

一种面向低成本轻量级雷达的单比特复用阵列信号收发框架

冯力方^{*①②} 黄磊^{①②} 周汉飞^{①②} 李强^{①②} 刘仕奇^{①②} 张沛昌^{①②}

^①(深圳大学电子与信息工程学院 深圳 518060)

^②(深圳大学射频异质异构集成全国重点实验室 深圳 518060)

摘要: 面向低成本轻量级雷达的应用需求, 该文提出了一种联合单比特采样量化和时分复用接收机的雷达信号收发框架。首先, 通过介绍该框架的工作原理, 阐述其在节省接收机数量方面的优势。从雷达资源配置的角度, 分析了单比特采样量化在该框架中的重要性, 并提出了该框架可利用时间换空间, 获得比经典线性调频连续波雷达更好的探测性能。接着, 推导了雷达测距、测速和测角公式, 以及目标参数估计的克拉美罗界。在此基础上, 验证了该框架的性能优势, 同时也给出了其稳定工作的信噪比条件。最后, 利用一种基于单比特二维多重信号分类的速度维配对算法, 验证了该框架获取目标原理的正确性, 以及性能分析的可靠性。

关键词: 低成本轻量级雷达; 线性调频连续波雷达; 单比特采样; 时分复用; 雷达资源配置

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2024)01-0134-16

DOI: 10.12000/JR23223

引用格式: 冯力方, 黄磊, 周汉飞, 等. 一种面向低成本轻量级雷达的单比特复用阵列信号收发框架[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(1): 134-149. doi: 10.12000/JR23223.

Reference format: FENG Lifang, HUANG Lei, ZHOU Hanfei, *et al.* A single-bit multiplexing array signal transceiver framework for low-cost lightweight radar[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(1): 134-149. doi: 10.12000/JR23223.

A Single-bit Multiplexing Array Signal Transceiver Framework for Low-cost Lightweight Radar

FENG Lifang^{*①②} HUANG Lei^{①②} ZHOU Hanfei^{①②} LI Qiang^{①②}

LIU Shiqi^{①②} ZHANG Peichang^{①②}

^①(College of Electronics and Information Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518060, China)

^②(State Key Laboratory of Radio Frequency Heterogeneous Integration, Shenzhen University, Shenzhen 518060, China)

Abstract: This paper proposes a radar signal transceiver framework that combines single-bit sampling and time division multiplexing receivers to satisfy the application requirements of low-cost lightweight radars. Firstly,

收稿日期: 2023-11-17; 改回日期: 2023-12-29; 网络出版: 2024-01-08

*通信作者: 冯力方 fenglifang@163.com *Corresponding Author: FENG Lifang, fenglifang@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(62101347, 62371306), 国家杰出青年科学基金(61925108), 国家自然科学基金国际合作与交流重点项目(62220106009), 广东省基础与应用基础研究基金(2021A1515011855, 2022A1515110125), 深圳市孔雀团队项目(KQTD20210811090051046), 深圳大学2035卓越研究计划, 潮州市太赫兹集成电路与系统重点实验室基金(HKLTICY23KF04), 深圳市基础研究项目(20220810142731001, 20200823154213001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62101347, 62371306), The National Science Fund for Distinguished Young Scholars (61925108), The Key Project of International Cooperation and Exchanges of the National Natural Science Foundation of China (62220106009), The Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (2021A1515011855, 2022A1515110125), The project of Shenzhen Peacock Plan Teams (KQTD20210811090051046), The Shenzhen University 2035 Program for Excellent Research, The Huzhou Key Laboratory of Terahertz Integrated Circuits and Systems (HKLTICY23KF04), The Foundation of Shenzhen (20220810142731001, 20200823154213001)

责任编辑: 易伟 Corresponding Editor: YI Wei

©The Author(s) 2024. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

this paper explains the advantages of saving the number of receivers by introducing the working principle of the framework. From the perspective of radar resource allocation, the importance of single-bit sampling in this framework was analyzed; additionally, the proposed framework can achieve better performance than a classical linear frequency modulation continuous wave radar using time and space exchange. Subsequently, the formulas for range, velocity and angle measurement were derived, along with the Cramér-Rao bound for estimating target parameters. Accordingly, the performance advantages of the proposed framework were verified, and the signal-to-noise ratio conditions for its stable operation were determined. Finally, this paper verifies the accuracy of the target acquisition principle of the proposed framework and the reliability of the performance analysis by using a velocity dimensional pairing algorithm based on single-bit two-dimensional multiple signal classification.

