为标准正交频分复用波形，忽略了实际 5G NR 波形中不均匀循环前缀的存在。具体而言，3GPP TS 38.211[23] 规定，5G NR 正交频分复用符号中的循环前缀长度通常各不相同。对于超分辨率感知算法，这种循环前缀长度不均匀的情况可能会在

符号（慢时间）域引入额外的相位跳变，从而导致多普勒估计出现严重偏差和方差增大，尤其是在目标速度较高时。

为解决上述问题，本文研究了三种方法，以减轻 5 G NR波形中不均匀循环前缀的影响。第一种方法忽略长循环前缀引起的额外相位跳变，在应用感知算法时，假设所有OFDM符号均采用普通循环前缀。第二种方法考虑长循环前缀的存在，假设所有OFDM符号的长度均等于一帧内OFDM符号的平均长度。第三种方法则考虑5G NR波形中OFDM符号的精确结构。此外，我们搭建了一个基于5G NR波形的ISSAC原型系统，该系统包括通用软件无线电外设（USRP）、毫米波相控阵、高精度滑轨和金属板。实验结果表明，在采用上述提出的适当方法时，使用5G NR波形估计时延和多普勒时，不均匀循环前缀长度仅会导致轻微的性能下降。

值得一提的是，已有一些关于通感一体化 [24] [25] 的相关实验，用于验证通信与感知性能之间的权衡。 [26] 中的作者提出了基于正交频分复用波形的 MIMO 雷达，用于高分辨率合成孔径雷达（SAR）成像和数据传输。研究人员还分别构建了基于时分模式 [27],[28] 和频分模式 [29], 的通感一体化系统，以验证其性能提升。与这些已有研究不同，我们的工作基于实际的、具有不均匀循环前缀的 5G NR 波形，兼顾理论分析和采用超分辨率算法的原型实验。

II. System Model

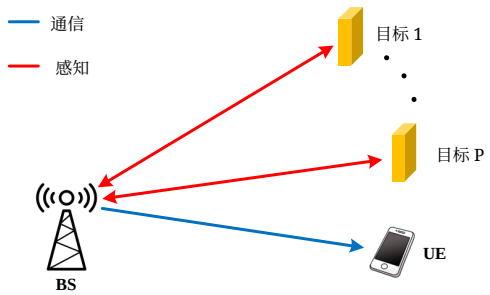


图 1：基于 5G NR 波形的 ISSAC 系统。

如图1所示，我们考虑一个包含双功能基站（BS）的 ISSAC 系统。为简单起见，该基站服务于一个通信用户设备（UE），同时感知 P 个目标。本文根据 3GPP TS 38. 211 [23]采用标准 5G NR 波形。第四节中后续原型实验所用的相应波形参数如表I所示，其中 f_c 为中心频率， B 为带宽， μ 为子载波间隔

配置参数， Δf 为子载波间隔。此外，每帧时隙数和每时隙符号数分别表示为

$N_{\text{slot}}^{\text{frame}}$和 $N_{\text{时隙符号}}$，分别为。因此，每个帧内的符号数量为$N_{\text{symb}} = N_{\text{slot}}^{\text{frame}} N_{\text{symb}}^{\text{slot}}$。根据 3GPP TS 38.101 [30],，资源块（资源块）的最大数量表示为N_{RB}，每个资源块包含 12 个子载波。因此，每个资源块内的子载波总数为 $N_{\text{sc}} = 12 \times N_{\text{RB}}$。

表I：用于 ISSAC 实验的 5G NR 波形参数。

band	FR2 N257
中心频率, f_c	28 GHz
带宽, B	400 MHz
子载波间隔配置, μ	3
子载波间隔, Δf	120 kHz
每帧时隙数, $N_{\text{slot}}^{\text{frame}}$	80
每时隙符号数, $N_{\text{symb}}^{\text{slot}}$	14
每帧符号数, N_{symb}	1120
资源块数量, N_{RB}	264
子载波数量 , N_{sc}	3168
帧持续时间	10 毫秒
时隙持续时间	125 µs
长循环前缀长度	9。4 µs
普通循环前缀长度	8。9 微秒

在 5G NR 中，不同 OFDM 符号的循环前缀长度可能不同。因此，我们将符号分为两种类型，即具有普通循环前缀的符号和具有“长循环前缀”的符号。请注意，“长循环前缀”这一术语不同于 5G NR 中“扩展循环前缀”的概念。扩展循环前缀仅用于 $\mu = 2$ 的配置，而“长循环前缀”则存在于所有配置的 5G NR 帧中。

所考虑的 5G NR帧结构如图 2 所示。

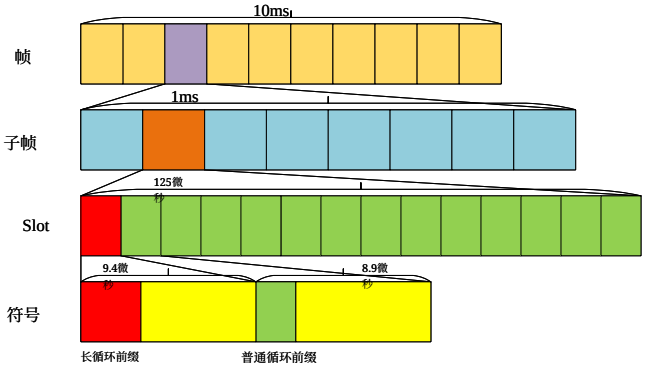


图 2：当 $\mu = 3$ 时的 5G NR帧结构。

一个 5G NR帧的时域波形可表示为

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N_{\text{symb}}-1} s_l(t), \tag{1}$$

其中， $s_l(t)$ 是包含循环前缀的第 l 个正交频分复用符号的波形，

可表示为

$$s_l(t)=\begin{cases}\bar{s}_l(t), & t_{\text{start},l}\le t<t_{\text{start},l}+T_{\text{symb},l},\\ 0, & \text{otherwise},\end{cases} \tag{2}$$

and

$$\bar{s}_l(t)=\sum_{k=0}^{N_{\text{sc}}-1} b_{k,l}e^{j2\pi k\Delta f\left(t-N_{\text{CP},l}T_c-t_{\text{start},l}\right)}, \tag{3}$$

