



# 基于 FMCW 的新型多域联合调制双功能雷达通信技术

赵嘉荣, 杨平\*, 肖悦, 武刚, 易琴, 许向楠

电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 成都 611731

\* 通信作者. E-mail: yangping@uestc.edu.cn

收稿日期: 2022-07-17; 修回日期: 2022-10-22; 接受日期: 2023-03-27; 网络出版日期: 2023-09-14

科技部国家重点研发计划 (批准号: 2020YFB1807203)、中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: 2242022k60006) 和四川省面上基金 (批准号: 2023NSFSC0457) 资助项目

**摘要** 在频谱稀缺现状与 6G 万物互联需求形势之下, 雷达通信一体化得以催生, 引起了学术界广泛的关注和研究兴趣. 一体化的相关技术研究中, 如何在有限的硬件资源条件下平衡好通信与感知性能是一个难题. 为解决这个问题, 本文提出了一种基于多域联合传输的通感一体化系统方案, 利用空域、频域、时域和能量域 4 种资源进行信息传输, 可有效提高数据传输准确率, 提升系统性能. 构建的自适应偏移索引调频连续波雷达通信系统 (offset FMCW-based radar-communications system, OFRaC), 有效挖掘了偏移索引调制与原调频连续波雷达通信系统 (FMCW-based radar-communications system, FRaC) 的优势特性, 减少了射频切换时间, 提升了传输速率. 为降低通信接收端的误比特率 (bit error rate, BER), 文中还提出了一种基于最短信道距离的天线选择 OFRaC (antenna selection-based OFRaC, AOFRaC), 可以在 OFRaC 基础上对 BER 性能做进一步改善. 最后, 通过仿真实验, 本文分析了 AOFRaC, OFRaC 与原 FRaC 系统在通信和感知方面的性能变化, 对比了所使用目标检测方法与传统方法的性能优点. 得出的结论是, 所提出的多域联合调制方案在通信与感知性能中能取得更好的折中与平衡, 尤其在需要更轻负载的车联网、无人机等应用场景中, 简易的雷达和通信接收端架构将给系统带来优势.

**关键词** 双功能雷达通信, 多域联合调制, 偏移空间调制, 天线选择, 压缩感知

## 1 介绍

第六代移动通信系统 (6G) 将全面支持世界的数字化转型, 实现万物互联、智慧泛在. 6G 感知将从通信的辅助功能和增强功能, 上升成为 6G 设备和网络的基本能力、基本服务, 甚至是基本应用. 这种转变不仅仅是对现有通信技术的改进或者延伸, 还是范式革命. 面向这一愿景, 诞生了无人

**引用格式:** 赵嘉荣, 杨平, 肖悦, 等. 基于 FMCW 的新型多域联合调制双功能雷达通信技术. 中国科学: 信息科学, 2023, 53: 1802–1821, doi: 10.1360/SSI-2022-0287  
Zhao J R, Yang P, Xiao Y, et al. A new FMCW-based multi-domain joint modulation dual-function radar communication technology (in Chinese). Sci Sin Inform, 2023, 53: 1802–1821, doi: 10.1360/SSI-2022-0287

化业务、沉浸式体验业务等全新应用场景,对 6G 网络的通信、感知、计算等综合能力提出了更高要求. 许多新兴领域包括车联网 (Internet of vehicles, IoV) [1~3]、无人机群 (unmanned aerial vehicles, UAVs) [4,5]、智慧城市 [6] 和智能家居 [7] 等,需要装备雷达、通信和感知器件等多种电子设备. 海量的无线设备接入导致无线频谱愈加拥塞,由此无线通信频段向毫米波、太赫兹和可见光等更高频段发展,与传统雷达频段将产生越来越多的重叠. 在相同频谱实现通信与雷达,避免干扰,可以提高频谱利用率,避免重复投资,显著降低成本,发挥极大的经济规模效应. 在 6G 时代,双功能雷达通信 (dual-functional radar-communication, DFRC) 将成为无线通信与雷达探测发展的重要路径.

DFRC 的设计主要可以分为两个方面,以通信为中心的设计和以感知为中心的设计 [8]. 以通信为中心的 DFRC 设计,是在通信信号基础上进行改造,使其满足雷达感知性能条件. 主要包括基于扩频序列的技术 [9] 和基于正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 波形的技术 [10]. 其中扩频序列一体化信号需要通过相关运算进行脉冲压缩和解扩,处理数据量较大;对于 OFDM 一体化信号,国内外主要在信号幅度峰均比高 [11]、多普勒 (Doppler) 频偏干扰 [12]、距离旁瓣伪峰 [13]、系统性能边界 [14] 等方面进行波形设计和算法研究,提出了不同解决方案,但整体上信号设计复杂、调谐困难、处理运算量大,在雷达应用和一体化系统中难以满足 GHz 量级带宽信号实时处理要求 [15].

以感知为中心的 DFRC 波形设计,需要将通信数据嵌入到不包含信令的雷达波形中,而不能过度降低传感性能. 常用的波形是简单脉冲 [16] 和调频连续波 (frequency modulated continuous wave, FMCW) [17]. 其中 FMCW 信号通过脉内频率调制,突破了脉冲信号时宽和带宽之间的相互制约关系,可以获得大的时宽带宽积 (time-band width products, TBWP) [18],低发射功率下即可实现高分辨率性能,在包括汽车雷达、近距离成像和其他许多场景得到应用. 2000 年初期,加州大学洛杉矶分校 (University of California, Los Angeles) 的 Brown 等 [19,20] 率先提出了利用斜率相反的线性调频脉冲 (chirp) 信号调制通信信息的雷达通信一体化系统,由于相反斜率的 chirp 信号之间存在准正交性,可以将雷达与通信信号区分开来. 在此之后,中国电子科学研究所的 Chen 等 [21] 提出一种结合线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 信号与最小频移键控 (minimum shift keying, MSK) 调制的恒包络一体化波形,称为 LFM-MSK 信号. 桂林电子科技大学的通感一体化研究组考虑了将车辆碰撞系统 (vehicle collision system, VCS) 和车对车通信 (vehicle-to-vehicle communication, V2V) 系统合二为一 [22],所提出的线性调频-最小频移键控 (linear frequency modulation-frequency shift keying, LFM-FSK) 波形可在同一频率带宽下同时实现雷达和通信. 2022 年,印度莫拉达巴德理工学院 (Moradabad Institute of Technology) Singh 等 [23] 提出了一种根据车流密度调整 FMCW 斜坡参数的方案,通过降低雷达测距范围提高密集交通场景中雷达和通信性能. 虽然这些方案通常具有较高的能量效率和较低复杂度,但是如何有效地提高数据传输速率是一个难题.

索引调制 (index modulation, IM) [24] 因其高能量和频谱效率受到越来越多人的关注,已经被引入设计 DFRC 系统,提高信号的传输速率. 然而传统的索引调制方法,如子载波索引调制 [25] 和空间索引调制 [26],虽然模型较为简单,但无论是信息承载量,还是感知性能都有较强的优化空间. 因此,有作者提出可以采用多域联合方法 [27] 进行信息传输. 多域联合方法的特征在于,信息比特的携带载体为多个不同域,而不再是特定的载波频率分配或天线激活模式等. 因此可以充分利用各类资源,优化模型,提高性能. 在通信领域,文献 [28] 提出了一种基于扩展码域和波束域的混合多域索引调制方案,比传统的编码无线通信系统具有更好的误码率性能;雷达方面,文献 [29] 提出了一种时、空、频多域联合调制波形,在时域上进行序列分集完成速度的解模糊,通过空域及频域上多发射天线的脉间调相实现多普勒频分复用,可以在兼顾发射效率的同时具有优良的无模糊测速和多通道测角能力. 在 DFRC 领域,也

有了一些初步的相关工作. 如文献 [16] 提出的多载波敏捷联合雷达通信 (multi-carrier agile joint radar communication, MAJoRCom), 有效结合了频率和空间灵活性, 且系统的信息通信能力不会影响雷达功能. 但 MAJoRCom 中使用全阵列的天线传输形式, 有较高的硬件资源需求, 且使用简单窄带脉冲作为发射波形, 需要较高的雷达发射功率. 文献 [17] 提出的基于 FMCW 的雷达通信系统 (FMCW-based radar-communications system, FRaC), 不再像 MAJoRCom 中那样使用全阵列, 减少了硬件开销, 并且还利用高脉冲压缩比解决了距离分辨率和作用距离之间的矛盾. 然而, FRaC 也存在不容忽视的弊端. 虽然采用随机稀疏阵列可以减少射频链, 但是发射天线和射频链之间要进行极其频繁的切换, 整个多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统的传输速率也将受到硬件实现的最大切换频率或最小切换时间的限制.

基于此, 本文构建了一种自适应偏移索引 FMCW 雷达通信系统 (offset FMCW-based radar-communications system, OFRaC). 通过偏移空间调制 (offset spatial modulation, OSM), 在信道状况良好时, 可以简化射频交换处理, 节约切换时间; 信道状况差时, 可以选择最优信道进行传输, 且不影响所携带的天线索引信息. 并且采用多域联合方法进行信息传输, 信息比特的携带载体为多个域的联合信息, 而不再是特定幅度或相位调制星座图. 除了基带的相位调制, 空域使用天线索引调制, 频域使用载波索引调制, 时域是不同时刻的脉冲承载不同信息, 能量域则利用发射端信道状态信息 (channel state information, CSI) 进行预编码调制. 通过联合空、频、时、能量四域, 实现资源的充分利用, 有效地提高信息传输效率和传输精确度. 除此之外, 天线选择对于进一步降低误比特率 (bit error rate, BER) 是一个可行的方案. 但对于本文的系统模型, 发射信号矩阵随采样时间频繁变化, 经典的天线选择方式如欧氏距离优化天线选择 (Euclidean distance optimized antenna selection, EDAS) [30] 已经不再适用. 于是我们提出一种更有效快速的方法进行天线选择, 在 OFRaC 的基础上进一步降低了传输 BER, 称之为天线选择 OFRaC (antenna selection-based OFRaC, AOFRaC).

本文的其余部分组织如下: 第 2 节介绍了 FRaC 以及所提出的 OFRaC 和 AOFRaC 的信号模型; 第 3 节介绍了通信接收机和雷达接收机处理信号的流程; 第 4 节对雷达和通信子系统的性能进行了仿真评估; 最后, 第 5 节为本文的总结.

## 2 信号模型

### 2.1 FRaC 信号模型

在 FRaC 中, 信号分为两个部分嵌入波形, 分别为基带相位调制和索引调制, 索引调制又分为天线索引和频域索引两部分. FMCW 信号要先经过相位调制, 再搬移到各自的高频载波, 通过不同的发射天线发送出去. 调制前的基带 FMCW 信号表达式是

$$s(t) = \text{rect}(t/T_p) e^{j\kappa\pi t^2}, 0 \leq t \leq T_0, \quad (1)$$

其中  $\text{rect}()$  是矩形函数, 在  $0 \leq t < 1$  时  $\text{rect}(t) = 1$ .  $\kappa$  是 FMCW 波形的频率调制率,  $T_p$  为脉冲宽度,  $T_0$  为脉冲重复间隔 (pulse recurrence interval, PRI), 有  $T_p \leq T_0$ . 在每个 PRI 中, 当  $0 \leq t \leq T_p$  时, FMCW 波形被传输, 而在  $T_p < t \leq T_0$  时, 没有信号传输. 一个雷达相干处理间隔 (coherent processing interval, CPI) 由  $N$  个周期性传输的脉冲组成, 脉冲编号  $n = 0, 1, \dots, N-1$ . 信号  $s(t)$  的带宽用  $B_{\text{sub}}$  表示,  $B_{\text{sub}} = \kappa T_p$ .