Key words: Low-cost lightweight radar; Linear frequency modulation continuous wave radar; Single-bit sampling; Time division multiplexing; Radar resource allocation

1 引言

随着小载荷无人机频繁运用于军事活动，寻求低成本轻量化的雷达系统以满足稳定获取目标的应用需求日益迫切。特别是，在保证探测性能的前提下，如何降低数字阵列雷达的成本、能耗与重量，一直是雷达领域的研究热点。

数字阵列雷达，通过将每个天线阵元信号进行数字化收发，获得了极大的信号处理自由度，是一种理想的雷达方案。然而，其高昂的成本、较大的能耗与重量，通常让其难以在小载荷无人机中得到应用。根据雷达组成原理，发射机与接收机是数字阵列雷达系统主要的成本与重量来源之一。因此，如何在保证雷达性能的前提下，减少发射机与接收机的数量是实现低成本轻量级雷达设计的关键难题之一。

稀疏阵列^[1,2]与稀布阵列^[3]的优化设计技术可以删除阵列雷达中的冗余通道，从而达到降低成本与重量的目的。但是，为了保证雷达波束的低旁瓣特性，其删减通道的数量也极为有限。并且，剩余的每个收发阵元需配置独立的发射/接收机，使得系统的成本与重量仍然居高不下。基于子阵结构的阵列优化技术^[4]可以让多个阵元共享同一个接收机，但会降低空域维的信号处理自由度^[5]，从而影响了雷达的探测性能。互质阵^[6]与嵌套阵^[7]技术可以采用较少的接收通道，合成较大孔径的等效阵列，然而每个接收阵元也需配置独立的接收机。时分复用-多输入多输出(Time Division Multiplexing - Multiple Input Multiple Output, TDM-MIMO)技术^[8,9]可以减少发射机的数量，缩小阵列天线的实孔径，但每个接收阵元仍需配置独立的接收机；在TDM-MIMO的基础上，文献^[10]对发射信号的相位进行调节，实现了虚拟孔径的扩展，从而减少了收发通道，但该技术只能在较小的角度范围内提高角度分辨，其应用场景常常受到限制。文献^[11]利

用多个阵元时分复用同一个通道的形式来减少接收机的数量，然而其复用次数常常受到模数转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)采样速率与成本的限制。

近年来，随着单比特采样量化技术的发展，出现了大量关于单比特信号处理的研究，例如，单比特量化器设计^[12]，单比特信号检测^[13-19]，单比特正弦参数估计^[20,21]，单比特到达角(Direction of Arrival, DOA)估计^[22-24]，单比特波束形成^[25]，单比特压缩感知^[26,27]等。伴随上述研究，也出现了许多基于单比特采样量化的雷达系统，例如，单通道的单比特雷达^[28-30]，单比特线性调频连续波(Linear Frequency Modulation Continuous Wave, LFM)阵列雷达^[31]，单比特共置MIMO雷达^[32-36]，单比特分布式MIMO雷达^[37]和单比特合成孔径雷达^[38-41]等。总的来说，上述研究旨在利用单比特采样量化来降低数据量和系统载荷，并在匹配滤波时提升信号处理的计算效率，从而达到降低系统成本的目的。然而，在面向小载荷无人机雷达的应用时，单纯的通过置换单比特ADC的途径，对数字阵列雷达低成本轻量化设计的贡献十分有限。

基于上述的研究现状及其存在的问题，本文提出了一种联合单比特采样量化和接收机复用的阵列雷达信号收发框架，以满足低成本轻量级雷达的应用需求。本文主要创新点如下：

(1) 针对低成本轻量级雷达的应用需求，利用单比特采样的高速特性和接收机复用的低成本特点，构建了一种基于单比特复用阵列(Single-bit Multiplexing Array, SMA)的LFMCW信号收发框架。通过介绍SMA的工作原理，并将其运用于TDM-MIMO，阐述了该框架在节省接收机数量方面的优势。更重要的是，本文从雷达资源配置的角度，分析了单比特采样量化在SMA中的重要性，以及SMA可以利用时间换空间获得比经典LFMCW雷达更好的探测性能。

(2) 推导了基于SMA框架的雷达测距、测速和测角公式, 以及目标参数估计的克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB)。通过对CRB的仿真, 验证了SMA利用时间换空间带来更好探测性能的理论。同时, 分析了多目标探测场景中, 强目标对弱目标的影响, 并给出了多目标稳定探测的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)条件。

(3) 将单比特多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法^[24]推广为单比特2D-MUSIC算法, 并利用一种基于单比特2D-MUSIC的速度维配对算法, 验证了SMA雷达获取目标原理的正确性, 以及采用CRB对SMA进行分析的可靠性。