其中，$b_{k,\,l}$ 表示通信中第 k个子载波、第 l个符号所承载的信息。此外，

$$T_{\text{symb},l}=\left(N_u+N_{\text{CP},l}\right)T_C \tag{4}$$

表示包含循环前缀在内的第 l个OFDM符号的长度，其中 $N_u=2048\kappa\cdot 2^{-\mu}$和 $T_C=1/\left(\Delta f_{\max}\times N_f\right)$ 分别表示OFDM符号的数据长度和新空口的基本时间单位，且 $N_f=4096$ 和 $\Delta f_{\max}=480\text{kHz}$。因此，$T_C=2.0345\text{ns}$。$N_{\text{CP},\,l}$ 表示第 l个OFDM符号的循环前缀长度，可表示为

$$N_{\text{CP},l}=\begin{cases}144\kappa\cdot 2^{-\mu}+16\kappa & l=0 \quad \text{or} \quad l=7\cdot 2^{\mu},\\ 144\kappa\cdot 2^{-\mu} & l\ne 0 \quad \text{and} \quad l\ne 7\cdot 2^{\mu},\end{cases} \tag{5}$$

其中，$\kappa=T_{\text{s}}/T_{\text{c}}=64$ 为常数，$T_{\text{s}}=1/\left(\Delta f_{\text{ref}}\times N_{\text{f},\,\text{ref}}\right)$表示LTE的基本时间单位，其中 $\Delta f_{\text{ref}}=15\text{kHz}$且$N_{\text{f},\,\text{ref}}=2048$。由式（5）可知，5G NR中的循环前缀长度不均匀。具体而言，对于所考虑的 $\mu=3$配置，每56个OFDM符号中有一个带长循环前缀的OFDM符号。因此，$\eta=7\times 2^{\mu}$ 定义为相邻长循环前缀之间的间隔。此外，式（2）中的$t_{\text{start},\,l}$ 表示第 l个OFDM符号的起始时刻，表示为

$$t_{\text{start},l}=\begin{cases}0 & l=0,\\ t_{\text{start},l-1}+T_{\text{symb},l-1} & \text{otherwise.}\end{cases} \tag{6}$$

对于传输信号 (1)，目标反射导致基站接收到的回波信号可表示为

$$y(t)=\sum_{p=1}^{P}\alpha_p s\left(t-\tau_p\right)e^{j2\pi f_p t}+w(t), \tag{7}$$

其中，α_p 是反射系数，包含第 p个目标的雷达散射截面（RCS）的影响；τ_p 和 f_p 分别表示第 p个目标的传播时延和多普勒频率。一旦估计出这两个参数，即可得到目标距离和径向速度，分别为 $d_p=c_0\tau_p/2$ 和 $v_p=(f_pc_0)/(2f_C)$，其中 c_0 表示光速。$w(t)$是功率谱密度为 N_0的独立同分布（i.i.d.）加性高斯白噪声（AWGN）。在用户设备侧，通信过程基于标准正交频分复用接收机进行，本文聚焦于ISSAC 系统的感知性能，因此不再赘述其细节。

我们假设最大时延不超过循环前缀长度，因此，在移除循环前缀后，可以通过快速傅里叶变换（FFT）算法将 $y(t)$ 重新排列为一个 $K\times L$ 矩阵$\mathbf{Y}$，其中 [12], 和 K 分别表示子载波数和符号数。因此，$\mathbf{Y}$ 的第（k,l）个元素可表示为

$$\mathbf{Y}(k,l)=b_{k,l}\sum_{p=1}^{P}\alpha_p e^{-j2\pi k\tau_p\Delta f}e^{j2\pi f_pT_{\text{sum},l}}+w_{k,l}, \tag{8}$$

其中，$T_{\text{sum},l}$ 表示第 l个符号处的累计时长。根据式（4）和式（5），$T_{\text{sum},l}$ 可以表示为

$$\begin{aligned}T_{\text{sum},l}&=\sum_{i=0}^{l}T_{\text{symb},i}\\&=\left(N_u+144\kappa\times 2^{-\mu}\right)T_Cl+16\kappa T_C\left\lceil\frac{l}{\eta}\right\rceil,\end{aligned} \tag{9}$$

其中，$\lceil x\rceil$ 表示不小于 x的最小整数。此外，将随机通信符号$\tilde{}b_{k,\,l}$ 相除，并将（9）代入（8），即可得到用于雷达处理的数据矩阵$\mathbf{Y}$：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Y}}(k,l)&=\frac{\mathbf{Y}(k,l)}{b_{k,l}}=\sum_{p=1}^{P}\alpha_p e^{-j2\pi k\tau_p\Delta f}e^{j2\pi f_pT_{\text{sum},l}}+\tilde{w}_{k,l}\\&=\sum_{p=1}^{P}\alpha_p e^{-j2\pi k\tau_p\Delta f}e^{j2\pi f_p\left(N_u+144\kappa\times 2^{-\mu}\right)T_Cl}e^{j2\pi f_p16\kappa T_C\left\lceil\frac{l}{\eta}\right\rceil}\\&\quad+\tilde{w}_{k,l}.\end{aligned} \tag{10}$$

与标准 OFDM 模型 [12] [31], 不同，由于 5G NR 波形中存在长循环前缀，式 (10) 中会产生额外的相移 $\Delta\phi=2\pi f_p16\kappa T_C\lceil\frac{l}{\eta}\rceil$，该相移通常较小，且不再随符号索引 l线性增加。对于表 I 中指定的波形，代入 $l\le N_{\text{symb}}-1$ 和 $\Delta f=120\,\text{kHz}$，可得 $|\Delta\phi|\leqslant\pi/4$（若$|f_p|\leqslant\frac{1}{10}\Delta f$）。这种额外的相移可能导致多普勒估计产生偏差，而传统的 OFDM 雷达处理尚未考虑这一问题。本文研究了三种方法来处理上述问题:

