基于多载波宽带OCDM的太赫兹汽车雷达

Sangeeta Bhattacharjee、Kumar Vijay Mishra、Ramesh Annavajjala 和 Chandra R. Murthy

arXiv:2302.00700v1 [eess.SP] 1 Feb 2023

摘要

太赫兹（THz）频段的汽车雷达有望实现小型轻量化，同时提供高角分辨率（接近光学水平）。本文提出一种采用近期提出的正交啁啾分割复用（OCDM）多载波波形的太赫兹双基地汽车雷达。作为一种独立的通信波形，OCDM 已被研究用于提高其在时频选择性信道中抵抗干扰的能力。太赫兹频段路径损耗以及由此决定的雷达信号带宽均与距离有关。我们通过一种多载波宽带OCDM感知收发机来应对这一独特特性，该收发机利用太赫兹信道的相干带宽。我们提出一种最优方案，根据距离和速度估计的 Cram´er-Rao 下界赋予权重，从而合并不同距离/带宽下的回波。数值实验表明，采用我们提出的融合多种衰减各异的太赫兹频率进行估计的方法，可获得更准确的目标估计。

索引词

汽车雷　　达、正交啁啾分割复用、频谱协同设计、太赫兹频段、车载通信。

I. 引言

自动驾驶是汽车行业的一大趋势，多数汽车制造商已经在商用车辆中引入了不同程度的自动驾驶能力 [1, 2]。虽然车辆通过摄像头、雷达、激光雷达和超声波传感器等多种传感器实现自动驾驶能力，但雷达因成本低廉且可全天候工作而备受青睐[3]。然而，目前工作在 24 和 77 吉赫兹、带宽仅为数吉赫兹的毫米波汽车雷达 [4]，无法实现光学传感器 [5]那样的高分辨率成像。因此，人们正逐步转向以太赫兹（THz）频段 [6–8]感知汽车环境。更高频率运行有多种优势，例如系统尺寸更小、可实现更多通道从而提高角分辨率，以及可用带宽更大从而提高距离分辨率。目前，0.15 太赫兹和 0.3 太赫兹等低太赫兹 频段分别提供 6 吉赫兹和 16 吉赫兹的免许可连续带宽。这些宽频段使汽车雷达能够实现类激光雷达成像能力 [9–11]。

在 100 GHz 以上运行汽车雷达的一大缺点是，大气吸收和衰减增加，导致传播损耗较高 [12]。此外，低太赫兹频谱呈现出距离相关频谱窗口。在距离小于 1 米时，整个频段可视为一个带宽达太赫兹量级的传输窗口；而在更远距离下，由于分子吸收增强，会出现多个带宽为数十或数百吉赫兹的传输窗口。事实上，每个传输窗口的带宽都会随着传输距离的增加而缩小；由于吸收峰较强，当距离从 1 米增加到 10 米时，带宽会缩小一个数量级 [13]。因此，在太赫兹频段，汽车雷达面临一项关键权衡：提高工作带宽以改善距离分辨率，同时保持足够的最大探测距离。

已有多项有趣的研究，着眼于 MIMO波束成形和预编码 [7], 、收发器设计 [14], 及波形设计 [13, 15] 等经典技术，以应对太赫兹频段的高传播损耗和功率限制 [16]。文献 [17], 提出了一种适用于太赫兹频率的单频带脉冲方案。然而，这种调制方式主要适用于极短的传输距离，例如纳米网络，在这类网络中不会出现距离相关频谱窗口。文献 [13], 提出了一种多窄带系统。然而，由此产生的子频带数量较多，且分层调制较为复杂。此外，该方案忽略了信道间干扰的影响。

传统上，研究人员一直探索单载波（SC）雷达探测波形在 [18, 19] 90吉赫以上频段的感知应用，因为与多载波波形 [16]相比，这类波形具有更高的频谱效率和能量效率、更低的干扰以及更低的实现复杂度。然而，由于分子吸收损耗随频率和距离变化，低太赫兹系统中仍可能出现频率选择性，其具体情况取决于目标距离、多径数量、脉冲带宽和中心频率。在此背景下，我们旨在研究一种新兴多载波波形——正交啁啾分复用（OCDM） [20, 21] ——在太赫兹汽车感知中的效能。采用OCDM作为雷达底层波形的动机在于，它是一种扩频技术，通过将正交啁啾信号复用为载波来传输数据。这些正交啁啾信号也十分适用于雷达应用，因为它们具有

S. B. 和 C. R. M. 任职于印度科学研究所，印度班加罗尔 560012，电子邮件： {bsangeeta, cmurthy}@iisc.ac.in。K. V. M. 任职于美国CCDC陆军研究实验室，美国马里兰州阿德尔菲 20783，电子邮件：kvm@ieee.org。R. A. 任职于马萨诸塞大学，美国马萨诸塞州波士顿 02125，电子邮件：ramesh.annavajjala@umb.edu。