为了避免词汇概念的混淆, 在本文中, 采样指的是对连续时间信号在时间上进行离散化, 其离散化的频率即为采样频率; 量化是指将采样得到模拟域中的数值映射到一个离散数值集合的过程; 采样与量化实现的工具为ADC。由于ADC的最高采样频率受量化位数的限制, 通常量化位数越低, 其最高采样频率越高。因此本文约定: 当涉及单比特ADC的高速采样特性时, 采用术语“单比特采样”; 当只涉及数值映射时, 采用术语“单比特量化”; 当涉及以上两种情况时, 采用术语“单比特量化采样”; 当涉及采样与量化的实现工具时, 采用术语“单比特ADC”。

2 系统模型

2.1 SMA框架的基本组成

本文以线性阵列为例, 提出了一种基于SMA的LFMCW雷达信号收发框架, 其原理框图如图1所示。该框架通过发射机与天线阵元向外辐射LFMCW信号, 同时利用接收阵元接收目标反射的回波信

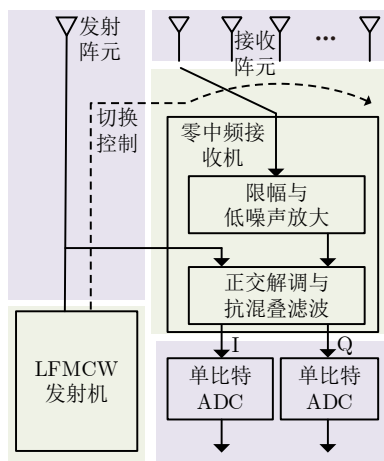


图1 SMA框架示意图

Fig. 1 The schematic diagram of SMA framework

号, 并通过时分复用的方式将多个接收阵元的信号接入零中频接收机。随后, 阵元信号经过限幅调理、低噪声放大、正交解调和抗混叠滤波之后, 将变成I、Q两路信号。最后再将信号送往单比特ADC进行采样量化以及后续的信号处理。

与传统阵列雷达不同, 由于采用了时分复用的方式来接收多个阵元信号, 因此SMA雷达仅含1个接收机, 也可以实现阵列信号的数字化接收, 极大地减少了数字阵列雷达的接收机数量, 降低了系统的负荷与成本。同时, SMA采用了单比特采样量化的方式, 不但简化了信号的采集方式, 其较高的采样速率还可以进一步提升接收机的复用次数, 进而提升雷达的性能。接下来, 本文利用SMA在TDM-MIMO雷达中的应用, 来介绍SMA节省接收机数量的特点, 然后从雷达资源配置的角度, 来分析SMA中单比特采样量化的必要性以及SMA的先进性。

2.2 SMA框架的应用方式

在基于通道复用的阵列雷达中, 由于时间资源的限制, 单个接收机通常只能复用有限个数的阵元。因此, 在实际场景中, 可以同时应用多个SMA框架。例如, 与TDM-MIMO结合, 可以得到SMA-MIMO雷达收发框架, 如图2所示。发射机以复用方式与多个发射阵元相连接, 接收机以复用方式与多个接收子阵列相连接。每个接收机分时接收1个子阵内的多个阵元信号。发射机和接收机的复用过程是协同进行的。接下来, 本文将通过一个具体的例子来说明SMA-MIMO信号收发流程。在该例子中, 假设系统有2个发射阵元, 分别命名为 T_1 和 T_2 ; 有2个接收子阵, 每个子阵列含3个接收阵元, 总共6个接收阵元, 分别命名为 R_1-R_6 ; 有1个发射机和2个接收机, 每个接收机复用3个阵元。

SMA-MIMO天线工作原理如图3所示。首先, 其天线的工作时序如图3(a)所示, 图中用红色表示发射/接收阵元处于接入状态, 用黑色表示未接入状态。发射阵元和接收阵元以循环轮转的方式, 分别接入接收发射机和接收机。在单个的循环轮转中, 可以分6个时刻来描述天线接入状态。从 t_1 至 t_3 时刻, 发射机接入发射阵元 T_1 , 两个接收机分别依次接入阵元 R_1, R_2, R_3 和 R_4, R_5, R_6 。从 t_4 至 t_6 时刻, 发射机接入发射阵元 T_2 , 接收机接入阵元的方式与 t_1 至 t_3 时刻一致。从 t_1 至 t_6 , 发射机重复发射6次相同的LFMCW信号。因此, 远场条件下, 在一个相参处理间隔(Coherent Processing Interval, CPI)内, 各阵元 R_1-R_6 接收到回波信号之间的相位差可以被认为由目标的DOA和径向速度、收发阵列