1) 在第一种方法中，完全未考虑新空口正交频分复用帧中长循环前缀的存在及其导致的额外相位跳变，这意味着所有OFDM符号的长度都被视为与带有普通循环前缀的OFDM符号长度相等。这样，$T_{\text{sum},l}$可以表示为:

$$T_{\text{sum},l}^{\text{I}}=\left(N_u+144\kappa\times 2^{-\mu}\right)T_Cl. \tag{11}$$

2）在第二种方法中，假设所有符号长度相同，并等于帧中每个正交频分复用符号长度的平均值，以此近似长循环前缀引入的额外相位。$T_{\text{sum},\,l}$取时长为 $T_{\text{frame}}=10$ ms 的新空口正交频分复用帧中所有符号长度的平均值:

$$T_{\text{sum},l}^{\text{II}}=T_{\text{frame}}l/N_{\text{symb}}. \tag{12}$$

3）在第三种方法中，考虑了具有长循环前缀的新空口正交频分复用帧的精确结构，如式（9）所示。鉴于不同感知算法的原理各异，所采取的具体对策也会因所选算法而异，下一节将对此进行详细讨论。

下面基于上述三种方法对三种经典感知算法进行修改，以减轻不均匀循环前缀的影响。

III. 不均匀循环前缀下的超分辨率感知算法

本节研究三种经典感知算法，即周期图、MUSIC 和 ESPRIT，以基于 5G NR波形估计时延和多普勒参数。周期图算法作为 ISSAC 系统中超分辨率算法的基准。首先，我们介绍不同算法的原理和实现方法。此外，我们在 $\mathbf{Y}$ 上运行这三种算法，以估计时延和多普勒参数，并分别分析 5G NR波形中的不均匀循环前缀对不同算法的影响。

A. 周期图

在本小节中，作为超分辨率感知算法的基线，我们在时延域和多普勒域执行一维周期图 [12]。对$\mathbf{Y}$的每一行和每一列分别应用快速傅里叶变换和逆快速傅里叶变换，其周期图可表示为：

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{y}}_f &= \sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sc}}} \frac{1}{N_{\mathrm{sc}} N_{\mathrm{symb}}} \left|\mathrm{FFT}_{N_{\mathrm{symb}}^{\mathrm{FFT}}}\left(\tilde{\mathbf{y}}_k\right)\right|^2, \\ \bar{\mathbf{y}}_\tau &= \sum_{l=1}^{N_{\mathrm{symb}}} \frac{1}{N_{\mathrm{sc}} N_{\mathrm{symb}}} \left|\mathrm{IFFT}_{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{FFT}}}\left(\tilde{\mathbf{y}}_l^{\mathrm{T}}\right)\right|^2,\end{aligned} \tag{13}$$

其中，$\tilde{\mathbf{y}}_n$ 和 $\tilde{\mathbf{y}}_n$ 分别表示矩阵$\tilde{\mathbf{Y}}$的第 n行和第 n列。 $\bar{\mathbf{y}}_f$ 和 $\bar{\mathbf{y}}_\tau$ 的峰值分别对应目标的多普勒频移和时延。 $N_{\text{快速傅里叶变换符号}}$和$N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{FFT}}$分别为快速傅里叶变换的点数。假设正交频分复用帧中的每个符号长度均为 T_{symb}，则可通过周期图的峰值索引 n_f 和 n_τ 求出目标的多普勒频移和时延：

$$f = \frac{n_f}{N_{\mathrm{symb}}^{\mathrm{FFT}} T_{\mathrm{symb}}}, \quad \tau = \frac{n_\tau}{N_{\mathrm{sc}}^{\mathrm{FFT}} \Delta f}. \tag{14}$$

周期图算法的时延分辨率和多普勒分辨率受信号时长和带宽限制。因此，需要权衡分辨率与最大测量范围 [32]。请注意，在周期图中，长循环前缀会在符号（慢时间）域引入轻微的相位偏移。因此，我们根据第 II 节为周期图设计了三种信号处理方法。特别是对于方法3，符号结构不再均匀，因此传统快速傅里叶变换不再适用。我们通过代入式 (14) 构造匹配滤波器：

$$\mathbf{F}(n,m) = e^{\frac{-j2\pi n T_{\mathrm{sum,m}}}{N_{\mathrm{symb}}^{\mathrm{FFT}} T_{\mathrm{sum,1}}^{\mathrm{I}}}}, \tag{15}$$

其中 $n, m = 1, \ldots, N_{\mathrm{symb}}^{\mathrm{FFT}}$。匹配滤波器的周期图为

$$\bar{\mathbf{y}}_f = \sum_{k=1}^{N_{\mathrm{sc}}} \frac{1}{N_{\mathrm{sc}} N_{\mathrm{symb}}} |\mathbf{F}\tilde{\mathbf{y}}_k|^2. \tag{16}$$

图 3 展示了周期图的三种方法的仿真结果，黑色虚线表示真实值。存在两个目标，其速度分别为$v_1 = 63.75$ m/s 和 $v_2 = 64.29$ m/s，对应的多普勒频率为 f_1 分别为 $= 11.90$kHz 和 $f_2 = 12.00$ kHz。可以看出，方法1会导致明显的估计偏差，而方法2和方法3的估计无偏。然而，由于周期图的分辨率较差，方法2和方法3之间未能体现出明显差异。