在  $N_t$  个可供选择的的天线中, 选择  $K$  个天线激活进行信号传输, 其他天线保持静默, 可以将发射天线编号为  $k = 0, 1, \dots, N_t - 1$ . 每根激活天线对应不同的载波频率波形, 假设载波频率集合为

$\mathcal{F} = \{f_c + m\Delta f | m \in \mathcal{M}\}$ ,  $\mathcal{M} = \{0, 1, \dots, M-1\}$ ,  $f_c$  为载波频率的起点,  $\Delta f$  为载波频率步长. 由于不同天线传输的波形不同, 并且在每一个脉冲  $n$  的传输波形都会随着所承载信息的改变而改变. 经过相位调制和载波频率调制后, 可得随着  $n$  和  $k$  变化的传输波形表达式

$$x_{n,k}(t) = s(t - nT_0)e^{j2\pi f_{n,k}t}e^{j\phi_{n,k}}, \quad (2)$$

其中  $\phi_{n,k}$  是基带 FMCW 波形上调制的相位,  $f_{n,k} = f_c + m_{n,k}\Delta f$  是从  $\mathcal{F}$  中选择的载波频率,  $m_{n,k} \in \mathcal{M}$  是  $f_{n,k}$  的索引. 为了保证发射波形是频谱正交的, 可设置  $\Delta f = B_{\text{sub}}$ , 则信号总带宽为  $B = MB_{\text{sub}}$ .

## 2.2 OFRaC 信号模型

首先介绍 OSM 的思想. OSM 与传统的空间调制 (spatial modulation, SM) 的不同之处在于, 它通过预编码引入了空间调制天线索引与激活发射天线索引之间的偏移量<sup>[31]</sup>. 无论根据比特流选择发送信息的天线是哪一根, 都可以偏移 to 规定的天线集合上进行传输, 并保留索引信息. 系统发射端配备  $N_t$  根发射天线和单射频链, 接收端也同样保持单射频链结构. 假设平坦衰落瑞利 (Rayleigh) 信道向量  $\mathbf{H} = [h_0, h_1, \dots, h_{N_t-1}]$  在发射机处已知, 并且所有的项都是独立的、同分布 (i.i.d) 的复高斯 (Gauss) 随机变量. 规定某  $P$  根天线作为可偏移天线的集合,  $1 \leq P \leq N_t$ . 虽然  $h_p$  服从的都是相同的分布, 但是在某固定时刻, 在规定的  $P$  根天线中有一条发射天线的路径增益最大, 即存在  $|h_j| = \max\{|h_0|, |h_1|, \dots, |h_{P-1}|\}$ . 当根据传输比特得到的天线索引是第  $i$  根天线时, 并不选择将信号  $x_i$  发送到  $i$  天线, 而是切换到第  $j$  个天线上进行发送. 并将发送信号进行预编码如下:

$$\tilde{x}_i = \beta \frac{h_i}{h_j} x_i, \quad (3)$$

其中  $\beta$  和  $h_i/h_j$  是传输信号的预编码参数,  $\beta = |h_j/h_i|$  是传输功率归一化因子. 对于 SM 模型, 发射端传输的信号向量是

$$\mathbf{x} = [0 \dots x_i \dots 0],$$

↑  
ith

(4)

而 OSM 发射端传输的信号向量是

$$\tilde{\mathbf{x}} = [0 \dots \tilde{x}_i \dots 0].$$

↑  
jth

(5)

OFRaC 模型, 即是 OSM 思想和 FRaC 的一种有效结合. 在原模型中,  $x_{n,k}(t)$  信号应该在  $k$  编号天线上发射出去, 然而在 OFRaC 中, 要先将其进行预编码, 之后选择可偏移天线中增益最大的天线路径进行发射, 充分利用已知信道增益, 提高传输信噪比. FRaC 根据发送比特选择天线路径, 由于发射信号的随机性,  $N_t$  根发射天线, 在单射频链下要进行切换的概率为  $1 - 1/N_t$ , 而规定可偏移的天线之后, 要进行切换的概率为  $1 - 1/P$ , 相比之前减少了  $1/P - 1/N_t$  的切换概率, 节约了切换时间. 由式 (2) 和 (3) 得, 在  $n$  时刻, 天线索引为  $k$  时, 发射的信号表示式为

$$x_{n,k}^o(t) = \beta_n \frac{h_{p_{n,k}}}{h_{p_{n,\max}}} s(t - nT_0)e^{j2\pi f_{n,k}t}e^{j\phi_{n,k}}, \quad (6)$$

表 1 AOFRaC, OFRaC 和 FRaC 模型比较  
Table 1 Comparisons among AOFRaC, OFRaC, and FRaC

Scheme	Modulation	Antenna selection	Number of signal streams	Number of selected antennas	Number of antennas
FRaC	SM, frequency IM, MPSK	No	$K$	$N_t$	$N_t$
OFRaC	OSM, frequency IM, MPSK	No	$K$	$P$	$N_t$
AOFRaC	OSM, frequency IM, MPSK	Yes	$K$	$P$	$P_{\text{all}}$

其中功率归一化因子  $\beta_n = |h_{p_{n,\max}}/h_{p_{n,k}}|$ ,  $p_{n,k}$  是第  $n$  个 PRI 中第  $k$  个传输天线的索引,  $p_{n,k} \in \{0, 1, \dots, P-1\}$ ,  $h_{p_{n,k}}$  表示该索引对应的信道,  $p_{n,\max}$  是第  $n$  个 PRI 中  $P$  条可选天线中幅值最大的信道索引, 因此有  $|h_{p_{n,\max}}| = \max\{|h_0|, |h_1|, \dots, |h_{P-1}|\}$ . OFRaC 发射端传输的信号向量是

$$\tilde{\mathbf{x}}_n(t) = [0 \cdots \tilde{x}_{n,k}^o(t) \cdots 0]. \quad (7)$$

↑  
 $p_{n,\max}$ th

从  $N_t$  根发射天线中选择  $K$  根, 选择的方式一共有  $C_{N_t}^K$  种, 则每个 PRI 天线索引传输的比特数量为  $\log_2(C_{N_t}^K)$ . 载波频率一共有  $C_M^K$  种选择, 则频域索引传输的比特数量为  $\log_2(C_M^K)$ . 具体哪一根天线对应哪一个载频, 共有  $K!$  种排列方式, 可隐含携带的比特数量为  $\log_2(K!)$ . 总计索引调制可传输的信息为  $N_1 = \log_2(C_{N_t}^K) + \log_2(C_M^K) + \log_2(K!)$  位/脉冲. 如果是基带相位调制是  $J$  阶调制, 则加上相位调制  $N_2 = K \log_2 J$  位/脉冲, 总传输速率为  $N_{\text{sum}} = N_1 + N_2$  位/脉冲. 单射频链下  $K = 1$ ,  $N_{\text{sum}} = N_1 + N_2 = \log_2 N_t + \log_2 M + \log_2 J$  位/脉冲.

### 2.3 AOFRaC 信号模型

为了进一步降低 BER, 还参考了天线选择思想<sup>[32]</sup>. 天线选择步骤将在天线偏移之前完成, 先进行一次天线的筛选, 从可供选择的所有天线中, 选出对接收信号解调更为有利的天线组合. 即在  $N_{\text{all}}$  根发射天线中, 先选择  $N_t$  根天线, 再根据传输信号进行 OSM, 选择最终的传输天线. 为了更清楚地比较 AOFRaC, OFRaC 与 OFRaC 这 3 种系统模型, 表 1 总结了它们的异同. 在 AOFRaC 模型中, 设  $I = C_{N_{\text{all}}}^{N_t}$  为所有可能天线组合的个数, 所选组合的索引  $i \in \mathcal{I}, \mathcal{I} = \{0, 1, \dots, I-1\}$ .  $\mathbf{H}_i = [h_i^0, h_i^1, \dots, h_i^{N_t-1}]$  为索引  $i$  对应的信道矩阵, 其中  $h_i^k$  是此时第  $k$  条天线路径信道参数. 传输向量受信道状态和发射信号比特双重影响, 一共有  $P \times N_{\text{sum}}$  种可能性, 所有可能的信号传输向量的集合用  $\Upsilon$  表示. 根据经典的 EDAS 方法, 最优组合索引的求解公式如下:

$$i_{\text{ED}} = \arg \max_{i \in I} \left\{ \min_{\tilde{\mathbf{x}}_v \neq \tilde{\mathbf{x}}_w \in \Upsilon} \|\mathbf{H}_i(\tilde{\mathbf{x}}_v - \tilde{\mathbf{x}}_w)\|_F^2 \right\}, \quad (8)$$

其中  $\tilde{\mathbf{x}}_v$  和  $\tilde{\mathbf{x}}_w$  为式 (7) 中的发射信号向量. 在本文的模型中,  $\tilde{\mathbf{x}}_v$  和  $\tilde{\mathbf{x}}_w$  都是随采样时间而变化的量值, 虽然可以选择采样之后找到每个采样时间间隔下传输天线的最佳选择, 但是这会导致同一个 PRI 中不同采样时间间隔下的天线选择组合是不同的, 显然与一个 PRI 中选择一根固定天线进行传输的系统模型相悖. 为此我们提出了一种更为简单可实现的天线选择方法, 不是选择经过信道后信号之间的最大距离, 而是选择不同信道路径之间的最大距离组合, 这种方法在信号不确定时比较有利. 最优天线组合的选取规则如下:

$$i = \arg \max_{i \in I} \left\{ \min(|h_i^{k_1} - h_i^{k_2}|^2) \right\}. \quad (9)$$

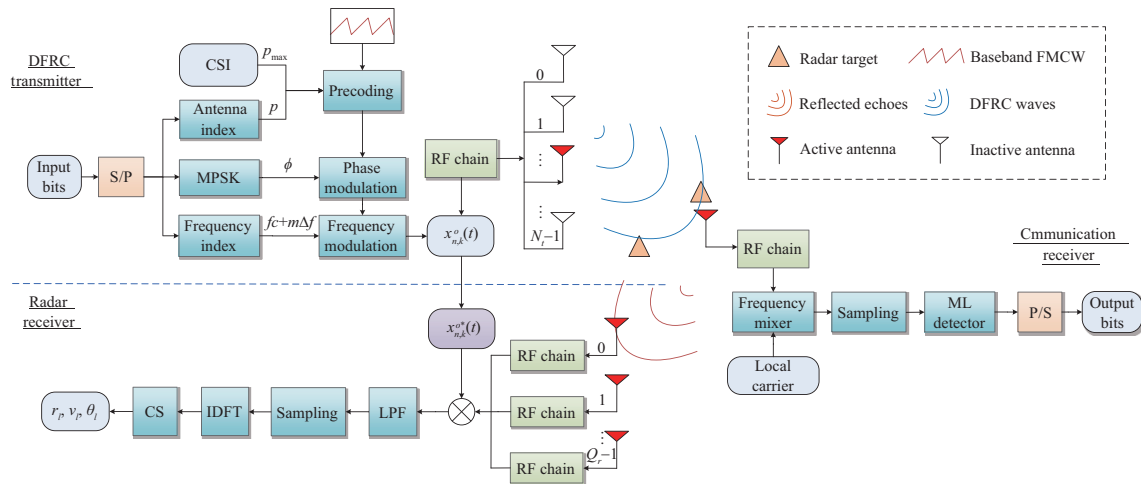


图 1 (网络版彩图) OFRaC 的收发机系统架构

Figure 1 (Color online) Transceiver system architecture of OFRaC

此 AOFRaC 方案可以有效增加接收信号之间的距离, 降低 BER, 这将会在第 4 节进行验证.