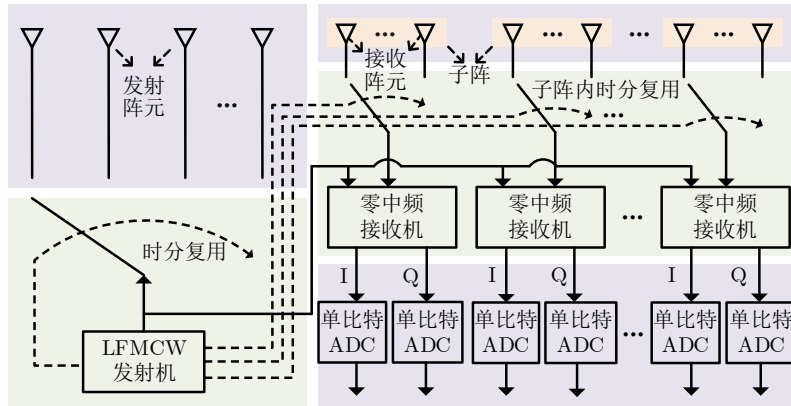
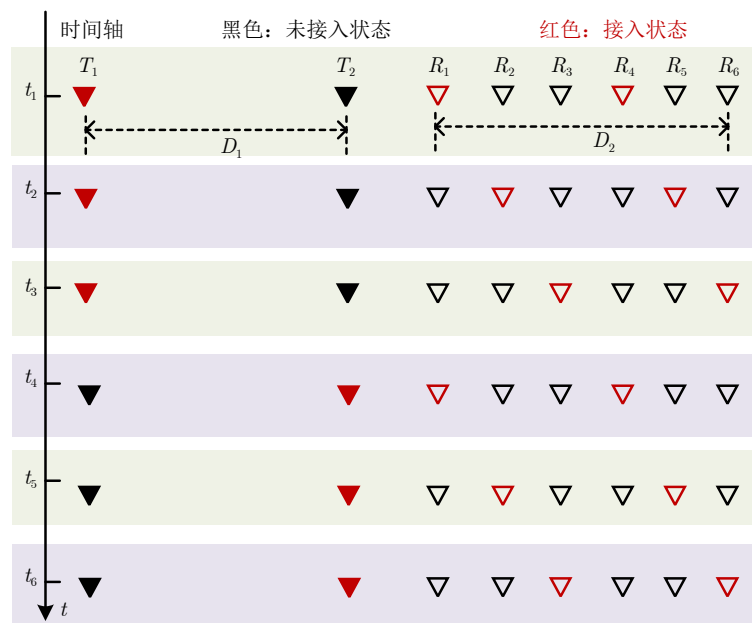


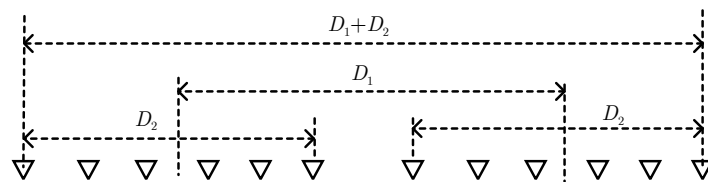
图 2 SMA在TDM-MIMO中应用的示意图

Fig. 2 Schematic diagram of SMA application in TDM-MIMO



(a) SMA-MIMO中发射与接收阵元的接入时序

(a) Access timing of transmitting and receiving elements in SMA-MIMO



(b) SMA-MIMO等效接收阵列

(b) The equivalent receiving array of SMA-MIMO

图 3 SMA-MIMO天线工作原理

Fig. 3 Working principle of SMA-MIMO antenna

的阵列布局以及复用间隔决定。这样，与TDM-MIMO天线孔径的等效原理类似，在 t_1 至 t_6 内，6个阵元接收到的信号在经过合理的补偿处理(见第3节)之后，可以等效为12个阵元接收到的信号，其等效接收阵列如图3(b)所示。假设发射阵元之间的间距为 D_1 ，接收阵列实孔径为 D_2 ，则等效接收阵列的孔径为 $D_1 + D_2$ 。

从上述例子可以看出，SMA-MIMO收发框架仅需要2个接收机就可以实现12个阵元的等效阵列，而传统SIMO数字阵列雷达需要12个接收机，现有最新的TDM-MIMO框架也需要6个接收机，如表1所示。因此，SMA框架可以节省大量的发射机和接收机，从而减轻系统载荷，降低系统成本。另一方面，假如发射机复用更多的发射阵元，每个

接收机复用更多的接收阵元,则该框架可以获得阵元更多、孔径更大的等效接收阵列,从而进一步提升雷达的角度分辨率。此外,增加的发射/接收阵元通常都是无源器件,载荷较轻,成本较低。