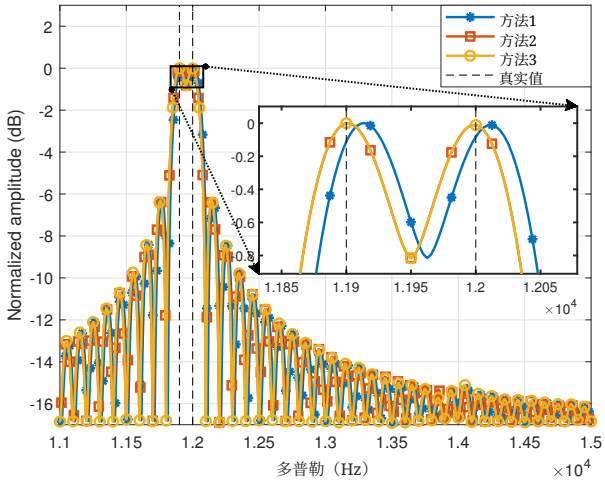


图 3：周期图仿真结果。

B. MUSIC

在本小节中，我们研究经典的MUSIC算法在 $N_{\mathrm{sc}} \times N_{\mathrm{symb}}$ 数据矩阵 $\mathbf{Y}$ 上的应用，并分析不均匀循环前缀对估计结果的影响。由于测量数据长度有限，且反射信号之间的相关性较高，$\mathbf{Y}$ 的协方差矩阵可能秩亏。因此，我们在子载波域进行改进的空间平滑预处理（MSSP） [33]。请注意，为避免破坏符号间的不均匀结构，我们不在符号域进行预处理。具体而言，在所有 N_{sc} 个子载波中选取 N_{sub} 个大小为 $L \times N_{\mathrm{symb}}$ 的子矩阵，其中 $N_{\mathrm{sub}}=N_{\mathrm{sc}}-L+1$、$L = \rho N_{\mathrm{sc}}$ 和 $\rho = 0.4$ 是平滑常数；MSSP后的$L \times N_{\mathrm{sub}} N_{\mathrm{symb}}$ 数据矩阵可表示为：

$$\hat{\mathbf{Y}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{y}}_{N_{\mathrm{sub}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{y}}_L & \cdots & \tilde{\mathbf{y}}_{L+N_{\mathrm{sub}}} \end{pmatrix}. \tag{17}$$

此外，分别对多普勒和时延的协方差矩阵$\mathbf{R}_f$ 和$\mathbf{R}_\tau$进行特征值分解：

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_f &= \frac{\tilde{\mathbf{Y}}^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{Y}}}{N_{\mathrm{sc}}} = \mathbf{E}_s^f \mathbf{\Lambda}_s^f \left(\mathbf{E}_s^f\right)^{\mathrm{H}} + \mathbf{E}_n^f \mathbf{\Lambda}_n^f \left(\mathbf{E}_n^f\right)^{\mathrm{H}}, \\ \mathbf{R}_\tau &= \frac{\hat{\mathbf{Y}}\hat{\mathbf{Y}}^{\mathrm{H}}}{N_{\mathrm{sub}} N_{\mathrm{symb}}} = \mathbf{E}_s^\tau \mathbf{\Lambda}_s^\tau (\mathbf{E}_s^\tau)^{\mathrm{H}} + \mathbf{E}_n^\tau \mathbf{\Lambda}_n^\tau (\mathbf{E}_n^\tau)^{\mathrm{H}},\end{aligned} \tag{18}$$

where $\mathbf{\Lambda}$表示相对于 P的个最大特征值的对角矩阵，$\mathbf{E}_s^q$ 和 $\mathbf{E}_n^q$ 分别表示信号子空间和噪声子空间，其中 $q \in \{\tau, f\}$。

因此，可以得到 MUSIC 频谱：

$$P_f^{\mathrm{MUSIC}}(f)=\frac{1}{(\mathbf{x}^f)^{\mathrm{H}}\mathbf{E}_n^f\left(\mathbf{E}_n^f\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^f},$$
$$P_\tau^{\mathrm{MUSIC}}(\tau)=\frac{1}{(\mathbf{x}^\tau)^{\mathrm{H}}\mathbf{E}_n^\tau(\mathbf{E}_n^\tau)^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^\tau}, \tag{19}$$

$$\mathbf{x}^f=\left[x_0^f,...,x_{N_{\mathrm{symb}}-1}^f\right]^{\mathrm{T}},$$
$$\mathbf{x}^\tau=\left[x_{0,}^\tau,...,x_{L-1}^\tau\right]^{\mathrm{T}}, \tag{20}$$

其中，$x_l^f=e^{j2\pi fT_{\mathrm{symb},}\,l}$ 和 $x_k^\tau=e^{-j2\pi k\tau\Delta f}$ 分别表示多普勒导向向量和时延导向向量的第 l个和第 k个元素。下文将在多普勒域分析不均匀循环前缀对MUSIC算法的影响。针对第II节中的三种方法，设计了三个多普勒导向向量，其中第三种方法有$T_{\mathrm{symb},}\,_l=T_{\mathrm{sum},}\,_l$。

图4展示了基于上述三种不同方法的MUSIC算法仿真结果，其中黑色虚线表示真实的多普勒频率。存在两个目标，其速度分别为 $v_1=64.18\mathrm{m/s}$和 $v_2=64.29\,\mathrm{m/s}$，对应的多普勒频率分别为 $f_1=11.98\mathrm{kHz}$和$f_2=12.00$ kHz。如图所示，若不考虑长循环前缀的结构，当两个目标的多普勒频率较为接近时，MUSIC谱峰会出现严重偏差。方法2可以减小多普勒估计的偏差，但两个谱峰的分辨率仍然较差。此外，方法3增强了导向矢量与噪声子空间之间的正交性，因此估计结果准确，且分辨率最高。