### 3 接收端信号处理

如图 1 所示为 OFRaC 的收发机系统架构框图. 在车辆基础设施互联系统 (vehicle to infrastructure, V2I) 中, 可以将 DFRC 发射机和雷达接收机配备在路边基础设施上, 通信接收机安装在汽车上. 路边设备可以对车辆周围环境、障碍物等进行感知, 并实现与车辆侧的通信. 其中 DFRC 系统发射机利用带有  $N_t$  个元件的均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 来传输双功能波形, 雷达接收机配备有  $Q_r$  个元件的 ULA. 发射 ULA 的元件间距离用  $dT$  表示, 雷达接收阵列的元件间距离用  $dR$  表示,  $dT = Q_r dR$  [17]. 为了降低成本和硬件的复杂性, 在每个脉冲期间, 双功能发射机中只激活单个天线元件, 通信接收端也使用单个接收天线进行接收, 则车辆侧天线数  $N_r = 1$ , 以保证通信子系统的单射频链路, 并减少车辆侧的硬件负载. 发射波形和发射天线的索引可以在不同的脉冲之间发生变化, 发射天线由射频开关控制. 由于前期的天线选择并不影响感知和通信接收机的信号处理过程, OFRaC 接收端信号处理过程对于 AOFRaC 模型同样适用.

#### 3.1 通信接收机信号处理

在通信接收端, 信号与频率  $f_c$  的载波混合进行下转换后, 用  $F^{(c)} = 1/T_c$  进行采样, 其中  $T_c$  为通信采样间隔,  $U = \lfloor T_p/T_c \rfloor$  是一个脉冲中接收到的样本数量. 为满足奈奎斯特 (Nyquist) 采样定律, 需要满足条件  $F^{(c)} \geq 2B$ . 接收端采样后的离散信号表示式

$$y_n^{(c)}[u] = \beta_n h_{p_{n,k}} s_{m_{n,k}}[u] e^{j\phi_{n,k}} + w_n^{(c)}[u], \quad (10)$$

其中  $u \in \{0, 1, \dots, U-1\}$ ,  $\mathbf{s}_m = [s_{m_{n,k}}[0], s_{m_{n,k}}[1], \dots, s_{m_{n,k}}[U-1]]$  是离散时间基带传输波形, 第  $u$  项为  $s_{m_{n,k}}[u] = s(uT_c) e^{j2\pi m_{n,k} \Delta f t}$ .  $w_n^{(c)}[u]$  是带有方差  $\sigma_c^2$  的高斯白噪声. 将接收信号表示成向量形式, 有

$$\mathbf{y}_n^{(c)} = \boldsymbol{\psi}_n \mathbf{e}_n + \mathbf{w}_n^{(c)}, \quad (11)$$

$\mathbf{y}_n^{(c)}$  是  $U \times 1$  大小的向量,  $\mathbf{w}_n^{(c)} = [w_n^{(c)}[0], w_n^{(c)}[1], \dots, w_n^{(c)}[U-1]]^T$  表示加性噪声向量.  $\boldsymbol{\psi}_n \in \mathbb{C}^{U \times PM}$  为信号接收矩阵, 每个  $U \times P$  子矩阵  $\boldsymbol{\psi}_{n,m}$  有  $\boldsymbol{\psi}_{n,m} = [\boldsymbol{\psi}_{n,m}^0, \boldsymbol{\psi}_{n,m}^1, \dots, \boldsymbol{\psi}_{n,m}^{P-1}]$ , 其中  $\boldsymbol{\psi}_{n,m}^p = \beta_n \mathbf{H}_{n,p} \mathbf{s}_m$  为  $U \times 1$  大小,  $\mathbf{H}_{n,p} \in \mathbb{C}^{U \times U}$  为对角元素是  $h_{n,p}$  的对角矩阵, 表示第  $p$  根天线作为发射天线在  $n$  时刻的信道矩阵. 无论是发射波形还是信道信息, 在每个 PRI 中都是变化的, 因此在每个 PRI 中都有不同的接收矩阵  $\boldsymbol{\psi}_n$ .  $\mathbf{e}_n = [(\mathbf{e}_n^0)^T, (\mathbf{e}_n^1)^T, \dots, (\mathbf{e}_n^{M-1})^T]^T$  为 DFRC 发射机中第  $n$  个脉冲的发射符号向量, 包含着信号载波频率、发射天线索引和调制相位的信息. 每个  $P \times 1$  的向量  $\mathbf{e}_n^m$  要么都是零, 要么当  $m_{n,k} = m$  和  $p_{n,k} = p$  时在  $\mathbf{e}_n^m$  的第  $p$  个条目处有一个非零项, 非零项的值为  $[\mathbf{e}_n^m]_p = e^{j\phi_{n,k}}$ . 使用最大似然 (maximum likelihood, ML) 检测算法, 有公式如下:

$$\tilde{\mathbf{e}}_n = \arg \min_{\mathbf{e}_n \in \mathcal{E}} \|\mathbf{y}_n^{(c)} - \boldsymbol{\psi}_n \mathbf{e}_n\|_2^2. \quad (12)$$

得到估计值  $\tilde{\mathbf{e}}_n$  后, 找出其非零值的位置可以得到载波频率索引和发射天线索引, 根据非零项的值可以得出调制相位, 进而解码出发送比特信息.

如果考虑车辆侧运动导致多普勒频率偏移的影响, 通信接收端信号公式 (10) 变成

$$y_n^{(c)}[u] = \beta_n h_{p_{n,k}} s_{m_{n,k}}[u] e^{j\phi_{n,k}} e^{j2\pi f_d u T_c} + w_n^{(c)}[u], \quad (13)$$

其中  $f_d = \frac{2v_{\text{rel}} f_{n,k}}{c} \approx \frac{2v_{\text{rel}} f_c}{c}$  为多普勒频率,  $v_{\text{rel}}$  为车辆相对基站的运动速度. 将  $s_{m_{n,k}}[u]$  表达式代入上式可得

$$y_n^{(c)}[u] = \beta_n h_{p_{n,k}} s(u T_c) e^{j2\pi(m_{n,k} \Delta f + f_d) u T_c} e^{j\phi_{n,k}} + w_n^{(c)}[u], \quad (14)$$

由于 ML 检测处理过程中会在时间维的采样进行遍历, 只有  $m_{n,k} \Delta f + f_d$  会影响时间维度的参数变化, 因此  $f_d$  只会对载波频率索引  $m_{n,k}$  的解调产生影响. 考虑到当  $f_d \ll \Delta f/2$  即  $v_{\text{rel}} \ll c \Delta f/2 f_c$  时, 频偏对于接收端信号检测的影响可忽略. 毫米波参数情况下,  $\Delta f$  设置在 MHz 量级, 而  $f_c$  为 GHz 量级, 车速远小于  $10^5$  m/s 即满足要求, 而一般情况下车辆速度都远小于该数值, 因此多普勒频偏对于通信性能的影响很有限.

### 3.2 感知接收机信号处理

本小节主要介绍对于 OFRaC 雷达信号处理过程. 雷达接收信号处理的目的是估计目标的距离、速度和方位角这 3 个参数, 分别可对应雷达信号的 3 个主要维度. 对回波的处理, 就是通过载频下转换、离散采样、脉冲压缩等操作后, 在 3 个维度将信号划分为多个分辨单元, 每个单元对应了一个特定目标的距离、速度和角度. 判断其在哪个单元内具有最大的响应, 从而将该分辨单元作为目标参数的估计<sup>[33]</sup>. 设  $q_r$  为接收天线索引, 则  $q_r = 0, 1, \dots, Q_r - 1$ . 假设  $L$  个理想点目标位于发射天线阵列的远场, 其距离、速度和角度参数分别为  $\{r_l\}$ ,  $\{v_l\}$ ,  $\{\theta_l\}$ , 其中  $l = 0, 1, \dots, L - 1$ .

如图 2 所示为雷达波束传输示意图. 其中波束 1 为参考波束, 波束 2 为我们关注的目标波束. 基于式 (6) 中设计的偏移索引发射信号, 在第  $q_r$  个元件处接收信号可表示为

$$y_{n,q_r}^{(r)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l x_{n,k}^0(t - \tau_{n,k,q_r}^l) + w_{n,q_r}^{(r)}(t), \quad (15)$$

其中  $\alpha_l$  为第  $l$  个目标的反射因子,  $\tau_{n,k,q_r}^l$  为针对第  $l$  个目标发射天线与接收天线  $q_r$  之间的往返时延,  $w_{n,q_r}^{(r)}(t)$  表示加性高斯白噪声. 在一个 CPI 内, 车辆的运动是匀速的, 则图 2 中参考波束的往返时延可表示为  $\frac{2(r_l + n v_l T_0)}{c}$ , 其中  $c$  是光速. 目标在远场, 无论对于 DFRC 发射阵列还是雷达接收阵列来说,

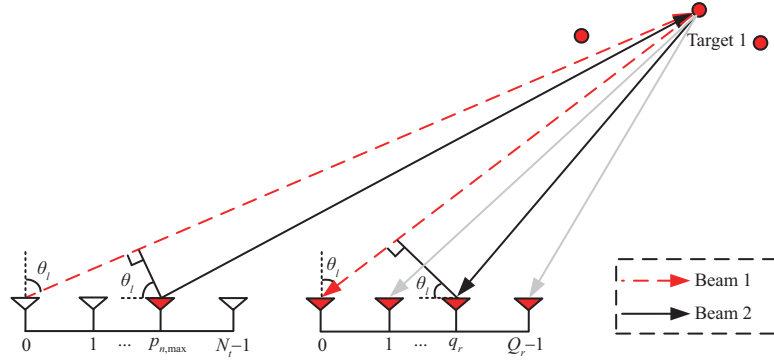


图 2 (网络版彩图) 雷达波束传输示意图

Figure 2 (Color online) Diagram of radar beam transmission

发射波束的离开角对每个天线可视为相同的, 如图 2 所示都为  $\theta_l$ . 则发射天线位置造成目标波束和参考波束的距离差为  $p_{n,\max}d_T \sin \theta_l$ , 接收天线造成的距离差为  $q_r d_R \sin \theta_l$ . 因此, 目标波束的时延  $\tau_{n,k,q_r}^l$  可以表示为

$$\tau_{n,k,q_r}^l = \frac{2(r_l + nv_l T_0)}{c} - \frac{(p_{n,\max}d_T + q_r d_R) \sin \theta_l}{c}. \quad (16)$$