与传统正交频分复用（OFDM） [21, 22]相比，它们具有优异的脉冲压缩特性、更强的抗干扰能力，且实现复杂度相当。

我们提出了一种基于多载波宽带正交啁啾分复用（MCW-OCDM）收发器的太赫兹雷达感知框架，每个收发器均调谐至太赫兹频段中实际存在的可用频谱窗口的中心频率。在每个频谱窗口上分别估计目标。我们为 MCW-OCDM 太赫兹系统设计了一种多阶段感知框架，该框架利用雷达回波的强度，在各个感知处理器处对单独的估计值 进行最优组合，从而确定目标的距离和速度。所提出的系统能够应对太赫兹频段中距离相关和频率相关的路径损耗。数值实验表明，与仅处理单个传输窗口中的回波相比，所提出的系统可实现亚毫米级距离估计精度，提升了三个数量级。此外，在不同目标距离下，速度估计相较于单个传输窗口的估计结果也有显著改善。

II. 系统模型

我们考虑一种双基地汽车系统，其中发射车辆（Tx）发出的信号经 P 感兴趣目标反射后，由接收车辆（Rx）接收。雷达场景由 P 遵循 Swerling-0目标模型 [23]的非起伏点目标构成。我们假设，在发射端信号的目标作用时间内，目标相对于双基地雷达的位置呈线性变化，即 $r_p(t) = r_p + v_p t$，其中 r_p 为 $t = 0$ 时的初始距离， v_p 为恒定径向速度。发射端发出的信号经过太赫兹频段中的频率选择性时变信道，其脉冲响应为 [24]

$$h(t,\tau) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p \exp(\mathrm{j}2\pi f_{D_p} t)\delta(\tau - \tau_p), \tag{II.1}$$

其中， h_p 是第 p 个点目标的复散射系数， $\tau_p = \tau_p^{(1)} + \tau_p^{(2)}$是时延，与目标的双基地距离 $r_p = c\tau_p$成线性正比（上标 (1) 和 (2) 分别表示变量依赖于发射端—目标路径和目标—接收端路径）， $f_{D_p} = f_{D_p}^{(1)} + f_{D_p}^{(2)}$ 是目标线性运动 $v_p = c\frac{f_{D_p}}{f_c}$引起的多普勒频移，其中 f_c为工作频率， c表示光速。请注意，由第 p个目标反射导致的接收信号功率的路径增益由太赫兹频段信道的路径损耗表征

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{LoS}}(f_c, r_p) = \left(\frac{4\pi f_c r_p}{c}\right)^2 e^{k_{\mathrm{abs}}(f_c) r_p}, \tag{II.2}$$

其中， k_{abs} 是介质 [12, 25]的频率相关吸收系数。

发射端波形为正交啁啾分复用信号，它在相同的时段和带宽内复用一组啁啾。总带宽 B 被划分为 K 个子带，其中第 i个子带的带宽为 B_i ，中心频率为 $f_{c_i}, i \in \{1, \cdots, K\}$。有效载荷数据帧的输入被映射到 K 个独立的 OCDM 调制器模块，如图 1 所示。第 i个子带中的发射端数据帧由 N_i 个时域符号构成，这些符号利用数据比特调制M_i 个子啁啾的相位和幅度，占用的总带宽为 $B_i = M_i \Delta f_i$，其中 Δf_i 是每个啁啾的带宽， M_i 是一个正偶数。采用这样的啁啾基，第 i个调制器输出端的基带发射端 OCDM 信号为 [22]

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{\Phi}_{M_i}^H \mathbf{X}_i$$

$$\text{where } \mathbf{\Phi}_{M_i} = \frac{1}{\sqrt{M_i}} \mathbf{\Theta}_1 \mathbf{F}_{M_i} \mathbf{\Theta}_2, \text{with } \mathbf{F}_{M_i} = \left[\frac{1}{\sqrt{M_i}} e^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{M_i} uv}\right], \tag{II.3}$$

$$\mathbf{\Theta}_1 = \mathrm{diag}\{\Theta_{1,0}; \cdots; \Theta_{1,M_i-1}\}, \quad \Theta_{1,u} = e^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{4}} e^{\mathrm{j}\frac{\pi}{M_i} u^2},$$

$$\mathbf{\Theta}_2 = \mathrm{diag}\{\Theta_{2,0}; \cdots; \Theta_{2,M_i-1}\}, \quad \Theta_{2,v} = e^{\mathrm{j}\frac{\pi}{M_i} v^2}, \tag{II.4}$$

其中， $u, v \in \{1, \cdots, M_i\}$ $\mathbf{\Phi}_{M_i}^H \in \mathbb{C}^{M_i \times M_i}$ M_i $_i \in$,表示阶数为的逆离散菲涅耳变换（IDFnT）， $\mathbf{X}$是数据符号矩阵， $[\mathbf{X}_i]_{m,n}$，其中 $m = \{0, \cdots, M_i - 1\}$ 为啁啾索引， $n = \{0, \cdots, N_i - 1\}$为符号索引。IDFnT 是离散傅里叶变换（DFT）矩阵$\mathbf{F}_{M_i}$ 与附加二次相位的乘积。此外，矩阵 $\mathbf{\Phi}_{M_i}$ 是循环矩阵。因此，利用特征分解性质，式（II.3）可写为 $\mathbb{C}^{M_i \times N_i}$