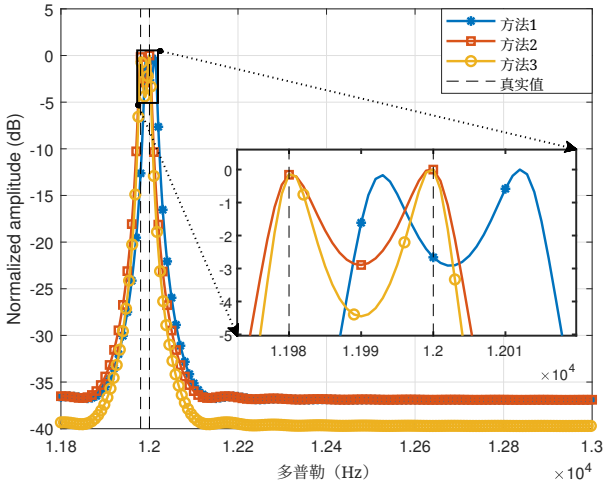


图4：MUSIC仿真结果。

C. ESPRIT

在传统 OFDM 雷达中，ESPRIT算法利用 OFDM信号子载波之间的旋转不变性来估计时延。它还可用于估计多普勒，方法是利用多个 OFDM符号之间的均匀结构 [17]。

ESPRIT算法首先需要从信号子空间中选取两个具有固定相移的子序列，也就是具有旋转不变性的子序列。这种相移称为旋转不变因子，可用于估计频移。由于无需进行谱峰搜索，其复杂度远低于MUSIC算法。然而，ESPRIT算法要求子序列各元素之间具有严格的均匀结构。

与MUSIC算法类似，根据式（18）得到多普勒域和时延域的协方差矩阵。随后进行特征值分解，以获得信号子空间 $\mathbf{E}_s^f$和 $\mathbf{E}_s^\tau$。之后，我们分别从多普勒信号子空间 $\mathbf{E}_s^f$ 中选取两个（$N_{\mathrm{symb}}-1$）$\times P$子矩阵，并从时延信号子空间 $\mathbf{E}_s^\tau$中选取两个（$N_{\mathrm{sc}}-1$）$\times P$子矩阵，以保持旋转不变性。

$$\mathbf{J}_{f,1}=\left[\mathbf{E}_{\mathrm{s},1}^f,...,\mathbf{E}_{\mathrm{s},N_{\mathrm{symb}}-1}^f\right]^{\mathrm{T}},\mathbf{J}_{f,2}=\left[\mathbf{E}_{\mathrm{s},2}^f,...,\mathbf{E}_{\mathrm{s},N_{\mathrm{symb}}}^f\right]^{\mathrm{T}}$$
$$\mathbf{J}_{\tau,1}=\left[\mathbf{E}_{\mathrm{s},1}^\tau,...,\mathbf{E}_{\mathrm{s},N_{\mathrm{sc}}-1}^\tau\right]^{\mathrm{T}},\mathbf{J}_{\tau,2}=\left[\mathbf{E}_{\mathrm{s},2}^\tau,...,\mathbf{E}_{\mathrm{s},N_{\mathrm{sc}}}^\tau\right]^{\mathrm{T}}, \tag{21}$$

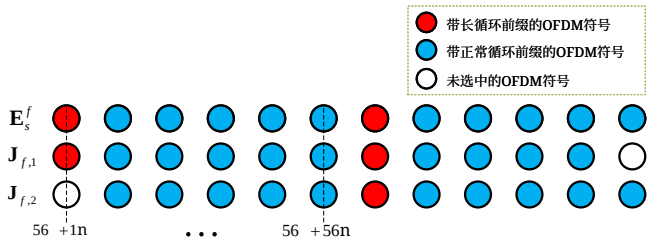
其中，$\mathrm{E}^q\,\mathrm{s}_i$ 表示信号子空间的第 i行。基于均匀结构的旋转不变性，可由子矩阵得到二维旋转不变矩阵 $\mathbf{\Phi}=\left(\mathrm{J}_f^{\mathrm{H}},2\mathrm{J}_{f,2}\right)^{-1}\mathrm{J}_f^{\mathrm{H}},2\mathrm{J}_{f,}1$和 $\mathbf{\Psi}=\left(\mathrm{J}_\tau^{\mathrm{H}},2\mathrm{J}_{\tau,2}\right)^{-1}\mathrm{J}_\tau^{\mathrm{H}},2\mathrm{J}_{\tau,}1$。随后，可通过 $\mathbf{\Phi}=\mathrm{U}^{-1}\mathrm{D}f\mathrm{U}f$和 $\mathbf{\Psi}=\mathrm{U}_\tau^{-1}\mathrm{D}_\tau\mathrm{U}_\tau$的特征值求解多个目标的时延和多普勒，其中

$$\overset{f}{\mathbf{D}}_f=\mathrm{diag}\left(e^{-j2\pi f_1T_{\mathrm{symb}}},\cdots,e^{-j2\pi f_PT_{\mathrm{symb}}}\right),$$
$$\mathbf{D}_\tau=\mathrm{diag}\left(e^{-j2\pi\tau_1\Delta f},\cdots,e^{-j2\pi\tau_P\Delta f}\right). \tag{22}$$

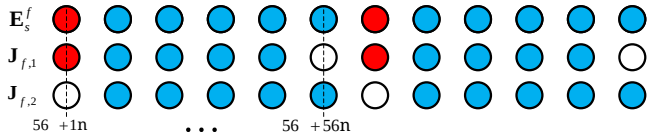
然而，新空口波形的不均匀循环前缀可能会破坏符号之间的均匀结构，从而降低使用ESPRIT算法进行多普勒估计的准确性。与第II节中的分析类似，对于$\mathbf{D}f$，考虑了三种不同的方法。在方法3中，我们提出了一种非均匀ESPRIT解法，通过从信号子空间中移除与长循环前缀符号相关的元素，在消除不均匀循环前缀影响的同时，保持所选两个子阵列的旋转不变性。具体而言，通过从$\mathbf{E}_s^f$中移除第（$\eta n+\eta$）行来选取$\mathbf{J}_{f,1}$，并通过从$\mathbf{E}_s^f$中移除第（$\eta n+1$）行得到$\mathbf{J}_{f,2}$，其中 $n=(0,...,N_{\mathrm{symb}}/\eta-1)$。