2.3 SMA框架的资源配置

从雷达资源配置的角度上来看,SMA采用多个阵元复用接收机的方案,是一种时间换空间的雷达资源配置策略,即在保持接收机数量不变的前提下,通过开销更多的时间,以复用的方式,来获得更多空间上的阵元数据。然而,雷达的时间资源是极为宝贵的,如何用较少的时间来获取更多的阵元数据是亟待解决的难点问题。在这方面,SMA框架采用了单比特ADC,使得SMA在雷达资源配置方面具有较大优势,主要体现在以下两个方面:

(1) 单比特采样可使SMA雷达更好地实现时间换空间的雷达资源配置策略,理由如下:

基于SMA的雷达发射机和接收机在经过多次复用后,为了保证雷达测量的数据率(即每分钟对雷达覆盖范围探测的次数),通常会缩短雷达信号的脉冲宽度。LFMCW零中频接收机输出差频信号(即I路和Q路信号)的频率正比于 $B\tau_0/T$,其中, B 为信号带宽, τ_0 为目标回波延时, T 为脉冲宽度。当 T 成倍数地减少时,差频信号的频率将以相同倍数增加,则相应ADC的最高采样速率也需要成倍数增加。通常ADC的最高采样速率会随着ADC比特位数增加而降低,其成本也会以指数形式增加。

表1 不同收发框架需要收发机的数量

Tab. 1 Number of transceivers required for different frameworks

收发框架类型	发射机数量(个)	接收机数量(个)
SIMO	1	12
TDM-MIMO	1	6
SMA-MIMO	1	2

因此,传统多比特ADC的采样速率及其成本将会限制发射机与接收机的复用次数。SMA采用单比特ADC恰好可以克服上述采样速率与成本的问题,可以更好地实现利用时间换空间的雷达资源配置策略。

(2) 单比特采样量化可使雷达资源配置更精细、更灵活、更均衡,理由如下:

(a) 在一个CPI内的接收数据中,快时间维、慢时间维、空域维中的数据量分别代表着雷达资源在距离维、速度维、角度维的配置情况。某一维的数据量越大,则表明该维的资源配置占优,测量性能通常较好。经典LFMCW雷达和SMA雷达的数据资源配置情况可以总结在图4中,图中立方体的长、宽、高分别表示了雷达在快时间维、慢时间维和空域维中的数据量。

(b) 当ADC采样频率保持为最远探测距离对应差频信号频率的2倍时(即最高差频信号所对应的奈奎斯特频率),采用单比特采样和多比特采样在快时间域内获得的采样点数是一致的(因为采样点数是由最远探测距离和距离分辨率决定的)。就单个阵元而言,多比特采样量化得到的数据比特量远大于单比特采样量化。前者相对于后者,在时间维上存在着大量的数据冗余。后者相对于前者,在时间维上损失了部分数据资源。然而,在SMA的框架中,利用复用得到的多个阵元数据,不但可以弥补单个阵元在时间维上数据资源的损失,还可以增加空域维的数据量,克服了传统雷达空域维数据资源不足的缺点,使雷达资源配置更均衡。

(c) 综上所述,SMA雷达利用单比特ADC的高速采样特性,在快时间域获得了更精细的时间碎片,并通过复用的方式,在这些时间中获得了更多的空域维数据资源,弥补了空域资源的不足,同时还删除了时间维中的冗余数据。因此,单比特采样

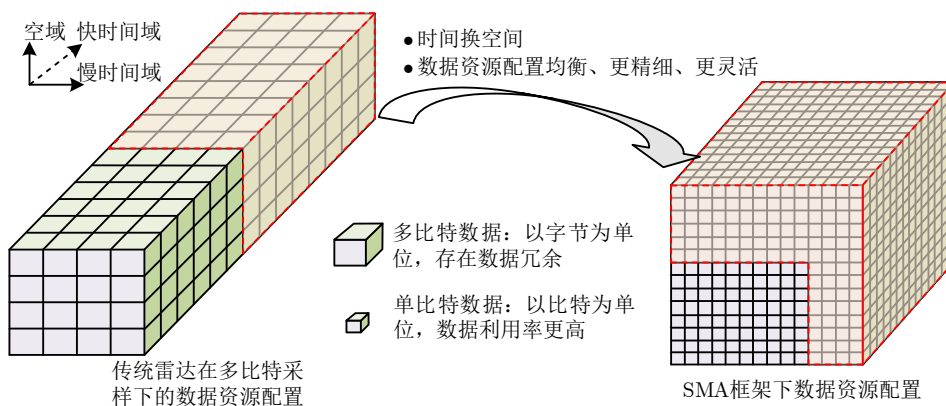


图4 雷达资源配置对比示意图

Fig. 4 Schematic diagram of radar resource allocation comparison

量化在SMA中的应用，可以提高每个比特数据在空域维、快时间维和慢时间维中的利用率，使雷达资源配置更精细、更灵活、更均衡，如图4中红色虚线部分所示。SMA以时间换空间的方式获得更好的雷达探测性能，可以从后面的仿真验证中得到证实。