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{F}_{M_i}^H \mathbf{\Gamma}^H \mathbf{F}_{M_i} \mathbf{X}_i = \mathbf{F}_{M_i}^H \mathbf{Z}_i \tag{II.5}$$

其中 $\mathbf{\Gamma}^H = \mathbf{F}_{M_i} \mathbf{\Phi}_{M_i}^H \mathbf{F}_{M_i}^H$ ，矩阵 $\mathbf{G} \triangleq \mathbf{\Gamma}^H \mathbf{F}_{M_i} \in \mathbb{C}^{M_i \times M_i}$ 将输入数据符号 $\mathbf{X}_i$ 转换为经缩放的频域符号 $\mathbf{Z}_i \triangleq \mathbf{G}\mathbf{X}_i$。注意， $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{M_i \times M_i}$ 是一个对角矩阵，其 m个对角元素 $\Gamma(m)$ 是m的第m个特征值，并对应于根 Zadoff-Chu序列，如 [22]

$$\Gamma(m) = e^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{M_i} m^2}, \ \forall m, \ M_i \equiv 0 \ (\mathrm{mod} 2). \tag{II.6}$$

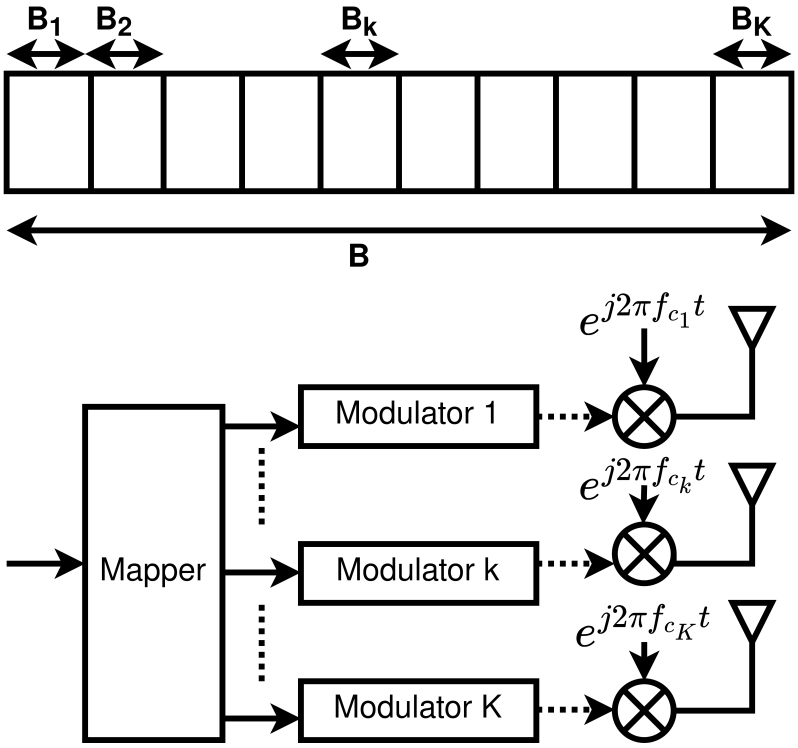

图 1. MCW-OCDM 雷达发射端在带宽 B 中复用多个啁啾，该带宽被划分为 K 个（不一定相等的）子带。有效载荷数据帧的输入被映射到 K 个独立的 OCDM 调制器模块。

离散菲涅耳变换（DFnT）（II.5）的循环矩阵特性使 OCDM 调制器能够与传统 OFDM 调制器集成，只需使用额外的基于 DFT 的预编码操作 **G**。在发射端，数据符号首先映射到 M_i 个子载波上，并按照（II.5）转换到频域。随后，将所得符号串行化，通过脉冲成形滤波器，进行上变频并传输。定义 $T_i = \frac{1}{\Delta f_i}$ 为 OCDM 符号持续时间。时域OCDM信号可以写为

$$s_i(t) = \sum_{n=0}^{N_i-1} \sum_{m=0}^{M_i-1} [\mathbf{X}_i]_{m,n} e^{\mathrm{j}\frac{\pi}{4}} e^{\frac{-\mathrm{j}\pi M_i}{T_i^2}\left(t - nT_i - \frac{mT_i}{M_i}\right)^2} e^{\mathrm{j}2\pi f_{c_i} t} \mathrm{rect}(t - nT_i), \tag{II.7}$$

其中，$\mathrm{rect}(t) \triangleq \begin{cases} 1 & 0 \le t \le T \\ 0 & \text{其他情况。} \end{cases}$ 接收端通过双扩展太赫兹雷达信道 (II.1) 接收雷达回波 (II.7)，该回波是频率为 f_{c_i} 的各天线输出反射信号之和，其特征由目标的时延和多普勒频移决定，如下所示

$$y_i^{\mathrm{rad}}(t) = \sqrt{\mathrm{PL}_{\mathrm{LoS}}(f_{c_i}, r_p)} \sum_{p=1}^{P} h_p s_i(t - \tau_p) e^{j2\pi f_{c_i} \vartheta_p (t - \tau_p)} + w_i(t), \tag{II.8}$$