图5比较了传统算法与所提出的ESPRIT算法的信号子空间子矩阵，分别以图的上半部分和下半部分表示。每一行表示$\mathbf{E}_s^f$的转置矩阵，每个圆圈表示$\mathbf{E}_s^f$的一行。红色圆圈表示信号子空间中长循环前缀所在的行，蓝色圆圈表示其他OFDM符号所在的行，白色圆圈表示$\mathbf{E}_s^f$中被移除的行。

图6展示了在信噪比为15 dB时，每种方法运行100次ESPIRIT算法的估计结果，其中黑色虚线表示真实的多普勒频率。存在两个目标，其速度分别为 $v_1=63.75\,\mathrm{m/s}$和 $v_2=64.29\mathrm{m/s}$，对应的多普勒频率分别为 $f_1=11.90$ kHz和$f_2=12.00\mathrm{kHz}$。可以看出，存在一个



(a) 传统 ESPRIT



(b) 所提出的非均匀 ESPRIT

图5：传统 ESPRIT 与所提出的非均匀 ESPRIT 的选定信号子空间子矩阵。

方法1在未考虑长循环前缀的情况下，估计结果与真实值之间存在显著偏差。此外，使用平均符号长度可以提高估计精度。进一步地，在方法3中考虑长循环前缀的影响，同样可以提高估计精度，但由于阵列规模减小且信噪比较低，其方差大于方法2。这表明，在ESPRIT算法中，阵列规模的损失对算法的影响大于旋转不变性的损失。因此，后续实验数据处理采用方法2。由于长循环前缀的存在，我们在多普勒估计之前不考虑空间平滑，这与方法3中考虑非均匀平滑矩阵的情况类似。

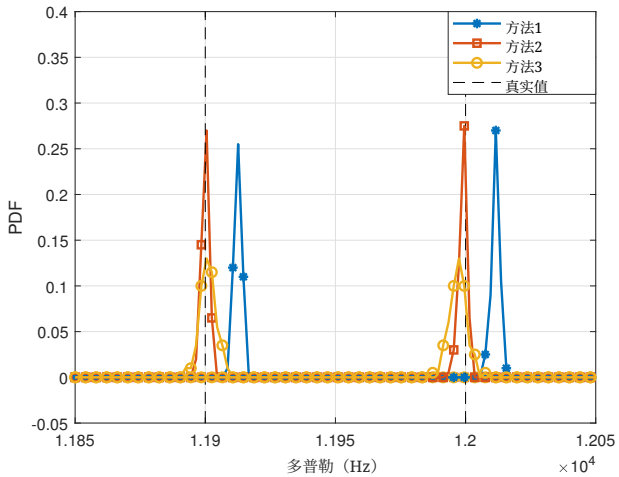


图6：ESPRIT 仿真结果。

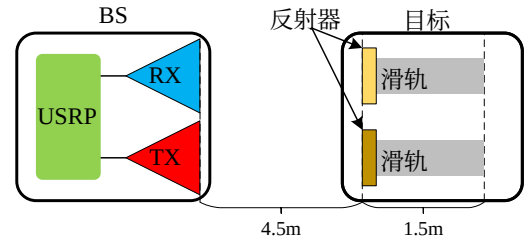


图7：实验装置。

IV. 原型实验与结果

A. 实验设置

本节通过原型实验验证我们推导的结果。ISSAC 实验平台由一个基站和一对高精度滑轨组成，滑轨上固定有金属板作为感知目标，如图 7 所示。

BS侧使用PXIe 8881作为控制器，负责5G NR波形的配置与生成、雷达信号处理等。通用软件无线电外设（USRP）X410用于中频（IF）信号的发送与接收。X410的工作频率范围为1.7.2 GHz，最大支持带宽为400 MHz。选择2.8 GHz的IF频率和400 MHz的带宽。X410上有四个RF通道，其中两个连接到一对内置毫米波上下变频器的 8×8 毫米波相控阵。上下变频器将2.8 GHz的IF信号转换为28 GHz毫米波信号，或将28 GHz毫米波信号转换为2.8 GHz的IF信号。在本工作中，我们重点关注距离和多普勒感知，并将毫米波波束配置为指向目标。等效全向辐射功率（EIRP）配置为44 dBm。如图7和图8所示，两条长1.5 m的滑轨放置在距离BS 4.5 m处。两块金属板放置在滑轨上，并通过改变位置来模拟感知目标。下文将估计目标的时延和多普勒。

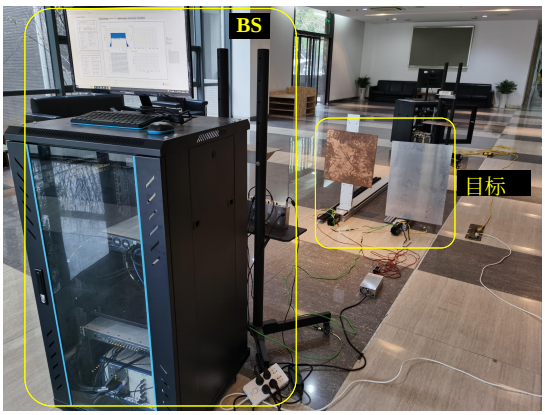


图 8：ISSAC 原型实验场景。

B. 时延估计

首先，我们控制滑动导轨，将目标放置在表 II 所示的一组固定距离处。基站发送一个下行 NR 帧以启动测量。测量完成后，基站采用第 III 节中讨论的三种感知算法对接收到的数据进行处理。

图 9 展示了三种算法的时延估计性能，通过评估两个目标之间不同距离差下的分辨率进行比较。图 9a 和图 9b 分别绘制了周期图和 MUSIC 在不同距离差下的搜索谱随距离的变化，而图 9c 则绘制了 ESPRIT 的五次估计结果。可以看出，MUSIC 和 ESPRIT 算法比周期图能够实现更准确的估计。此外，当目标之间的距离差较小时，例如 0.4m，周期图无法区分这两个目标，而 MUSIC 和 ESPRIT 算法能够分辨相邻目标，展现出其超分辨能力。