为了分离反射回波中的有用波形, 将接收信号  $y_{n,q_r}^{(r)}(t)$  与发射波形  $x_{n,k}^{0*}(t)$  同步混合. 之后, 每个混频器的输出被输入到一个低通滤波器 (low pass filter, LPF), 其截止频率被设置为 FMCW 带宽  $B_{\text{sub}}$ . 第  $q_r$  个元素接收的分离信号为

$$y_{n,k,q_r}^{(r)}(t) = \text{LPF}(y_{n,q_r}^{(r)}(t) \cdot x_{n,k}^{0*}(t)). \quad (17)$$

将式 (15) 中  $y_{n,q_r}^{(r)}(t)$  表达式与式 (6) 中  $x_{n,k}^0(t)$  代入上式, 可以得到

$$y_{n,k,q_r}^{(r)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j\Delta\varphi(t)} + \tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}(t), \quad (18)$$

其中  $\tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}(t)$  是一个带限高斯信号. 经过功率归一化的发射信号  $x_{n,k}^0(t)$  幅值为 1, 因此相关运算后,  $y_{n,k,q_r}^{(r)}(t)$  的幅值也只会和  $\alpha_l$  有关. 参考 FMCW 信号处理文章<sup>[34]</sup>, 下转换后相位  $\Delta\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t)dt - 2\pi \int_0^t f(t-\tau)dt$ , 其中  $f(t)$  为 FMCW 信号的频率时间函数. 在本文中,  $f(t) = f_{n,k} + B_{\text{sub}}t/T_p$ ,  $\tau = \tau_{n,k,q_r}^l$ . 考虑到  $\tau_{n,k,q_r}^l/T_p \ll 1$ , 省略掉  $\tau_{n,k,q_r}^l$  的二次项, 可得

$$\Delta\varphi(t) = 2\pi \left( f_{n,k} \tau_{n,k,q_r}^l + \frac{B_{\text{sub}}}{T_p} t \tau_{n,k,q_r}^l \right). \quad (19)$$

将式 (19) 的相位表达代入式 (18), 再根据式 (16) 中时间延迟的表达式, 整理可得

$$\tilde{y}_{n,k,q_r}^{(r)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l e^{-j2\pi\kappa \frac{2r_l}{c}(t-nT_0)} \times e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l n} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)} + \tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}(t), \quad (20)$$

其中  $\tilde{\alpha}_l = \alpha_l e^{-j2\pi \frac{2r_l f_c}{c}}$ ,  $\xi_{n,k} = f_{n,k}/f_c$  为载波频率相对因子.  $f_r^l = 2r_l \Delta f/c$  为归一化的距离频率,  $f_v^l = 2v_l T_0 f_c/c$  为归一化的速度频率,  $f_\theta^l = f_c d_R \sin \theta_l/c$  为归一化的空间频率, 这 3 个参数分别包含了我们关注的目标距离、速度和角度信息. 因此, 通过估计  $\{f_r^l\}$ ,  $\{f_v^l\}$  和  $\{f_\theta^l\}$  的值, 可以求解出目标参数量.



将式 (20) 中的分离信号经过频率为  $F_s$  的离散采样, 整理可以得到表达式如下:

$$\tilde{y}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}] = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l e^{-j2\pi\kappa \frac{2r_l}{c} \tilde{g} T_s^{(r)}} \times e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l n} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)} + \tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}]. \quad (21)$$

采样间隔  $T_s = 1/F_s$ , 每个 PRI 中的样本点数为  $G = \lfloor T_0/T_s \rfloor$ , 则样本时间实例为  $t = nT_0 + \tilde{g}T_s$ , 其中  $\tilde{g} \in \{0, 1, \dots, G-1\}$ .  $\tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}] = \tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}(nT_0 + \tilde{g}T_s)$  为离散时间高斯噪声. 采样后的信号  $\tilde{y}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}]$  经傅里叶反变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT) 脉冲压缩处理后, 可以提高雷达距离分辨率, 有

$$y_{n,k,q_r}^{(r)}[g] = \text{IDFT}(\tilde{y}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}]) = \sum_{\tilde{g}=0}^{G-1} \tilde{y}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}] e^{j\frac{2\pi\tilde{g}g}{G}}. \quad (22)$$

将式 (21) 代入式 (22), 可得

$$y_{n,k,q_r}^{(r)}[g] = \sum_{l=0}^{L-1} \eta_l[g] e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l n} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)} + w_{n,k,q_r}^{(r)}[g], \quad (23)$$

其中

$$\eta_l[g] = \tilde{\alpha}_l \cdot \text{IDFT} \left( e^{-j2\pi \frac{2\kappa r_l T_s^{(r)}}{c} \tilde{g}} \right) = \tilde{\alpha}_l \cdot \sum_{\tilde{g}=0}^{G-1} e^{j2\pi \tilde{g} \left( \frac{g}{G} - \frac{2\kappa r_l T_s^{(r)}}{c} \right)}. \quad (24)$$

因为 IDFT 是一个么正变换, 加性噪声  $w_{n,k,q_r}^{(r)}[g] = \text{IDFT}(\tilde{w}_{n,k,q_r}^{(r)}[\tilde{g}])$  仍然是高斯噪声. 省略采样符号  $g$ , 可表示成下式:

$$y_{n,k,q_r}^{(r)} = \sum_{l=0}^{L-1} \eta_l e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l n} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)} + w_{n,k,q_r}^{(r)}. \quad (25)$$

为了求解出式 (25) 中  $\{f_r^l\}$ ,  $\{f_v^l\}$  和  $\{f_\theta^l\}$  的值, 可以根据雷达分辨率, 罗列出所有可能的归一化目标参数, 并以此构建雷达信号观测矩阵. 雷达接收信号的模糊度函数表征了回波信号与参考信号之间的相关性, 越大则越不容易分辨出目标, 通过模糊函数可以求得雷达的分辨率. 本文中, 将模糊函数定义为参数  $\{\eta_l = 1, f_r, f_v, f_\theta\}$  的无噪声接收信号与参数  $\{\eta_l = 1, f_r^{\text{ref}}, f_v^{\text{ref}}, f_\theta^{\text{ref}}\}$  的参考信号之间的相关函数. 在相对较窄带宽的假设下, 有  $\xi_{n,k} \approx 1$ . 根据式 (25), 模糊度函数可以表示如下:

$$\chi(df_r, df_v, df_\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{Q_r-1} e^{-j2\pi m_{n,k} df_r} e^{-j2\pi n df_v} e^{-j2\pi (Q_r p_{n,\max} + q_r) df_\theta}, \quad (26)$$

其中  $df_r = f_r - f_r^{\text{ref}}$ ,  $df_v = f_v - f_v^{\text{ref}}$ ,  $df_\theta = f_\theta - f_\theta^{\text{ref}}$ . 由于模糊度函数随着发射信号变化而改变, 为此, 计算期望模糊度函数的绝对值为 (详见附录 A)

$$|E\{\chi(df_r, df_v, df_\theta)\}| = \frac{K}{MP} \left| \frac{\sin(M\pi df_r)}{\sin(\pi df_r)} \right| \times \left| \frac{\sin(N\pi df_v)}{\sin(\pi df_v)} \right| \times \left| \frac{\sin(PQ_r\pi df_\theta)}{\sin(\pi df_\theta)} \right|. \quad (27)$$

模糊度函数有  $df_r$ ,  $df_v$  和  $df_\theta$  3 个维度. 由于可偏移天线数量  $P$  是变化的值, 为了在仿真中方便比较不同  $P$  下的性能, 保持控制变量, 将分辨率设置为式 (27) 中  $P = N_t$  时每个维度中两个零点之间的宽度, 因此  $f_r$ ,  $f_v$  和  $f_\theta$  的分辨率分别为  $1/M$ ,  $1/N$  和  $1/(N_t Q_r)$  [17]. 构建目标参数  $f_r$ ,  $f_v$  和  $f_\theta$  的网格集, 假定目标都位于这些网格上. 定义  $Q = N_t Q_r$ , 目标参数网格集可分别用  $R =$

$\{\frac{m}{M} | m = 0, 1, \dots, M-1\}$ ,  $V = \{\frac{n}{N} - \frac{1}{2} | n = 0, 1, \dots, N-1\}$  和  $\Theta = \{\frac{q}{Q} | q = 0, 1, \dots, Q-1\}$  表示, 其中速度的表示需要减去  $1/2$  是考虑到需要通过正负值区分速度的方向. 由式 (25) 和目标参数网格集可构建观测矩阵  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{NKQ_r \times NMQ}$ , 矩阵元素表达式如下:

$$[\mathbf{A}]_{nKQ_r+kQ_r+q_r, \tilde{n}MQ+mQ+q} = e^{-j2\pi m_{n,k} \frac{m}{M}} e^{-j2\pi \xi_{n,k} (\frac{n}{N} - \frac{1}{2})} e^{-j2\pi \xi_{n,k} \frac{q}{Q} (Q_r p_{n, \max} + q_r)}. \quad (28)$$

为了将雷达目标恢复表示为稀疏恢复问题, 将式 (25) 中的信号  $y_{n,k,q_r}^{(r)}$  整理成向量形式  $\mathbf{y}^{(r)}$ , 表示一个 CPI 期间内雷达接收到的有用信息, 向量元素  $[\mathbf{y}]_{nKQ_r+kQ_r+q_r}^{(r)} = y_{n,k,q_r}^{(r)}$ .  $\mathbf{y}^{(r)}$  和观测矩阵  $\mathbf{A}$  的关系如下:

$$\mathbf{y}^{(r)} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{w}^{(r)}, \quad (29)$$

其中  $\mathbf{b}$  是  $NMQ \times 1$  大小的稀疏向量, 且稀疏度为  $L$ .  $\mathbf{b}$  中元素表达式如下:

$$\mathbf{b}_{nMQ+mQ+q} = \begin{cases} \eta_l, & \text{if } (f_r^l, f_v^l, f_\theta^l) = \left(\frac{m}{M}, \frac{n}{N} - \frac{1}{2}, \frac{q}{Q}\right), \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (30)$$

因此目标参数可以通过求  $\mathbf{b}$  非零值的位置来求解. 求解  $\mathbf{b}$  相当于求解公式

$$\min_{\mathbf{b}} \|\mathbf{b}\|_0, \quad \text{s.t. } \|\mathbf{y}^{(r)} - \mathbf{A}\mathbf{b}\| \leq \varepsilon, \quad (31)$$

其中  $\varepsilon$  与噪音水平有关. 由于  $\mathbf{A}$  的行数一般小于列数,  $\mathbf{b}$  的值并不唯一, 但是增加稀疏性的条件, 可以利用压缩感知 (compressed sensing, CS) 重构算法<sup>[35]</sup> 求解出来. 目前两类主流方向的重构算法为凸优化算法和贪婪算法.

第 1 类是凸优化算法或最优化逼近方法, 这类方法通过将非凸问题转化为凸问题求解找到信号的逼近, 其中最常用的方法为基追踪算法 (basic pursuit, BP)<sup>[35]</sup>, 通过对取值集合进行全局循环搜索, 找到最优解. 更确切地说, 基追踪是一种最优化准则, 它的主要实现算法有单纯形法、内点法、梯度投影稀疏重建法 (gradient projection sparse reconstruction, GPSR)<sup>[36]</sup> 等.