其中，$\vartheta_p = \frac{v_p}{c} \approx 1$ 是归一化速度，$w_i(t) \sim \mathcal{CN}(0, \epsilon_i^2)$ 表示加性高斯白噪声 (AWGN)。这里，我们假设 $\frac{1}{M_i N_i} \sum_{n=0}^{} \sum_{m=0}^{} \mathbb{E}[|[\mathbf{X}_i]_{m,n}|]^2 \le P_{\mathrm{avg}}$，因此信号满足平均功率约束。此外，为保持正交性，子载波间隔设置为大于最大多普勒频移，即 $f_{D_i}^{\max} \ll \Delta f_i, \forall i$，因此根据最大速度选择 Δf_i，以满足此不等式。为了在更远距离实现无模糊雷达感知，建议采用不含循环前缀的波形设计 [26]。因此，我们考虑将固定相位星座的有效载荷数据符号调制到啁啾上，之后可在接收端将其消除。此外，为避免因混叠而无法区分目标，目标的最大时延扩展应小于每个子带内的符号持续时间，即 $\Delta\tau^{\max} < \min_i T_i$ [27]。

III. 联合目标估计

每个调谐至中心频率 f_{c_i} 的解调器 i（图 2）都会接收雷达信号（II.8）。下变频后，以 $t = nT_i + m\frac{T_i}{M_i}$ 对信号进行采样，得到

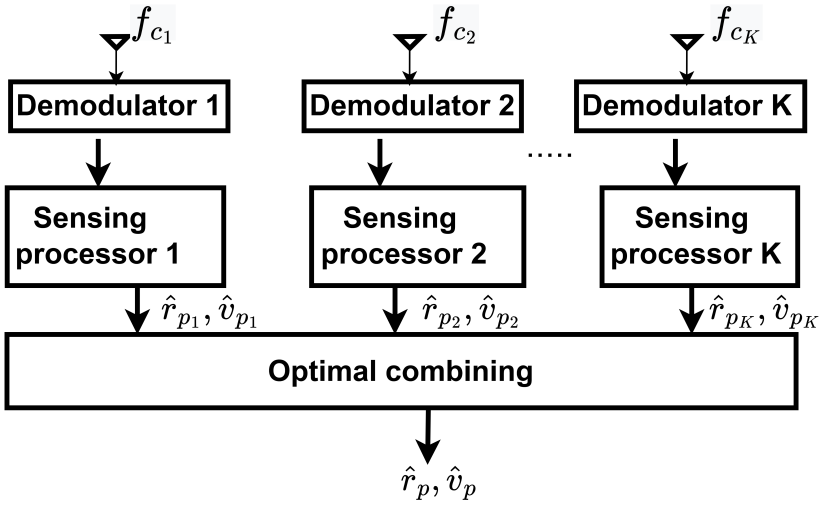

图2. 接收机处理需要通过为每个子带分配最优权重来合并这些估计值。

$$[\mathbf{Y}_i^{\text{rad}}]_{m,n} = \sum_{p=1}^{P} \tilde{h}_{p_i} e^{\mathrm{j}2\pi \frac{f_{c_i}}{c} v_p (nT_i + m\frac{T_i}{M_i})} \sum_{m'=0}^{M_i-1} [\mathbf{X}_i]_{n,m'} e^{\mathrm{j}\frac{\pi}{4}} \times e^{-\mathrm{j}\pi \frac{M_i}{T_i^2}\left\{(m-m')\frac{T_i}{M_i} - \tau_p\right\}^2} + [\mathbf{W}_i]_{m,n}. \tag{III.1}$$

其中 $h_{p_i} = \sqrt{\text{PL}_{\text{Lo}}(f_{c_i}, r_p)} h_p$。接下来，我们应用离散傅里叶数论变换，观察各个啁啾中的雷达回波，如下所示

$$\begin{aligned}[\mathbf{Y}_i^{\text{rad}}]_{m,n} &= \frac{1}{M_i} \sum_{l=0}^{M_i-1} [\mathbf{Y}_i^{\text{rad}}]_{l,n} \exp(-\mathrm{j}\frac{\pi}{4}) \exp\left[\mathrm{j}\frac{\pi}{M_i}(m-l)^2\right] \\ &\approx \sum_{p=1}^{P} [\mathbf{X}_i]_{m,n} \tilde{h}_{p_i} e^{-\mathrm{j}\pi M_i \left(\frac{\tau_p}{T_i^2}\right)^2} e^{\mathrm{j}2\pi\left(n\vartheta_p f_{c_i} T_i - m\tau_p \Delta f_i\right)} + [\mathbf{W}_i]_{m,n},\end{aligned} \tag{III.2}$$

其中，该近似成立是因为 $f_{D_i}^{\max} \ll \Delta f_i$。由于雷达接收机已知有效载荷数据 $\mathbf{X}_i$，我们通过逐元素相除将其从 (III.2) 中移除。请注意，此操作不会改变噪声统计特性[27]。随后，雷达观测为（省略常数相位项）

$$[\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}]_{m,n} = \sum_{p=1}^{P} \tilde{h}_{p_i} e^{\mathrm{j}2\pi\left(n\vartheta_p f_{c_i} T_i - m\tau_p \Delta f_i\right)} + [\mathbf{W}_i]_{m,n}. \tag{III.3}$$