C. 多普勒估计

为说明速度估计，控制滑动导轨以不同速度移动目标，如表 III 所示。受硬件条件限制，滑动导轨的最大速度为 0.18m/s。与时延估计实验类似，基站发送一个下行 NR 帧以启动测量。测量完成后，基站分别使用周期图、MUSIC 的方法3和 ESPRIT 的方法2处理数据。

图 10 展示了三种算法在两个目标速度差方面的性能。

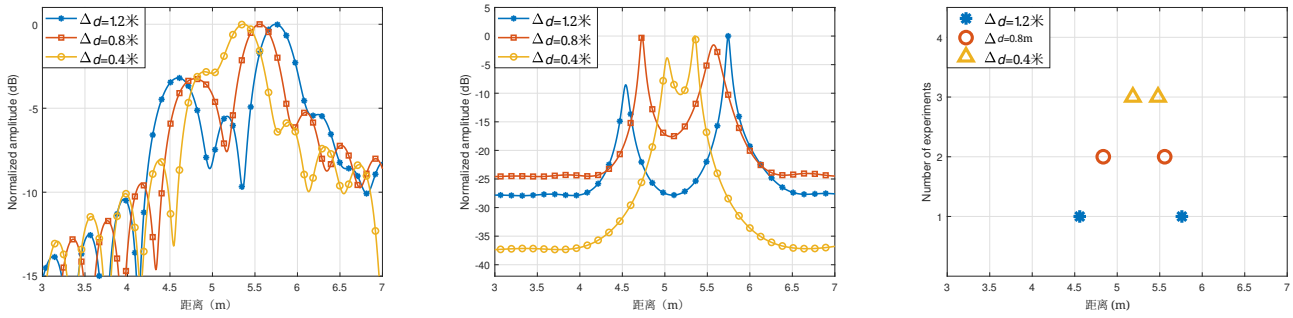
观察到，对于周期图算法，速度分辨率非常差，以至于在如此低的速度下无法区分任何目标。相比之下，MUSIC和ESPRIT算法能够分辨速度差较小的两个目标，但速度差过小时除外，例如0.10m/s。

表 II：目标距离

实验	距离 1	距离 2	距离差，Δd
1	4。5 米	5.7 米	1。2 米
2	4.7 米	5.5 米	0。8 米
3	4.9 米	5.3 米	0.4 米

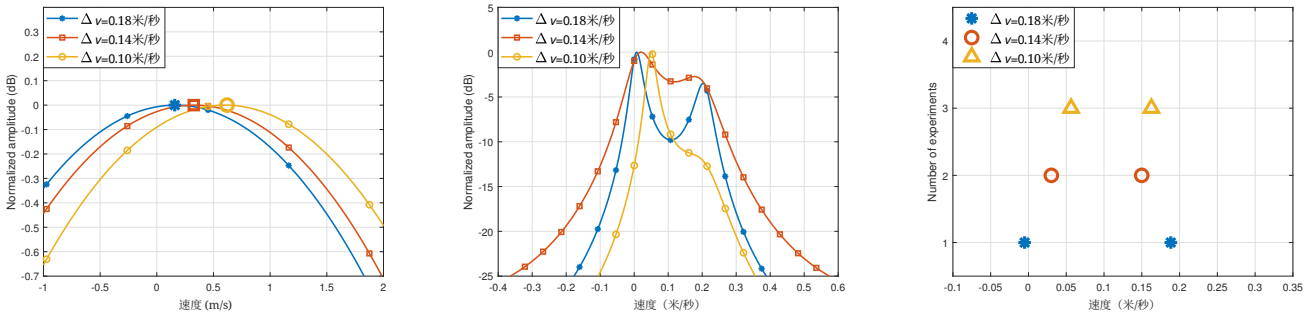
表 III：目标速度

实验	速度 1	速度 2	速度差，Δv
1	0	0.18 米/秒	0.18 米/秒
2	0.02 m/s	0.16 米/秒	0.14 m/s
3	0.04 米/秒	0.14 m/s	0。10 米/秒



(a) (b) (c)

图 9：实验结　　果：使用周期图 (a)、MUSIC (b) 和 ESPRIT (c) 时距离差变化的实验结果　　).



(a) (b) (c)

图 10：使用周期图 (a)、MUSIC (b) 和 ESPRIT (c) 得到的不同速度差下的实验结果。

V. 结论

本文提出了基于 5G NR 波形的 ISSAC 概念，并研究了不均匀循环前缀下的信号处理方法，包括周期图、MUSIC 和 ESPRIT。本文研究了不均匀循环前缀对多普勒估计中各种感知算法的影响，并探讨了三种解决该问题的方法。最后，搭建了一个 ISSAC 实验平台，并通过 ISSAC 基站感知了两个距离和速度各不相同的目标。结果表明，与周期图算法相比，MUSIC 和 ESPRIT 这两种超分辨率算法能够显著提高时延和多普勒分辨率。