第 2 类是贪婪迭代算法, 基本原则就是通过迭代的方式寻找稀疏向量的支撑集, 自上而下地搜寻局部最优原子. 相较于全局搜索, 避免了重构时间的大量浪费. 这类算法包括: 匹配追踪算法 (matching pursuit, MP)、正交匹配追踪算法 (orthogonal matching pursuit, OMP)<sup>[37]</sup>、分段 OMP 算法 (stagewise orthogonal matching pursuit, StOMP)<sup>[38]</sup> 和规范 OMP 算法 (regularized orthogonal matching pursuit, ROMP)<sup>[39]</sup> 等.

倘若求解出  $\mathbf{b}_{nMQ+mQ+q}$  不为零, 根据式 (30) 中非零值的条件项和  $f_r^l, f_v^l, f_\theta^l$  的定义, 相应目标的距离、速度和角度可以分别计算为  $r = \frac{c}{2B_{\text{sub}}} (\frac{m}{M})$ ,  $v = \frac{c}{2T_0 f_c} (\frac{n}{N} - \frac{1}{2})$ ,  $\theta = \arcsin(\frac{cq}{f_c d_R Q})$ .

运动的观测物体也会导致雷达侧的信号产生多普勒频率偏移. 若考虑多普勒频偏的影响, 式 (18) 可改写为

$$y_{n,q_r}^{(r)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l x_{n,k}^0(t - \tau_{n,k,q_r}^l) e^{-j2\pi f_d^l t} + w_{n,q_r}^{(r)}(t), \quad (32)$$

其中  $f_d^l = 2v_l f_{n,k}/c \approx 2v_l f_c/c$ ,  $v_l$  为目标  $l$  相对基站的运动速度. 对于离散接收信号的变化, 仅体现在式 (23) 的系数  $\eta_l[g]$ , 有

$$\eta_l[g] = \tilde{\alpha}_l \cdot \sum_{\tilde{g}=0}^{G-1} e^{j2\pi \tilde{g} (\frac{g}{G} - (\frac{2\kappa r_l}{c} + f_d^l) T_s^{(r)})}. \quad (33)$$

在常规场景中, 有  $v_l \ll \frac{\kappa r_l}{f_c}$ , 因此  $f_d^l \ll \frac{2\kappa r_l}{c}$ , 频偏对参数求解影响很小. 即使如此, 对于 OMP 等算法而言有无  $f_d^l$  并不影响算法流程, 因此也可以将  $f_d^l$  考虑到计算过程中来避免细微的估计差距.

### 3.3 算法具体流程及复杂度分析

通信接收机通过 ML 算法进行信号解调, 步骤如算法 1 所示. 对于多域方法, 通信接收端计算复杂度主要在主迭代最后一步, 若每个脉冲传输  $F$  位信息, 复杂度阶数为  $O(2^F UPM)$ , 而单纯相位调制的复杂度阶数为  $O(2^F U)$ . 虽然联合资源对于通信成本有增加, 但是相对相位调制可以有效降低通信误码率. 除此之外, 由于雷达目标分辨率  $\Delta r = \frac{c}{2B_{\text{sub}}M}$ ,  $\Delta\theta = \arcsin(\frac{c}{f_c d_R Q})$ ,  $\Delta v = \frac{c}{2T_0 f_c N}$ , 其中  $\Delta r$  和  $\Delta\theta$  分别和  $M$  与  $Q$  相关. 多域联合调制增加了载波和索引调制自由度, 增大了  $M$  与  $Q$ , 使得  $\Delta r$  和  $\Delta\theta$  变小, 雷达的分辨率也变得更好.

---

#### 算法 1 通信接收机 ML 算法

---

输入: 矩阵  $\psi_n$ , 接收信号  $\mathbf{y}_n^{(c)}$ , 载波索引数量  $M$ , 天线索引数量  $P$ , 相位调制阶数  $J$ .

主迭代:

初始化载波索引值  $m = 0$ , 天线索引值  $p = 0$ , 相位索引值  $j = 0$ , 子空间索引集合  $\varepsilon = \phi$ ;

if  $m \leq M - 1$  then

if  $p \leq P - 1$  then

if  $j < 2^{J-1}$  then

计算  $\mathbf{e}_n = [(\mathbf{e}_n^0)^T, (\mathbf{e}_n^1)^T, \dots, (\mathbf{e}_n^{M-1})^T]^T$ , 其中  $[e_n^m]_p = e^{j\phi_{n,k}}$ ;

将  $\mathbf{e}_n$  添加到集合  $\varepsilon$  中, 即  $\varepsilon = \varepsilon \cup \{\mathbf{e}_n\}$ ;

$j = j + 1$ ;

end if

$p = p + 1$ ;

end if

$m = m + 1$ ;

end if

计算  $\tilde{\mathbf{e}}_n = \arg \min_{\mathbf{e}_n \in \varepsilon} \|\mathbf{y}_n^{(c)} - \psi_n \mathbf{e}_n\|_2^2$ ;

输出: 稀疏向量  $\tilde{\mathbf{e}}_n$ .

---

雷达接收机通过 OMP 算法求解式 (31), 步骤如算法 2 所示. 由于  $\mathbf{A}$  的维度为  $NKQ_r \times NMQ$ ,  $\mathbf{y}^{(r)}$  的维度为  $NKQ_r \times 1$ . 上述算法的计算量主要体现在主迭代的第 3, 5 和 8 步. 第 3 步复杂度为  $O(N^2MKQ_r^2)$ , 第 5 步复杂度为  $O(l^2NKQ_r + l^3 + l^2NKQ_r + lN^2K^2Q_r^2 + N^2K^2Q_r^2)$ , 整个 if 循环内的复杂度为计算  $L$  次第 3 和 5 步总复杂度, 计算得  $O(L^2N^2K^2Q_r^2 + LN^2MKQ_r^2)$ . 第 8 步复杂度为  $O(L^2NKQ_r + L^3 + LNKQ_r)$ , 相比来整个 if 循环复杂度阶数更高, 因此整个算法总复杂度可以表示为  $O(L^2N^2K^2Q_r^2 + LN^2MKQ_r^2)$ . 虽然 OMP 算法有着较高的复杂度, 但可以从第 4 节看到, OMP 算法有着高估计精度和低硬件需求等不可忽视的优点.

## 4 系统仿真

本节主要对 OFRaC 和 AOFRaC 的雷达和通信性能进行了系统仿真. 为方便起见, 在表 2 中总结了实验研究中使用的主要参数值. 其中  $f_c = 77$  GHz 是车用毫米波雷达的主流工作频段.

### 4.1 通信性能仿真

如图 3 所示, 将 OFRaC 与原有的 FRaC 模型的通信性能进行了比较. 信噪比在这里被定义为  $\text{SNR}^{(c)} = KU/\sigma_c^2$ , 信道为 i.i.d 瑞利平坦衰落信道. 按照表 1 中的参数, 通过索引调制可传输  $N_1 = \log_2 M + \log_2 P = 5$  位/脉冲, 利用 BPSK 传输  $N_2 = 1$  位/脉冲, 共实现  $N = N_1 + N_2 = 6$  位/脉

表 2 仿真中的参数设置

Table 2 Parameter setting in simulation

Parameter	Value	Parameter	Value
$f_c$	77 GHz	$B$	100 MHz
$N$	32	$F^{(c)}$	416.68 MHz
$K$	1	$M$	8
$N_{\text{all}}$	7	$N_t$	4
$Q_r$	2	$T_s$	2.4 $\mu\text{s}$
$T_p$	50 $\mu\text{s}$	$T_0$	60.88 $\mu\text{s}$

**算法 2** 雷达接收机 OMP 算法

输入: 矩阵  $\mathbf{A}$ , 接收信号  $\mathbf{y}^{(r)}$ , 以及目标个数  $L$ .

主迭代:

- 1: 初始化残差  $\mathbf{r}_1 = \mathbf{y}^{(r)}$ , 循环次数  $x = 1$ , 子空间索引集合  $S = \phi$ , 复原信号  $\mathbf{b} = \mathbf{0}$ ;
- 2: **if**  $l \leq L$  **then**
- 3: 计算  $\mathbf{A}$  的列索引  $i = \arg \max_i |\mathbf{A}_i^H \mathbf{r}_l|$ ;
- 4: 将  $i$  添加到集合  $S$  中, 即  $S = S \cup \{i\}$ ;
- 5: 计算  $\mathbf{P}_l = \mathbf{A}_S (\mathbf{A}_S^H \mathbf{A}_S)^{-1} \mathbf{A}_S^H$ ,  $\mathbf{r}_l = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_l) \mathbf{y}^{(r)}$ ;
- 6:  $l = l + 1$ ;
- 7: **end if**
- 8: 计算  $\mathbf{b} = (\mathbf{A}_S^H \mathbf{A}_S)^{-1} \mathbf{A}_S^H \mathbf{y}^{(r)}$ ;

输出: 稀疏向量  $\mathbf{b}$ .

冲的数据率. 从图 3 中可以看到, 相比于原 FRaC 模型, 在可选偏移天线数目  $P = 1$  时, 低信噪比情况下, OFRaC 模型的 BER 更低, 高信噪比的情况下, OFRaC 模型 BER 高于原 FRaC 模型. 但此时的优势是不需要射频切换开关, 也无需耗费射频切换时间. 并且, 随着  $P$  的增加, OFRaC 与传统的 FRaC 相比, 可以提供相对明显的性能提高. 具体来说, 当  $P = 2$  时, 与传统 FRaC 相比, 通信性能增益显著, 且可以节约 1/2 的切换时间. 当  $P = 3$  时, 又有进一步的通信性能增益, 此时可以节约 1/4 的切换时间. 在  $P = 4$  的极端情况下, OFRaC 的通信性能改善达到最大, 但此时对切换时间没有改善, 可专用于降低通信 BER. 结果表明, OFRaC 对于射频链切换问题和通信 BER 改善都具有很大的意义.

在图 4 中, 本文仿真了 AOFRaC,  $P = 4$  时的 OFRaC 以及 FRaC 模型的平均接收信号距离. 信号传输速率统一设置为 6 位/脉冲, 脉冲个数设置为 1000 个, 信道仍旧为 i.i.d 瑞利平坦衰落信道. 将发射信号功率进行归一化处理, 在相同 SNR 情况下, 平均接收信号距离 AOFRaC > OFRaC > FRaC. 相同的 SNR, 接收信号间的距离越大, 越容易区分不同的传输信号. 另外, 针对某一确定发射信号, 由于信道噪声是高斯的, 则接收信号为正态分布. SNR 越小, 噪声越大, 会使得接收信号的分布更分散, 不同信号间距离会变大, 反之, SNR 越小, 不同信号间距离会变小. 因此图 4 中可观察到, 接收信号间距离随着 SNR 增加而减小.