3 系统估计性能

本节将通过推导雷达目标参数估计的CRB，来进一步验证SMA利用时间换空间所带来的性能优势。为了使本文主题更加聚焦，本节主要以SMA的基本框架(即雷达只含1个发射机、1个发射阵元、1个接收机和多个接收阵元)为对象进行讨论。此外，该框架适用于接收阵元均匀或非均匀排列的线阵或面阵，为了模型描述上的简洁，本文以均匀线性阵元为例进行讨论。

3.1 信号模型

考虑一个具有 M 个接收阵元的SMA框架，其发射LFMCW信号的时频曲线如图5所示，发射信号的脉冲宽度为 T_w ，脉冲周期为 T_c ，信号带宽为 B 。SMA以循环轮转的方式，将 M 个阵元分时接入接收机，接入一轮所花的时间为 $T_r = MT_c$ ， T_r 也表示SMA雷达信号的脉冲重复周期。图5用不同的颜色区分了各接收阵元，在 M 个发射周期内分时接入接收机的持续时间。

根据LFMCW雷达原理^[30]，该SMA框架接收的零中频信号可以建模为式(1)的形式。

$$y_m(l, p) = \text{csign} \left(\sum_{i=1}^I \alpha_i \exp(j2\pi(l(\gamma_i + \delta_i)T_s + m(\beta_i + \delta_i T_c) + p\delta_i T_r) + j\varphi_i) + w_m \right) \quad (1)$$

其中， $y_m(l, p)$ 为第 m 个阵元接收 p 个脉冲中第 l 个采样点的复信号， $m = 1, 2, \dots, M$ ， $p = 1, 2, \dots, P$ ， $l = 1, 2, \dots, L$ ， P 和 L 分别为脉冲个数和单个脉冲周

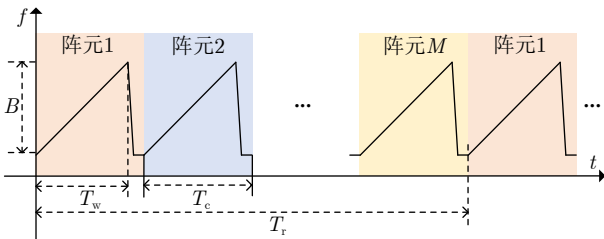


图5 发射信号的时频曲线和接收阵元分时接入的时序

Fig. 5 Time-frequency curve of the transmitting signal and sequential of the time-division access of receiving elements

期的采样点数。 T_s 为ADC的采样周期。 α_i 、 γ_i 、 β_i 、 δ_i 和 φ_i 分别为第 i 个点目标回波信号的幅度、距离维频率、方位维空间频率、速度维多普勒频率和初始相位， $i = 1, 2, \dots, I$ ， I 为目标个数。 $\gamma_i = 2r_i B / (T_w c)$ ， $\beta_i = d \sin(\theta_i) / \lambda$ ， $\delta_i = 2v_i / \lambda$ 。 r_i 、 θ_i 和 v_i 分别为第 i 个点目标的距离、方位和速度。 c 为光速， d 为阵元间距， λ 为载波波长。 w_m 为第 m 个阵元零中频信号中的噪声分量。此外， $\text{csign}(x) = \text{sign}(\Re(x)) + j\text{sign}(\Im(x))$ ， $\Re(\cdot)$ 和 $\Im(\cdot)$ 分别表示取实部和取虚部操作， $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数，对应单比特量化。

此外，每个接收阵元收到的信号可能还会引入由系统误差引起的相位误差，这可以利用实验测量，并通过控制阵元接入时刻来得到补偿。

由于复用接收方式的引入，空间频率 β_i 与多普勒频率 δ_i 也存在着耦合关系。为了处理方便，本文引入3个数字角频率 b_i 、 g_i 和 h_i ，将它们表示为

$$\begin{cases} b_i = 2\pi(\gamma_i + \delta_i)T_s \\ g_i = 2\pi(\beta_i + \delta_i T_c) \\ h_i = 2\pi\delta_i T_r \end{cases} \quad (2)$$