致谢

本工作得到中国国家重点研发计划（项目编号：2019YFB1803400）和中国国家自然科学基金（项目编号：62071114）的资助。

参考文献

[1] F. Liu、Y. Cui、C. Masouros、J. Xu、T. X. Han、Y. C. Eldar 和 S. Buzzi，“通感一体化：迈向6G及更高版本的双功能无线网络”，*IEEE J. Sel. Areas Commun.*，2022。[2] F. Liu、C. Masouros、T. Ratnarajah 和 A. Petropulu，“双功能雷达通信波形的距离旁瓣抑制”，*IEEE Wireless Commun. Lett.*，第9卷，第9期，第1572–1576页，2020。[3] Z. Xiao 和 Y. Zeng，“全双工通感一体化的波形设计与性能分析”，*IEEE J. Sel. Areas Commun.*，第40卷，第6期，第1823–1837页，2022。[4] R. Li、Z. Xiao 和 Y. Zeng，“面向蜂窝通感一体化无缝感知覆盖的波束成形”，载于*Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Workshops (ICC Workshops)*。IEEE，2022，第492–497页。[5] H. Hua、J. Xu 和 T. X. Han，“通感一体化的最优发射波束成形”，*IEEE*车辆技术汇刊，2023。[6] S. Chen、Z. Xiao 和 Y. Zeng，“多波束通感一体化的同步波束扫描”，载于*Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*，2022，第4438–4443页。[7] I. S. Gradshteyn 和 I. M. Ryzhik，积分、级数与乘积表。Academic press，2014。[8] M. Kobayashi、G. Caire 和 G. Kramer，“联合状态感知与通信：无记忆情形下的最优权衡”，载于*Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theor. Proc.*，2018，第111–115页。[9] H. Wang、Z. Xiao 和 Y. Zeng，“极大规模MIMO近场感知的Cram´ér-Rao界”，*arXiv preprint arXiv:2303.05736*，2023。[10] H. Wang 和 Y. Zeng，“极大规模MIMO无线感知的信噪比缩放定律”，载于*Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Workshops (ICC Workshops)*，2022，第121–126页。[11] C. Sturm，“基于正交频分复用的通信与雷达联合实现”，博士学位论文，Karlsruhe Institute of Technology，2011。[12] K. M. Braun，“移动通信网络中的正交频分复用雷达算法”，博士学位论文，Karlsruhe，Karlsruher Institut f¨ur Technologie (KIT)，Diss.，2014。[13] W. Li 和 W. Liao，“受限傅里叶矩阵的条件数与MUSIC超分辨率”，载于*Int. Conf. Sampl. Theory Appl., SampTA*。IEEE，2019，第1–4页。[14] R. Roy 和 T. Kailath，“ESPRIT——基于旋转不变技术的信号参数估计”，*IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*，第37卷，第7期，第984–995页，1989。[15] E. Gonen 和 J. M. Mendel，“基于子空间的方向寻找方法”，数字信号处理手册，第62卷，1999。[16] P. Peebles, Jr.，雷达原理。John Wiley and Sons Inc.，1998。[17] D. H. Nguyen 和 R. W. Heath，“采用IEEE 802.11正交频分复用信号进行多目标检测的时延与多普勒处理”，载于*2017 ICASSP IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process Proc.* IEEE，第3414–3418页。[18] L. Zheng 和 X. Wang，“正交频分复用无源雷达的超分辨率时延-多普勒估计”，*IEEE Trans. Signal Process.*，第65卷，第9期，第2197–2210页，2017。[19] R. Xie、D. Hu、K. Luo 和 T. Jiang，“正交频分复用雷达中采用二维多重信号分类的联合距离-速度估计器性能分析”，*IEEE Trans. Signal Process.*，第69卷，第4787–4800页，2021。[20] Z. Wei、H. Qu、Y. Wang、X. Yuan、H. Wu、Y. Du、K. Han、N. Zhang 和 Z. Feng，“面向5G-A和6G的通感一体化信号：综述”，*IEEE Internet Things J.*，第1–1页，2023。[21] M. Henninger、S. Mandelli、M. Arnold 和 S. Ten Brink，“一种计算高效的二维多重信号分类方法，用于5G和6G感知网络”，载于*2022 IEEE Wireless Commun. Networking Conf. WCNC*。IEEE，2022，第210–215页。[22] L. Pucci、E. Matricardi、E. Paolini、W. Xu 和 A. Giorgetti，“基于5G新空口的联合感知与通信性能分析”，载于*2021 IEEEGlobecom Workshops (GC Wkshps)*。IEEE，2021，第1–6页。[23] 3GPP，“新空口；物理信道与调制”，3rd Generation Partnership Project (3GPP)，技术规范（TS）38.211，2023年01月，版本17.4.0。[24] T. Xu、F. Liu、C. Masouros 和 I. Darwazeh，“通感一体化波形设计的实验性概念验证”，*IEEE open J. Commun. Soc.*，第3卷，第1643–1655页，2022。[25] M. Temiz、C. Horne、N. J. Peters、M. A. Ritchie 和 C. Masouros，“通感一体化中以雷达为中心的传输实验研究”，*IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*，第1–14页，2023。[26] J. Wang、X.-D. Liang、L.-Y. Chen、L.-N. Wang 和 K. Li，“ 使用机载多输入多输出雷达系统实现联合无线通信与高分辨率合成孔径雷达成像的首次演示”，*IEEE Trans. Geosci. RemoteSens.*，第57卷，第9期，第6619–6632页，2019。[27] Q. Zhang 和 X. Gao，“面向网联自动驾驶汽车的联合通信与感知赋能协同感知测试平台”，载于*INFOCOM WKSHPS 2022 - IEEE Conf. Comput. Commun. Workshops*，2022，第1–2页。[28] D. Ma、N. Shlezinger、T. Huang、Y. Shavit、M. Namer、Y. Liu 和 Y. C. Eldar，“联合雷达通信系统的空间调制：设计、分析与硬件原型”，*IEEE Trans. Veh. Technol.*，第70卷，第3期，第2283–2298页，2021。[29] J. Moghaddasi 和 K. Wu，“面向未来雷达感知与无线电通信的数据融合平台的多功能收发器”，*IEEE Access*，第4卷，第818–838页，2016。[30] 3GPP，“新空口；物理层；总体描述”，3rd Generation Partnership Project (3GPP)，技术规范（TS）38.201，2022年05月，版本17.0.0。[31] 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”，*Proc. IEEE*，第99卷，第7期，第1236–1259页，2011。[32] C. D. Ozkaptan、E. Ekici、O. Altintas 和 C.-H. Wang，“用于联合车载通信与雷达系统的基于正交频分复用导频的雷达”，载于*2018IEEEVeh.Netw.Conf.,VNC*，2018，第1–8页。[33] H. Yamada、M. Ohmiya、Y. Ogawa 和 K. Itoh，“使用网络分析仪进行时域测量的超分辨率技术”，*IEEETrans.AntennasPropag.*，第39卷，第2期，第177–183页，1991。