在图 5 中, 我们将 AOFRaC, OFRaC 与原有的 FRaC 模型的通信性能进行了比较. 使用多域索引传输  $N_1 = \log_2 M + \log_2 P = 5$  位/脉冲, 使用 BPSK 和 QPSK 分别实现 6 和 7 位/脉冲的数据率. 可以看到在相同的系统模型下, 相位调制使用 BPSK 比使用 QPSK 有更低的 BER. 原因是归一化功率模式下, QPSK 星座图上星座点之间的最小距离比 BPSK 更短. 在相同的传输速率下, BER 性能从优到劣依次是 AOFRaC, OFRaC 和 FRaC. 在图 5 中可以看出 6 位/脉冲相较于 7 位/脉冲的情况, 天线选

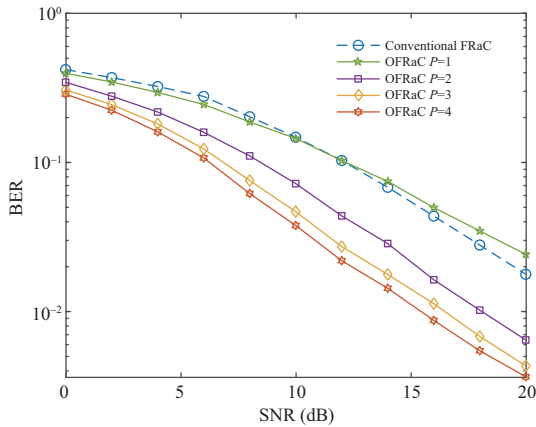


图 3 (网络版彩图) OFRaC 与 FRaC 的误码率性能比较

Figure 3 (Color online) BER comparison between OFRaC and FRaC systems

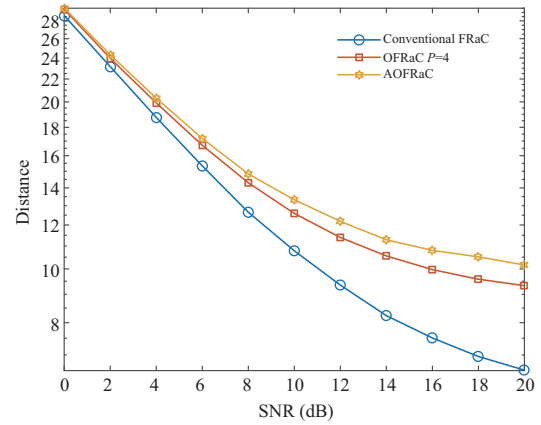


图 4 (网络版彩图) AOFRaC, OFRaC 与 FRaC 的接收信号平均距离比较

Figure 4 (Color online) Comparison of mean distance for AOFRaC, OFRaC, and FRaC received signal

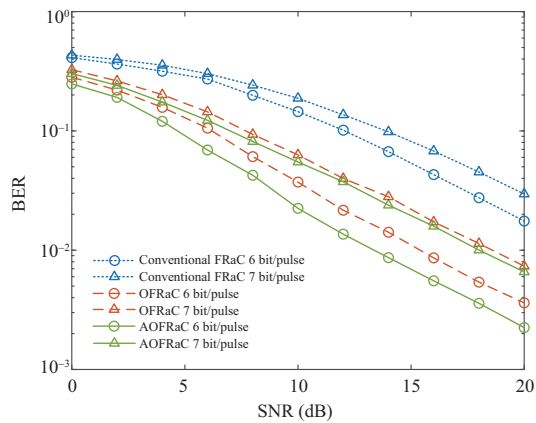


图 5 (网络版彩图) AOFRaC, OFRaC 与 FRaC 在不同传输速率下的误码率性能比较

Figure 5 (Color online) BER performance comparison of AOFRaC, OFRaC, and FRaC under different transmission rates

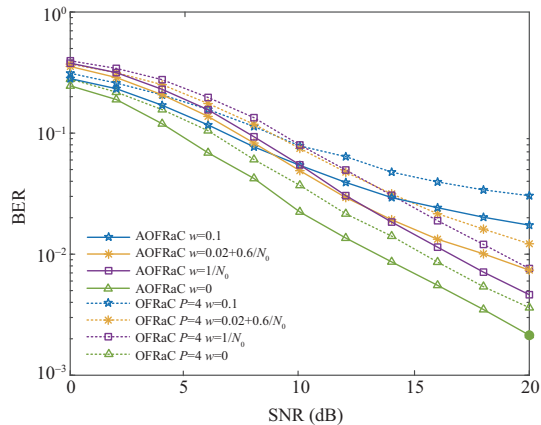


图 6 (网络版彩图) 信道估计误差下 AOFRaC 与 OFRaC 的误码率性能比较

Figure 6 (Color online) BER performance comparison between AOFRaC and OFRaC with different channel estimation error models

择对于系统性能改进的效果更好. 在  $BER = 10^{-2}$  条件下, 6 位/脉冲情况下 AOFRaC 相较于 OFRaC 大概有 2 dB 的信噪比增益, 而在 7 位/脉冲情况下大概有 0.5 dB. 原因是 7 位/脉冲相较于 6 位/脉冲信号数量增加一倍, 导致信号不确定概率增加, 信道之间的距离对于接收信号之间距离的影响更小. 即便如此, 相较于 OFRaC 的性能增益也是值得肯定的.

实际应用中, 在接收机上几乎没有完美的信道状态估计, 一般会采用一个信道估计器来提供未知的信道参数. 因此, 评估在不完全 CSI 情况下的系统性能是很重要的. 图 6 比较了 AOFRaC 和  $P = 4$  时的 OFRaC 在存在 CSI 误差情况下的 BER 性能差距. 假设估计的信道被  $CN(0, w)$  的加性高斯噪声污染 [40, 41], 与平均信号功率相比, 其功率分别为  $w = 0, 0.1, 0.02 + 0.6/N_0$  和  $1/N_0$ . 可以看出, 在引

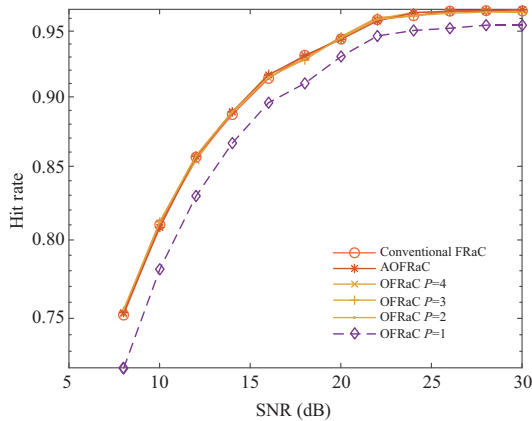


图 7 (网络版彩图) AOFRaC, OFRaC 与 FRaC 的雷达命中率性能比较

Figure 7 (Color online) Comparison of radar hit ratio performance among AOFRaC, OFRaC, and FRaC

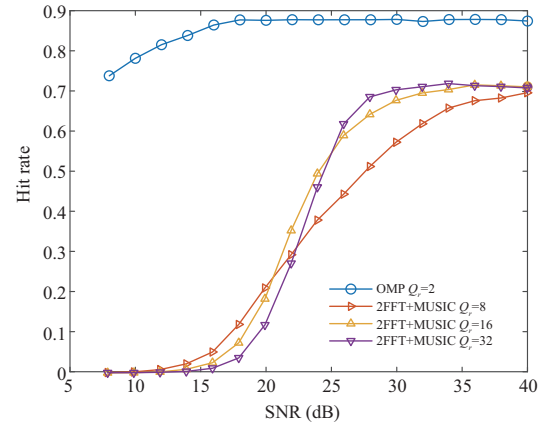


图 8 (网络版彩图) OMP 和 2FFT+MUSIC 方法雷达命中率性能比较

Figure 8 (Color online) Radar hit ratio performance of OMP and 2FFT+MUSIC algorithms

入 CSI 估计误差后, 所提 AOFRaC 和 OFRaC 的通信信号传输准确度都有所下降.  $w = 0.1$  时对于通信性能影响最大, 其次是  $w = 0.02 + 0.6/N_0$  和  $1/N_0$ , 但是无论是以上哪种估计误差, 所提基于天线选择的 AOFRaC 对于系统性能的改善一直存在.

#### 4.2 雷达性能仿真

为了证明雷达在不同噪声水平下的性能, 本文使用 OMP 算法进行参数恢复, 并采用命中率作为性能标准. 设置雷达每次检测  $L = 3$  个随机生成的目标. 如果一个目标点的距离、速度和角度参数被成功恢复, 即这些参数被零误差估计出来, 则定义为一次命中. 理论上分析, 对于不同的系统来说, 期望模糊度函数绝对值<sup>[24]</sup>是关于  $P$  的减函数. 即可偏移天线数量越大, 模糊度函数的值越小, 分辨性能越好, 命中率越高. 对于 AOFRaC 和 FRaC 来说, 发射天线数量都是 4, 和  $P = 4$  的 OFRaC 模糊度函数值相同, 感知性能是最优的.

实际仿真中, 在 20000 次蒙特卡罗 (Monte Carlo) 实验中计算出每个系统不同信噪比下的命中率. 将来自不同目标的接收回波的功率设置为相等, 并进行归一化. 雷达信噪比定义为  $\text{SNR}^{(r)} = NKQ_r/\sigma_r^2$ , 其中  $\sigma_r^2$  为式 (25) 中复高斯分布噪声  $w_{n,k,q_r}^{(r)}$  的方差. 如图 7 所示, 将 FRaC, AOFRaC 与不同偏移天线数量的 OFRaC 命中率进行了比较. 可以看出, 不进行天线切换  $P = 1$  的 OFRaC 极端情况, 相比其他几种方式命中率较低, 但高信噪比下, 即信噪比为 26~30 dB, 也可以达到 0.952 以上. 对于其他情况, 曲线重合度较高, 在信噪比为 26~30 dB 时,  $P = 2$  的 OFRaC 情况, 命中率均值约为 0.965. 对于  $P = 3$  的 OFRaC 和其他  $P = 4$  的方案, 命中率均值都约为 0.966. 因此, 虽然理论上  $P$  数量的减少会对感知有一定的影响, 但是在实际仿真中, 这种负面作用是非常微小的, 在  $P \neq 1$  时甚至是基本可忽略的. 我们的结论是, OFRaC 不仅改善了通信性能, 减少了硬件消耗, 在多偏移天线情况下对感知性能几乎没有影响, 而 AOFRaC 改善了 BER 且不会对感知性能有任何影响.