随后，将这些观测样本输入到与各个解调器输出对应的感知处理器 (SP) 中，以输出目标参数估计值。假设目标数量已确定（例如，通过假设检验 [28]），我们求得目标参数的最大似然 (ML) 估计值 $\boldsymbol{\theta}_i = [\theta_{1_i}, \cdots, \theta_{P_i}]^T$，使得 $\theta_{p_i} = (r_{p_i}, v_{p_i})$，$\forall p$，$\forall i$。我们根据子带索引 i 对估计值 r_{p_i}，v_{p_i} 进行索引，因为每个子带都会得到单独的估计值。真实距离和速度分别表示为 r_p 和 v_p。简化后的对数似然函数 $\forall p$ 为

$$\mathscr{L}(\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}; \theta_{p_i}) = 2\tilde{h}_{p_i} \mathbb{R}\left[\sum_{m,n} [\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}]_{m,n} e^{-j2\pi n\vartheta_p f_{c_i} T_i} e^{j2\pi m\tau_p \Delta f_i}\right] - \tilde{h}_{p_i}^2. \tag{III.4}$$

显然，$\boldsymbol{\theta}_p$、$\forall p$ 中待估计的参数彼此解耦。注意，公式 (III.4) 是一个二维（2D）复周期图。通过对频率进行量化，并沿所需维度 [27] 进行快速傅里叶变换，可以计算该周期图。将 (III.4) 离散化后，对数似然函数为

$$\mathscr{L}_q(\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}; m', n') = 2\tilde{h}_{p_i} \mathbb{R}\left[\sum_{m=0}^{M_{\text{Per}}-1} \sum_{n=0}^{N_{\text{Per}}-1} [\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}]_{m,n} e^{-j2\pi \frac{nn'}{N_{\text{Per}}}} e^{j2\pi \frac{mm'}{M_{\text{Per}}}}\right], \tag{III.5}$$

其中，$m' := \tau_p \Delta f_i$ 和 $n' := \vartheta_p f_{c_i} T_i$ 是搜索网格 $m' = 0, \cdots, M_{\text{Per}} - 1$ 和 $n' = -\frac{N_{\text{Per}}}{2}, \cdots, \frac{N_{\text{Per}}}{2} - 1$ 上的 (III.4) 中离散化的频率，其中 $M_{\text{Per}} > M_i$ 和 $N_{\text{Per}} > N_i$，$\forall i$。注意，(III.5) 是对 $\mathbf{Z}_i^{\text{rad}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 进行的二维离散傅里叶变换，且两个维度均采用过采样。θ_{p_i} 的最大似然解为

$$[\hat{m'}, \hat{n'}] = \text{argmax}_{m' \in \mathcal{M}, n' \in \mathcal{N}} \mathscr{L}_q(\mathbf{Z}_i^{\text{rad}}; m', n') \tag{III.6}$$

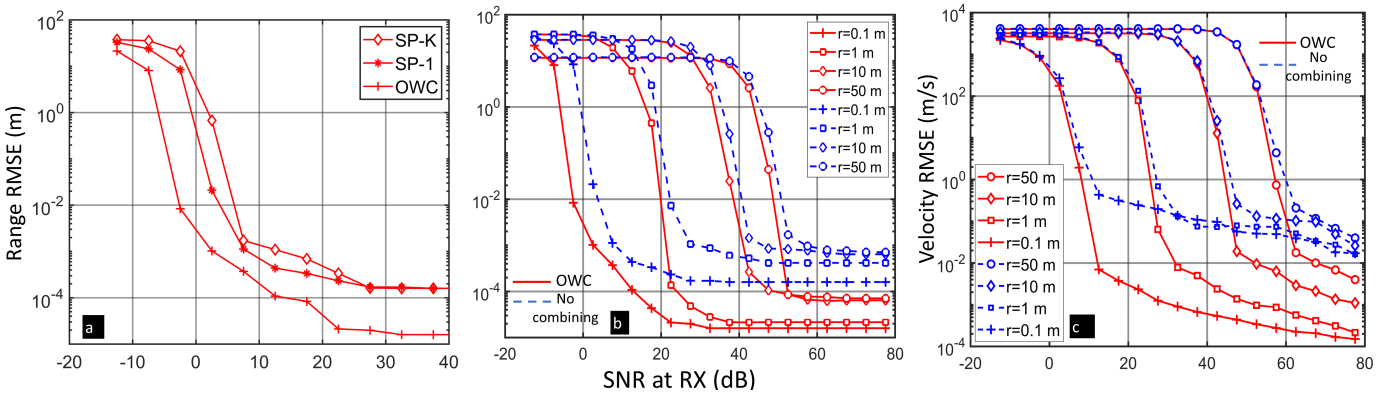

图 3。（a）频率相关　　太赫兹路径损耗对距离估计的影响与信噪比的关系，其中 $r = 0.1$ m；距离和频率依赖性对　　t 太赫兹路径损耗对（b）距离估计（c） 速度估计与信噪比的关系。