这样，式(1)可以重新表达为

$$y_m(l, p) = \text{csign} \left(\sum_{i=1}^I \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) + w_m \right) \quad (3)$$

在参数估计过程中，先估计数字角频率 \hat{b}_i 、 \hat{g}_i 和 \hat{h}_i ，然后通过式(4)可以反解出目标的距离 \hat{r}_i 、方位 $\hat{\theta}_i$ 和速度 \hat{v}_i ，分别为

$$\begin{cases} \hat{r}_i = \left[\hat{b}_i - \frac{\hat{h}_i T_s}{T_r} \right]_{\pm\pi} \frac{T_w c}{4\pi B T_s} \\ \hat{\theta}_i = \arcsin \left(\left[\hat{g}_i - \frac{\hat{h}_i T_c}{T_r} \right]_{\pm\pi} \frac{\lambda}{2\pi d} \right) \\ \hat{v}_i = \frac{\hat{h}_i \lambda}{4\pi T_r} \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$[x]_{\pm\pi} = \begin{cases} x + 2\pi, & x \leq -\pi \\ x, & -\pi < x < \pi \\ x - 2\pi, & x \geq \pi \end{cases} \quad (5)$$

由于估计的数字角频率 \hat{b}_i 、 \hat{g}_i 和 \hat{h}_i 的范围在 $[-\pi, \pi]$ 内，而式(3)中真实的 b_i 和 g_i 可能会出现在 $[-\pi, \pi]$ 之外，因此，在式(4)中引入了 $[x]_{\pm\pi}$ 的操作，避免出现模糊。

3.2 CRB推导

当假定各个阵元中噪声分量为功率相同的复高斯噪声时,其噪声功率可以设置为不为0的任意正实数。这是因为在式(1)中,对 $\text{csign}(x)$ 中的 x 乘以任意大于0的数,均不会对 $y_m(l,p)$ 产生任何影响。通过将噪声功率参数进行归一化操作,可以将未知的噪声参数合并至 α_i ,此时 α_i 表示第 i 个目标回波信号信噪比的平方根。这样,待估计的参数可以简化为向量 $\phi = \{\alpha_i, b_i, g_i, h_i, \varphi_i\}_{i=1}^I \in \mathbb{R}^{5I}$ 。

通过将 M 个阵元接收采样的零中频信号进行排列,可以得到数据向量 $\mathbf{y} = [y_1(1,1), \dots, y_1(L,1), \dots, y_1(L,P), \dots, y_M(L,P)]^T \in \mathbb{R}^{\text{LPM}}$ 。这样,SMA采样数据的似然函数可建模为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{y}|\phi) &= \prod_{k=1}^{\text{LPM}} p(y_k|\phi) \\ &= \prod_{k=1}^{\text{LPM}} p(\Re(y_k)|\phi) p(\Im(y_k)|\phi) \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$p(\Re(y_k)|\phi) = \Phi(\Re(y_k)\Re(s_k(\phi))) \quad (7)$$

$$p(\Im(y_k)|\phi) = \Phi(\Im(y_k)\Im(s_k(\phi))) \quad (8)$$

$$s_k(\phi) = \sum_{i=0}^{I-1} \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (9)$$

下标 $k=l \times p \times m$, $\Phi(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_{-\infty}^x \exp(-v^2/2) dv$ 。

待估计参数 ϕ 的费希尔矩阵 $\mathbf{F}(\phi)$ 可以表示为

$$\mathbf{F}(\phi) = \mathbb{E} \left[\left(\frac{\partial \log p(\mathbf{y}|\phi)}{\partial \phi} \right) \left(\frac{\partial \log p(\mathbf{y}|\phi)}{\partial \phi} \right)^T \right] \quad (10)$$

其中,式(10)中的数学期望是对 $p(\mathbf{y}|\phi)$ 求取的。

对于任意的 $1 \leq u, z \leq \text{LPM}$,利用 $\Re(y_u)$ 与 $\Im(y_z)$ 之间的独立性和正则条件,有

$$\begin{aligned} &\mathbb{E} \left[\left(\frac{\partial \log p(\Re(y_u)|\phi)}{\partial \phi} \right) \left(\frac{\partial \log p(\Im(y_z)|\phi)}{\partial \phi} \right)^T \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\frac{\partial \log p(\Re(y_u)|\phi)}{\partial \phi} \right] \mathbb{E} \left[\frac{\partial \log p(\Im(y_z)|\phi)}{\partial \phi} \right]^T \\ &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10),经整理可以得到^[26]

$$\mathbf{F}(\phi) = \sum_{k=1}^{\text{LPM}} \mathbf{F}_k^{\text{R}}(\phi) + \mathbf{F}_k^{\text{I}}(\phi) \quad (12)$$