在本方案中, OMP 算法可以充分利用目标在时、空、频域的稀疏性, 将参数估计问题转化为稀疏信号的恢复问题, 在估计性能上有着明显的优势. 为证明这一点, 使用传统二维快速傅里叶变换 (two-dimensional fast Fourier transform, 2FFT) 算法<sup>[42]</sup>完成距离和速度测量, 多重信号分类 (multiple signal

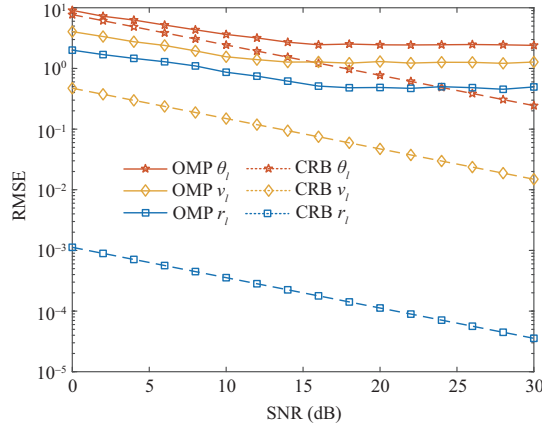


图 9 (网络版彩图) OMP 和 CRB 参数估计性能比较

Figure 9 (Color online) Parameter estimation performance comparison between OMP and CRB

classification, MUSIC)<sup>[43]</sup> 算法完成角度测量, 与 OMP 算法进行对比. 为保证对比的公平性, 需要设置传统 2FFT 方法与 OMP 方法有相同的分辨率. 两种方法的距离分辨率均为  $c/(2B)$ , 速度分辨率为  $\lambda/(2T_0N)$ . 因此在仿真中对采样率、脉冲个数等参数并不需要任何改动, 仿真参数依然按照表 2 设置. MUSIC 算法是一种基于矩阵特征空间分解的方法, 具有超分辨率的测量特性, 但是其性能受接收天线根数  $Q_r$  影响较大. 由 3.2 小节可知, 本文中 OMP 方法角度估计分辨率为  $\Delta\theta = \arcsin(\frac{c}{f_c d_R Q_r})$ , 两种方法都是接收天线数量越多, 性能越好. 较少的接收天线根数会使得 MUSIC 算法的谱函数峰值有很大误差, 命中率急剧下降, 因此该文仿真了不同接收天线数条件下 2FFT-MUSIC 方法的命中率性能, 并与 OMP 方法进行对比. 设置 OMP 方法接收天线根数  $Q_r = 2$ , 设置 MUSIC 方法接收天线根数为  $Q_r = 8, Q_r = 16, Q_r = 32$ . 当目标个数  $L = 1$  时, 仿真结果如图 8 所示. 可见对于 FFT+MUSIC 方法, 虽然增加了天线数量, 但是命中率和文中方法相比仍有较大差距. 本文中所提出的估计方法无论是硬件资源的有效利用, 或者估计命中率都远超过传统方法.

克拉美罗界 (Cramer-Rao bound, CRB) 可以用于计算无偏估计中能够获得的最佳估计精度, 因此经常用来求解理论能达到的最佳估计界限和评估参数估计方法的性能. 根据式 (21), 参考文献 [44] 中 CRB 的推导过程, 可计算得本文 OFRaC 系统角度、速度和距离估计的 CRB (详见附录 B).

使用 OMP 算法进行了 20000 次蒙特卡罗实验, 求得实际仿真中各参数的均方根误差 (root mean square error, RMSE), 与 CRB 进行对比如图 9 所示. 从图 9 中可以看到, OMP 算法的仿真曲线都位于 CRB 上方, 实际结果和 CRB 有一定差距, 这是算法的局限性不可避免的, 如在文献 [44, 45] 中都会有类似阈值. 但是仿真和理论都是对于距离估计误差值最小, 其次是速度, 最后是角度. 考虑本文中产生阈值的原因, 对于 OMP 算法来说, 当观测矩阵中存在中两个原子有较高的相关性时, OMP 算法可能会得到一个错误的重构信号, 信号重建质量上还有待提高, 可能导致最后的仿真结果与公式理论结果有一定差距. 但是 OMP 算法作为贪婪算法, 优点是重建速度快, 而经典的凸优化算法 BP 算法, 虽然比 OMP 方法更为精确, 但是计算量巨大, 对于大规模信号无法应用.

尽管 OMP 算法与 CRB 相比有一定差距, 但是可以在前面图 8 中看出, 相比于传统的空间谱等方法, 其准确度已经很有优势了. 之后的工作中, 可以考虑其他的改进的方法如 StOMP 算法<sup>[38]</sup>、(comprehensive sampling matching pursuit, CoSaMP) 算法<sup>[46]</sup> 等来恢复稀疏信号, 进一步提升估计效果.

## 5 结论

本文提出了一种多域联合传输方案, 构建了自适应偏移索引雷达通信一体化传输系统 OFRaC, 分析了 OFRaC 系统发送端和接收端信号处理过程. 相比于传统 FRaC 系统, OFRaC 系统有效节省了射频切换时间, 在极端的单可偏移天线情况下, 可以在没有射频开关的情况下工作. 在通信传输方面, 本文中的 OFRaC 与 AOFRaC 方案都提供了更低的误码率性能. 在目标检测方面, 使用压缩感知的方法相比于传统方法不仅有更高的估计准确率, 还有效节约了硬件资源. 方案有效利用了空域、频域、时域和能量域资源, 更合理地平衡了系统通信速率、感知性能, 以及实现成本问题, 未来可广泛适用于自动驾驶、IoV, 以及其他需要集成通信感知器件的应用平台.

## 参考文献

- 1 Liu F, Yuan W, Masouros C, et al. Radar-assisted predictive beamforming for vehicular links: communication served by sensing. *IEEE T Wirel Commun*, 2020, 19: 7704–7719
- 2 Kumari P, Choi J, Gonzalez-Prelcic N, et al. IEEE 802.11ad-based radar: an approach to joint vehicular communication-radar system. *IEEE T Veh Technol*, 2018, 67: 3012–3027
- 3 Kumari P, Myers N J, Heath R W. Adaptive and fast combined waveform-beamforming design for MMWave automotive joint communication-radar. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2021, 15: 996–1012
- 4 Chen X, Feng Z, Wei Z, et al. Performance of joint sensing-communication cooperative sensing UAV network. *IEEE T Veh Technol*, 2020, 69: 15545–15556
- 5 Yao K L, Xu Y H, Li H, et al. Leveraging partially overlapping channels for intra- and inter-coalition communication in cooperative UAV swarms. *Sci China Inf Sci*, 2021, 64: 140305
- 6 Du R, Santi P, Xiao M, et al. The sensible city: a survey on the deployment and management for smart city monitoring. *IEEE Commun Surv Tut*, 2019, 21: 1533–1560
- 7 Huang Q, Luo Z, Zhang J, et al. LoRadar: enabling concurrent radar sensing and LoRa communication. *IEEE T Mobile Comput*, 2022, 21: 2045–2057
- 8 Liu F, Masouros C. A tutorial on joint radar and communication transmission for vehicular networks-part I: background and fundamentals. *IEEE Commun Lett*, 2021, 25: 322–326
- 9 Liu S H, Huang Z X. Design of integrated radar-communication signal based on spread spectrum. *Radar Sci Technol*, 2014, 12: 69–75 [刘少华, 黄志星. 基于扩频的雷达-通信一体化信号的设计. *雷达科学与技术*, 2014, 12: 69–75]
- 10 Zhao Y F. Integrated waveform design of radar and communications based on OFDM. Dissertation for Master Degree. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2021 [赵艺帆. 基于 OFDM 的雷达通信一体化波形设计. 硕士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2021]
- 11 Chen K R, Liu Y, Zhang W. Research on low-complexity PAPR reduction algorithm in radar-communication integrated system. *Comput Eng*, 2016, 42: 86–90 [陈康润, 刘洋, 张伟. 雷达通信一体化系统中低复杂度 PAPR 抑制算法研究. *计算机工程*, 2016, 42: 86–90]
- 12 Zhang F, Zhang Z, Yu W, et al. Joint range and velocity estimation with intrapulse and intersubcarrier Doppler effects for OFDM-based RadCom systems. *IEEE T Signal Process*, 2020, 68: 662–675
- 13 Zhang X X, Liang X D, Wang J, et al. Design of integrated radar-communication signal based on spread spectrum integrated waveform design of radar and communications based on OFDM. *J Signal Process*, 2021, 37: 1727–1738 [张霄霄, 梁兴东, 王杰, 等. 融合失配处理和 LMS 滤波的雷达通信一体化 OFDM 信号距离旁瓣抑制技术. *信号处理*, 2021, 37: 1727–1738]
- 14 Shi C, Wang F, Sellathurai M, et al. Power minimization-based robust OFDM radar waveform design for radar and communication systems in coexistence. *IEEE T Signal Process*, 2018, 66: 1316–1330
- 15 Li X, Zhou Y X, Zhao S H, et al. Overview of integrated radar-communication waveform based on linear frequency modulation. *Laser Optoelectron Prog*, 2020, 1–24 [李轩, 周逸潇, 赵尚弘, 等. 基于线性调频的雷达通信一体化波形研究综述. *激光与光电子学进展*, 2020, 1–24]
- 16 Huang T, Shlezinger N, Xu X, et al. MAJoRCom: a dual-function radar communication system using index modulation.



- IEEE T Signal Process, 2020, 68: 3423–3438
- 17 Ma D, Shlezinger N, Huang T, et al. FRaC: FMCW-based joint radar-communications system via index modulation. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2021, 15: 1348–1364
  - 18 Chen B X. *Modern Radar System Analysis and Design*. Xi'an: Xidian University Press, 2016 [陈伯孝. 现代雷达系统分析与设计. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2016]
  - 19 Roberton M, Brown E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques. In: *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Philadelphia, 2003. 611–614
  - 20 Saddik G N, Singh R S, Brown E R. Ultra-wideband multifunctional communications/radar system. *IEEE Trans Microwave Theor Techn*, 2007, 55: 1431–1437
  - 21 Chen X B, Wang X M, Xu S F, et al. A novel radar waveform compatible with communication. In: *Proceedings of International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, Chengdu, 2011. 177–181
  - 22 Yang C, Wang M, Zheng L, et al. Dual function system with shared spectrum using FMCW. *IEEE Access*, 2018, 6: 79026–79038
  - 23 Singh R, Saluja D, Kumar S. R-Comm: a traffic based approach for joint vehicular radar-communication. *IEEE Trans Intell Veh*, 2022, 7: 83–92
  - 24 Zuo J J, Yang R J, Li X B, et al. A compressed sensing method for joint radar and communication system based on OFDM-IM signal. *J Electron Inform Technol*, 2020, 42: 2976–2983 [左家骏, 杨瑞娟, 李晓柏, 等. 基于索引调制 OFDM 雷达通信共享信号压缩感知方法研究. *电子与信息学报*, 2020, 42: 2976–2983]
  - 25 Sturm C, Wiesbeck W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing. *Proc IEEE*, 2011, 99: 1236–1259
  - 26 Ma D, Shlezinger N, Huang T, et al. Spatial modulation for joint radar-communications systems: design, analysis, and hardware prototype. *IEEE T Veh Technol*, 2021, 70: 2283–2298
  - 27 Xu Z, Petropulu A, Sun S. A joint design of MIMO-OFDM dual-function radar communication system using generalized spatial modulation. In: *Proceedings of IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, Florence, 2020. 1–6
  - 28 Yao X, Yang P, Fu J, et al. A hybrid multi-domain index modulation for covert communication. *IEEE Wirel Commun Le*, 2022, 11: 8–12
  - 29 Lian H F, Jiang Y W, Fan H Q. Multi domain joint modulation waveform for automotive radar. *Syst Eng Electron*, 2022, 1–12 [连红飞, 蒋彦雯, 范红旗. 汽车雷达多域联合调制波形. *系统工程与电子技术*, 2022, 1–12]
  - 30 Wang Y, Xiong W, Xiao Y, et al. Transmit antenna selection in offset spatial modulation systems. *IEEE Commun Lett*, 2020, 24: 1572–1576
  - 31 Fang S, Zheng K, Xiao Y, et al. Offset spatial modulation and offset space shift keying: efficient designs for single-RF MIMO systems. *IEEE Trans Commun*, 2019, 67: 5434–5444
  - 32 Rajashekar R, Hari K V S, Hanzo L. Antenna selection in spatial modulation systems. *IEEE Commun Lett*, 2013, 17: 521–524
  - 33 Liu F, Yuan W J, Yuan J H, et al. Radar-communication spectrum sharing and integration: overview and prospect. *J Radar*, 2021, 10: 467–484 [刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望. *雷达学报*, 2021, 10: 467–484]
  - 34 Winkler V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars. In: *Proceedings of European Radar Conference*, Munich, 2007. 166–169
  - 35 Donoho D L. Compressed sensing. *IEEE Trans Inform Theor*, 2006, 52: 1289–1306
  - 36 Xiong X T. *Research on compressed sensing theory and application*. Dissertation for Master Degree. Huaibei: Huaibei Normal University, 2021 [熊晓婷. 压缩感知理论及其应用研究. 硕士学位论文. 淮北: 淮北师范大学, 2021]
  - 37 Dong J S, Wu L D. Comparison and simulation study of the sparse representation matching pursuit algorithm and the orthogonal matching pursuit algorithm. In: *Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Smart Grid (ICWCSG)*, Hangzhou, 2021. 317–320
  - 38 Zhou H F, Li Y, Su Y. Multi-aspect SAR imaging based on compressive sensing. *Sci Sin Inform*, 2013, 43: 749–767 [周汉飞, 李禹, 粟毅. 基于压缩感知的多角度合成孔径雷达成像. *中国科学: 信息科学*, 2013, 43: 749–767]
  - 39 Needell D, Vershynin R. Signal recovery from incomplete and inaccurate measurements via regularized orthogonal matching pursuit. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2010, 4: 310–316
  - 40 Yang P, Zhang B, Xiao Y, et al. Detect-and-forward relaying aided cooperative spatial modulation for wireless networks.