因此，我们在（III.5）的第 m'_p 个和第 n'_p 个频点上获得峰值，分别对应于每个 SP i处的时延和多普勒，如下所示

$$\widehat{\tau}_{p_i} = \frac{\hat{m}'}{\Delta f_i M_{\text{Per}}},\ \widehat{\vartheta}_{p_i} = \frac{n'}{2\pi f_{c_i} T_i N_{\text{Per}}} \tag{III.7}$$

因此，目标的距离和速度（r_{p_i}，v_{p_i}） $\forall p$ 得以估计。

在我们的最优加权合并（OWC）中，需要将每个 K 感知处理器的估计结果进行合并，以获得目标距离和速度的最终估计值 $\theta_p = （r_p，\ v_p）\ \forall p$。不失一般性，我们针对单目标场景介绍合并方案。因此，在后续分析中，我们省略目标下标 p。考虑到误差较小，每个解调器模块 i 处目标的估计参数可根据一阶泰勒级数近似进行线性化，表示为

$$\hat{\boldsymbol{\zeta}} = \mathbf{1}_K \zeta + \mathbf{e}_{\boldsymbol{\zeta}} \ \in \mathbb{C}^K. \tag{III.8}$$

其中，$\hat{\boldsymbol{\zeta}} = [\hat{\zeta}_1, \cdots, \hat{\zeta}_K]^T$中 $\zeta_i \in \{\hat{r}_i, \hat{v}_i\}$ 是 SP i处的估计参数， $\zeta \in \{r, v\}$ 是真实的目标参数，而$\mathbf{e}_{\boldsymbol{\zeta}} = [e_{\zeta_1}, \cdots, e_{\zeta_K}]^T$是估计误差。在高信噪比下，基于离散傅里叶变换的估计器达到克拉美-罗下界（CRLB）。因此，在高信噪比下，我们可以将$\mathbf{e}_{\boldsymbol{\zeta}}$ 的方差近似为 [21]:

$$\begin{aligned}
\sigma^2_{r_i} &\approx \frac{6\epsilon_i^2}{(2\pi)^2 M_i N_i (N_i^2 - 1)\,|\tilde{h}_i|^2 P_{\text{avg}}} \left(\frac{c}{\Delta f_i}\right)^2 \\
\sigma^2_{v_i} &\approx \frac{6\epsilon_i^2}{(2\pi)^2 M_i N_i (M_i^2 - 1)|\tilde{h}_i|^2 P_{\text{avg}}} \left(\frac{c}{T_i f_{c_i}}\right)^2.
\end{aligned} \tag{III.9}$$

命题1. 定义 $T(\hat{\boldsymbol{\zeta}}) = \boldsymbol{\beta}^T \hat{\boldsymbol{\zeta}}$；则 $T(\hat{\boldsymbol{\zeta}})$是估计 $\boldsymbol{\zeta}$ 的充分统计量，其中 $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \cdots, \beta_K]^T \in \mathbb{R}^K$表示线性合并器的权重。

该命题基于以下事实：每个 SP 处的误差相互独立，因此，当估计数量较大时，根据中心极限定理， $T(\boldsymbol{\zeta})$ 可建模为受到加性高斯白噪声干扰。随后，容易证明 $T(\boldsymbol{\zeta})$ 可以分解为满足 Neyman-Fisher 因子分解定理的形式 [29]。

定理2。 最优合并方案是对来自 K 感知处理器的估计结果进行线性加权组合，以最小化估计误差，即：

$$\min_{\boldsymbol{\beta}} \mathbb{E}\left\{\left(\boldsymbol{\beta}^H \hat{\boldsymbol{\zeta}} - \zeta\right)^2\right\} \ s.t.\ \ \mathbf{1}_K^H \boldsymbol{\beta} = 1, \tag{III.10}$$

最优合并权重为

$$\beta_k = \frac{\sigma_{\zeta_k}^{-2}}{\sum_{i=1}^K \sigma_{\zeta_i}^{-2}},\ \forall k \in \{1, \cdots, K\}. \tag{III.11}$$

证明：(III.10) 中的优化问题可简化为 $\min_{\beta_1,\ \cdots,\ \beta_k} [\boldsymbol{\beta}^H \mathbf{R}_{e_\zeta} \boldsymbol{\beta}]$，约束条件为 $\mathbf{1}_K^H \boldsymbol{\beta} = 1$，其中 $\mathbf{R}_{e_\zeta} = \mathbb{E}[\mathbf{e}_\zeta \mathbf{e}_\zeta^H]$为误差协方差矩阵， $\sigma^2_{\zeta_i}$、 $\forall i$(III.9) 是其对角元素。该优化问题的拉格朗日函数为 $\mathcal{L} = \boldsymbol{\beta}^H \mathbf{R}_{e_\zeta} \boldsymbol{\beta} + \lambda(\mathbf{1}_K^H \boldsymbol{\beta} - 1)$，其中 λ为拉格朗日乘子。分别对 $\boldsymbol{\beta}$和 λ求导，令导数为零并化简，可得 $\boldsymbol{\beta} = -\frac{\lambda}{2} \mathbf{R}_{e_\zeta}^{-1} \mathbf{1}_K$和 $\lambda = -\frac{2}{\mathbf{1}_K^H \mathbf{R}_{e_\zeta} \mathbf{1}_K}$，由此得到 (III.11) 给出的最优权重。 ■