- IEEE Trans Commun, 2013, 61: 4500–4511
- 41 Ikki S S, Mesleh R. A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation in the presence of Gaussian imperfect estimations. IEEE Commun Lett, 2012, 16: 228–230
- 42 Wang Y P, Zhao G Q. The application of 2D FFT algorithm in LFM CW radar signal processing and its performance analysis. Electron Sci Tech, 2005, 5: 25–32 [王月鹏, 赵国庆. 二维 FFT 算法在 LFM CW 雷达信号处理中的应用及其性能分析. 电子科技, 2005, 5: 25–32]
- 43 Elhag N A A, Osman I M, Yassin A A. Angle of arrival estimation in smart antenna using MUSIC method for wideband wireless communication. In: Proceedings of International Conference on Computing, Electrical and Electronic Engineering (ICCEEE), Khartoum, 2013. 69–73
- 44 Liu Y, Liao G, Chen Y, et al. Super-resolution range and velocity estimations with OFDM integrated radar and communications waveform. IEEE T Veh Technol, 2020, 69: 11659–11672
- 45 Wang Y, Liao G S, Yang Z W, et al. Weighed wideband DOA estimation with normalized CRB value. Syst Eng Electron, 2017, 39: 471–475 [王渊, 廖桂生, 杨志伟, 等. 基于归一化 CRB 加权的宽带 DOA 估计方法. 系统工程与电子技术, 2017, 39: 471–475]
- 46 Dai W, Milenkovic O. Subspace pursuit for compressive sensing signal reconstruction. IEEE Trans Inform Theor, 2009, 55: 2230–2249

## 附录 A 模糊度函数期望求解过程

对  $\chi(df_r, df_v, df_\theta)$  求期望可得

$$E\{\chi(df_r, df_v, df_\theta)\} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{q=0}^{Q_r-1} e^{-j2\pi n df_v} e^{-j2\pi q_r df_\theta} \cdot E\left\{\sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi m_{n,k} df_r} e^{-j2\pi Q_r p_{n,k} df_\theta}\right\}, \quad (\text{A1})$$

其中

$$E\left\{\sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi m_{n,k} df_r} e^{-j2\pi Q_r p_{n,k} df_\theta}\right\} = \frac{K}{MP} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{P-1} e^{-j2\pi m df_r} e^{-j2\pi Q_r p df_\theta}, \quad (\text{A2})$$

将式 (A2) 代入式 (A1), 得

$$E\{\chi(df_r, df_v, df_\theta)\} = \frac{K}{MP} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi m df_r} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n df_v} \sum_{q=0}^{PQ_r-1} e^{-j2\pi q df_\theta}, \quad (\text{A3})$$

根据等比数列求和与三角函数指数表示式, 可得

$$\sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi m df_r} = e^{j\pi(M-1)df_r} \frac{\sin(M\pi df_r)}{\sin(\pi df_r)}, \quad (\text{A4})$$

同理可得  $\sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n df_v}$  和  $\sum_{q=0}^{PQ_r-1} e^{-j2\pi q df_\theta}$  的三角函数表达式. 代入式 (A3) 后取绝对值得

$$|E\{\chi(df_r, df_v, df_\theta)\}| = \frac{K}{MP} \left| \frac{\sin(M\pi df_r)}{\sin(\pi df_r)} \right| \times \left| \frac{\sin(N\pi df_v)}{\sin(\pi df_v)} \right| \times \left| \frac{\sin(PQ_r \pi df_\theta)}{\sin(\pi df_\theta)} \right|. \quad (\text{A5})$$

## 附录 B 参数估计 CRB 求解过程

由式 (21), 经过离散采样的接收端信号向量表达式为

$$\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l e^{-j2\pi \kappa \frac{2r_l}{c} \tilde{\mathbf{g}}^T T_s^{(r)}} \times e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)} + \tilde{\mathbf{w}}_{n,k,q_r}^{(r)}, \quad (\text{B1})$$

其中  $\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)}$  向量的大小为  $1 \times G$ ,  $G$  为采样点数. 设  $\alpha$  可以为  $\theta_l, v_l, r_l$ , 则在上式中  $G$  个样本的联合分布为

$$p(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)}; \alpha) = \frac{1}{(2\pi\sigma_r^2)^G} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_r^2} \left(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)} - \mathbf{h}(\alpha)\right) \left(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)} - \mathbf{h}(\alpha)\right)^H\right\}, \quad (\text{B2})$$

其中

$$\mathbf{h}(\alpha) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\alpha}_l e^{-j2\pi \kappa \frac{2r_l}{c} \tilde{\mathbf{g}}^T T_s^{(r)}} \times e^{-j2\pi m_{n,k} f_r^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_v^l} e^{-j2\pi \xi_{n,k} f_\theta^l (Q_r p_{n,\max} + q_r)}. \quad (\text{B3})$$

对式 (B2) 取对数似然函数, 得

$$L = \ln \left( p(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)}; \alpha) \right) = -G \ln(2\pi\sigma_r^2) - \frac{(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)} - \mathbf{h}(\alpha))(\tilde{\mathbf{y}}_{n,k,q_r}^{(r)} - \mathbf{h}(\alpha))^H}{2\sigma_r^2}. \quad (\text{B4})$$

为了得到参数估计的 CRB, 我们需要计算费歇耳信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM)<sup>1)</sup>  $\mathbf{J}$ , 该信息矩阵定义为

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_{\theta\theta} & J_{\theta v} & J_{\theta r} \\ J_{v\theta} & J_{vv} & J_{vr} \\ J_{r\theta} & J_{rv} & J_{rr} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial \theta^2} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial \theta \partial v} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial \theta \partial r} \right\} \\ E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial v \partial \theta} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial v^2} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial v \partial r} \right\} \\ E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial r \partial \theta} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial r \partial v} \right\} & E \left\{ \frac{\partial^2 L}{\partial r^2} \right\} \end{bmatrix}. \quad (\text{B5})$$

关于角度、速度和距离估计的 CRB 矩阵是 FIM  $\mathbf{J}$  的逆:

$$\begin{bmatrix} \text{CRB}(\theta) & \text{CRB}(\theta, v) & \text{CRB}(\theta, r) \\ \text{CRB}(v, \theta) & \text{CRB}(v) & \text{CRB}(v, r) \\ \text{CRB}(r, \theta) & \text{CRB}(r, v) & \text{CRB}(r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{\theta\theta} & J_{\theta v} & J_{\theta r} \\ J_{v\theta} & J_{vv} & J_{vr} \\ J_{r\theta} & J_{rv} & J_{rr} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (\text{B6})$$

由上式计算可得

$$\text{CRB}(\theta) = \frac{J_{rr}J_{vv} - J_{vr}J_{rv}}{J_{\theta\theta}(J_{rr}J_{vv} - J_{vr}J_{rv}) + J_{\theta v}(J_{vr}J_{r\theta} - J_{v\theta}J_{rr}) + J_{\theta r}(J_{v\theta}J_{rv} - J_{vv}J_{r\theta})}, \quad (\text{B7})$$

$$\text{CRB}(v) = \frac{J_{rr}J_{\theta\theta} - J_{\theta r}J_{r\theta}}{J_{\theta\theta}(J_{rr}J_{vv} - J_{vr}J_{rv}) + J_{\theta v}(J_{vr}J_{r\theta} - J_{v\theta}J_{rr}) + J_{\theta r}(J_{v\theta}J_{rv} - J_{vv}J_{r\theta})}, \quad (\text{B8})$$

$$\text{CRB}(r) = \frac{J_{\theta\theta}J_{vv} - J_{\theta v}J_{v\theta}}{J_{\theta\theta}(J_{rr}J_{vv} - J_{vr}J_{rv}) + J_{\theta v}(J_{vr}J_{r\theta} - J_{v\theta}J_{rr}) + J_{\theta r}(J_{v\theta}J_{rv} - J_{vv}J_{r\theta})}. \quad (\text{B9})$$

1) van Trees H L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. Hoboken: Wiley, 2004.

# A new FMCW-based multi-domain joint modulation dual-function radar communication technology

Jiarong ZHAO, Ping YANG\*, Yue XIAO, Gang WU, Qin YI & Xiangnan XU

*National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China*

\* Corresponding author. E-mail: yangping@uestc.edu.cn

**Abstract** In the context of spectrum scarcity and the need for the 6G Internet of everything, radar communication integration has been promoted and attracted extensive attention in the academic circle. In the related technology and research for integration, how to balance communication and perception performance in the condition of limited hardware resources is a challenge. To tackle this problem, a joint radar-communication system design framework based on multi-domain joint transmission is proposed in this paper, which can considerably improve the data transmission accuracy and system performance by utilizing resources of space, frequency, time and energy domains for information transmission. The constructed adaptive offset FMCW-based radar-communications system (OFRaC) effectively exploits the advantages of offset index modulation and original FMCW-based radar-communications system (FRaC), which can reduce the radio frequency (RF) chain switching time and improve the transmission rate. In order to reduce the transmission bit error rate (BER), an antenna selection OFRaC (AOFRaC) based on the shortest channel distance is proposed in this paper, which is capable of further improving the BER performance compared with OFRaC. Finally, through our simulation, the communication and sensing performance changes of AOFRaC, OFRaC and the original FRaC system are analyzed and benefits of the proposed target detection method compared to traditional methods are exploited. It is concluded that the proposed OFRaC scheme can achieve an attractive tradeoff between communication and perception performance, especially in the application scenarios requiring lighter loads, such as Internet of vehicles and unmanned aerial vehicle. In these scenarios, our simple radar and communication receiver architectures will bring many attractive advantages.

**Keywords** dual-functional radar-communication, multi-domain joint modulation, offset space modulation, antenna selection, compressed sensing