IV. 数值实验

我们通过数值实验评估所提出的太赫兹 MCW-OCDM 系统的性能。在所有实验中，总带宽 B 设为 1。4 太赫兹。根据可用的距离相关传输窗口 [13]，我们将总带宽划分为子带 B_i，每个子带的带宽为 1 吉赫兹。对于每个子带，我们采用相同数量的啁啾和 OCDM 符号，即 $M = 256$ 和 $N = 256$。因此，每个子带中两个啁啾之间的间隔 Δf_i 为 3.9 兆赫兹，远小于太赫兹信道 [16]的相干带宽。OCDM 帧时间 T 为 $0.25\ \mu$s。我们将参考目标放置在距雷达收发机不同距离处，其速度为 23 m/s。噪声方差 ϵ_i^2 为 1；对于不同的 r，各 f_{c_i} 处的太赫兹路径损耗由 (II.2) [13]给出。我们设置发射功率，使得在 $r = 0.1$ m 处、对于 SP-1，接收信噪比在 -12 dB 至 15 dB 之间变化。这是所有距离下所有图中使用的参考接收信噪比。我们使用~~均方根误差~~ (RMSE) $= \sqrt{\mathbb{E}\left\{||\hat{\boldsymbol{\zeta}} - \boldsymbol{\zeta}||^2\right\}}$ 这一指标来量化估计精度。

图 3a 比较了目标距离为 $r = 0.1$ m 时，所提出的 OWC 方案与各个 SP 估计值在太赫兹频率下的距离均方根误差（RMSE）随信噪比变化的情况。请注意，在此距离下，所有带宽窗口 [13] 均可获得雷达回波，且在合理的接收端信噪比水平（> 0 dB）下，OWC 可实现亚毫米级感知精度。此外，当 RMSE 为 10^{-3} 时，OWC 的性能比第一个和最后一个带宽窗口中的 SP 估计值约高 6 dB。即使不合并 SP 估计值、仅考虑平均 RMSE，情况也是如此。此外，图 3b 展示了目标距离对 RMSE 随信噪比变化的影响。显然，OWC 在所有距离下的表现都显著优于单个 SP 的估计值，且距离越短，性能提升越明显。这是因为通过分配最优权重，合并器能够比单次 SP-1 估计更有效地应对太赫兹频段的路径损耗。此外，较短距离下可用的 SP 数量更多，因此目标定位效果更好。

图 3c 展示了 OWC 在不同双基地目标距离下的速度估计优势 r。对于所有目标距离，OWC 均可将 RMSE 提高近 6 dB。随着目标距离增加，雷达回波来自更少的带宽窗口，路径损耗也会更加严重。路径损耗随频率增加也会导致太赫兹子频段内的速度估计值变差，进而增大估计误差。

V. 总结

我们提出了一种多宽带 OCDM 框架，用于克服太赫兹频段雷达目标参数估计中频率相关和距离相关路径损耗的局限性。我们提出了一种新颖的多阶段感知算法，以利用来自不同太赫兹子频段的数据帧。为此，我们基于参数估计值的 Cram´er-Rao 下界，推导了不同感知处理器之间的最优合并权重。我们证明，使用最优加权合并器处理来自不同太赫兹传输窗口的雷达回波，可显著提升估计精度，因为该方法优先采用来自吸收损耗较低子带的、更准确的估计值。

参考文献

[1] I. Bilik、O. Longman、S. Villeval 和 J. Tabrikian，《自动驾驶汽车雷达的兴起：信号处理解决方案与未来研究方向》，*IEEE*信号处理杂志，第36卷，第5期，第20–31页，2019年。[2] S. Sun、A. P. 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*信号处理杂志，第37卷，第4期，第98–117页，2020年。[3] S. M. Patole、M. Torlak、D. Wang 和 M. Ali，《汽车雷达：信号处理技术综述》，*IEEE*信号处理杂志，第34卷，第2期，第22–35页，2017年。[4] S. H. Dokhanchi、B. S. Mysore、K. V. Mishra 和 B. Ottersten，《一种毫米波汽车雷达通信一体化系统》，*IEEE*航空航天与电子系统汇刊，第55卷，第3期，第1241–1260页，2019年。[5] G. Wang 和 K. V. Mishra，《位移传感器汽车雷达成像》，*arXiv*预印本 *arXiv:2010.04085*，2020年。[6] F. Norouzian、E. Hoare、E. Marchetti、M. Cherniakov 和 M. Gashinova，《新一代低太赫兹汽车雷达——100 GHz以上频段的潜力》，载于国际雷达研讨会，2019年，第1–7页。[7] A. M. Elbir、K. V. Mishra 和 S. Chatzinotas，《太赫兹频段联合超大规模MIMO雷达通信：基于模型与无模型的混合波束成形》，*IEEE*信号处理专题期刊，第15卷，第6期，第1468–1483页，2021年。[8] Y. Xiao、F. Norouzian、E. G. Hoare、E. Marchetti、M. Gashinova 和 M. Cherniakov，《低太赫兹雷达信号穿过车辆基础设施时透射率的建模与实验验证》，*IEEE*传感器期刊，第20卷，第15期，第8483–8496页，2020年。[9] E. Marchetti、R. Du、B. Willetts、F. Norouzian、E. G. Hoare、T. Y. Tran、N. Clarke、M. Cherniakov 和 M. Gashinova，《低太赫兹频段行人的雷达散射截面》，*IET*雷达、声呐与导航，第12卷，第10期，第1104–1113页，2018年。[10] M. Sheeny、A. Wallace 和 S. Wang，《基于深度神经网络和迁移学习的300 GHz雷达目标识别》，*IET*雷达、声呐与导航，第14卷，第10期，第1483–1493页，2020年。[11] E. Marchetti、S. Cassidy、F. Norouzian、E. Hoare、M. Cherniakov 和 M. Gashinova，《低太赫兹频段汽车目标特性表征》，载于*IEEE*国际雷达研讨会，2019年，第1–6页。[12] J. M. Jornet 和 I. F. Akyildiz，《太赫兹频段电磁无线纳米网络的信道建模与容量分析》，*IEEE*无线通信汇刊，第10卷，第10期，第3211–3221页，2011年。[13] Z. Hossain 和 J. M. Jornet，《面向超宽带太赫兹通信的分层带宽调制》，载于*IEEE*国际通信会议，2019年，第1–7页。[14] C. Han、A. O. Bicen 和 I. F. Akyildiz，《面向太赫兹频段距离自适应无线通信的多宽带波形设计》，*IEEE*信号处理汇刊，第64卷，第4期，第910–922页，2015年。[15] Y. Wu、F. Lemic、C. Han 和 Z. Chen，《一种用于太赫兹通信感知一体化的非均匀多宽带OFDM系统》，载于*IEEE*车辆技术会议，2021年，第1–5页。[16] H. Sarieddeen、M.-S. Alouini 和 T. Y. Al-Naffouri，《太赫兹通信信号处理技术概述》，*IEEE*会刊，第109卷，第10期，第1628–1665页，2021年。

[17] J. M. Jornet 和 I. F. Akyildiz，《用于纳米网络太赫兹频段通信的飞秒脉冲调制》，*IEEE*通信汇刊，第62卷，第5期，第1742–1754页，2014年。[18] Y. Jiang、B. Deng、H. Wang、Y. Qin 和 K. Liu，《一种适用于FMCW太赫兹雷达的有效非线性相位补偿方法》，*IEEE*光子技术快报，第28卷，第15期，第1684–1687页，2016年。[19] Y. Li、W. Hu、X. Zhang、Y. Zhao、J. Ni 和 L. P. Ligthart，《一种太赫兹LFMCW雷达非线性校正方法》，*IEEE Access*，第8卷，第102 784–102 794页，2020年。[20] L. G. de Oliveira、M. B. Alabd、B. Nuss 和 T. Zwick，《一种OCDM雷达通信系统》，载于*IEEE*欧洲天线与传播会议，2020年，第1–5页。[21] S. Bhattacharjee、K. V. Mishra、R. Annavajjala 和 C. R. Murthy，《正交啁啾分割复用在汽车集成感知与通信中的评估》，载于*IEEE*国际声学、语音与信号处理会议，2022年，第8742–8746页。[22] X. Ouyang 和 J. Zhao，《正交啁啾分割复用》，*IEEE*通信汇刊，第64卷，第9期，第3946–3957页，2016年。[23] M. I. Skolnik，雷达手册，第3版。麦格劳-希尔，2008年。[24] C. Han、A. O. Bicen 和 I. F. Akyildiz，《太赫兹频段无线通信的多径信道建模与宽带特性表征》，*IEEE*无线通信汇刊，第14卷，第5期，第2402–2412页，2014年。[25] C. Han、Y. Wang、Y. Li、Y. Chen、N. A. Abbasi、T. K¨urner 和 A. F. Molisch，《太赫兹无线信道：测量、建模与分析的全面综述》，*IEEE*通信调查与教程，第24卷，第3期，第1670–1707页，2022年。[26] 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》，*IEEE*会刊，第99卷，第7期，第1236–1259页，2011年。[27] K. M. Braun，《移动通信网络中的OFDM雷达算法》，博士学位论文，KIT图书馆，2014年。[28] K. V. Mishra 和 Y. C. Eldar，《亚奈奎斯特雷达：原理与原型》，载于雷达信号处理中的压缩感知，A. D. Maio、Y. C. Eldar 和 A. Haimovich 编。剑桥大学出版社，2019年，第1–48页。[29] S. M. Kay，统计信号处理基础，第一卷：估计理论。Prentice-Hall公司，1993年。