其中, $\mathbf{F}_k^{\text{R}}(\phi)$ 如式(13)所示,

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_k^{\text{R}}(\phi) &= \mathbb{E} \left[\left(\frac{\partial \log p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right) \cdot \left(\frac{\partial \log p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right)^T \right] \\ &= \sum_{\Re(y_k) \in \{-1,1\}} \frac{1}{p(\Re(y_k)|\phi)} \left(\frac{\partial p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right) \cdot \left(\frac{\partial p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right)^T \\ &= \left(\frac{1}{\Phi(\Re(s_k(\phi)))} + \frac{1}{\Phi(-\Re(s_k(\phi)))} \right) \cdot \left(\frac{\partial p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right) \left(\frac{\partial p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \right)^T \\ &= \frac{\exp(-\Re(s_k(\phi))^2)}{2\pi\Phi(\Re(s_k(\phi))) - \Phi(\Re(s_k(\phi)))^2} \cdot \left(\frac{\partial \Re(s_k(\phi))}{\partial \phi} \right) \left(\frac{\partial \Re(s_k(\phi))}{\partial \phi} \right)^T \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中的数学期望是对 $p(\Re(y_k)|\phi)$ 求取的,式(13)中第3个等号是在导数项与 $\Re(y_k)$ 无关的前提下得到的,其求导运算可以由式(14)一式((21)给出。此外, $\mathbf{F}_k^{\text{I}}(\phi)$ 可以通过将式(13)中的 $\Re(s_k(\phi))$ 替换成 $\Im(s_k(\phi))$ 来获得。

$$\begin{aligned} &\frac{\partial p(\Re(y_k)|\phi)}{\partial \phi} \\ &= \Re(y_k) \Phi'(\Re(y_k)\Re(s_k(\phi))) \frac{\partial \Re(s_k(\phi))}{\partial \phi} \\ &= \frac{\Re(y_k)}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Re(s_k(\phi))^2}{2}\right) \frac{\partial \Re(s_k(\phi))}{\partial \phi} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\frac{\partial \Re(s_k(\phi))}{\partial \phi} = \Re\left(\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial \phi}\right) \quad (15)$$

$$\frac{\partial \Im(s_k(\phi))}{\partial \phi} = \Im\left(\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial \phi}\right) \quad (16)$$

$$\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial \alpha_i} = \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (17)$$

$$\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial b_i} = j l \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (18)$$

$$\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial g_i} = j m \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (19)$$

$$\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial h_i} = j p \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (20)$$

$$\frac{\partial s_k(\phi)}{\partial \varphi_i} = j \alpha_i \exp(j(b_i l + g_i m + h_i p + \varphi_i)) \quad (21)$$

最后,参数 ϕ 的CRB矩阵可由式(22)给出

$$\text{CRB}(\phi) = \mathbf{F}(\phi)^{-1} \quad (22)$$

为了进一步表征SMA的测距、测速和测角性能, 定义新的函数向量 $\chi(\phi) = \{\chi_i(\phi_i)\}_{i=1}^I = \{\alpha_i, \hat{r}_i, \hat{\theta}_i, \hat{v}_i, \varphi_i\}_{i=1}^I \in \mathbb{R}^{5I}$, 其中 $\phi_i = [\alpha_i, b_i, g_i, h_i, \varphi_i]^T$, \hat{r}_i , $\hat{\theta}_i$ 和 \hat{v}_i 由式(4)给定。最后, 根据式(23)可以求解 $\chi(\phi)$ 的CRB矩阵

$$\text{CRB}(\chi(\phi)) = \left(\frac{\partial \chi(\phi)}{\partial \phi} \right) \mathbf{F}(\phi)^{-1} \left(\frac{\partial \chi(\phi)}{\partial \phi} \right)^T \quad (23)$$

式(23)中雅可比矩阵 $\partial \chi(\phi) / \partial \phi$ 由式(24)给定。

$$\frac{\partial \chi(\phi)}{\partial \phi} = \text{Blkdiag} \left(\left[\frac{\partial \chi_1(\phi_1)}{\partial \phi_1}, \frac{\partial \chi_2(\phi_2)}{\partial \phi_2}, \dots, \frac{\partial \chi_I(\phi_I)}{\partial \phi_I} \right] \right) \quad (24)$$

其中, $\text{Blkdiag}(\cdot)$ 为块对角化操作,

$$\frac{\partial \chi_i(\phi_i)}{\partial \phi_i} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_w c}{4\pi B T_s} & 0 & \frac{-T_w c}{4\pi B T_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta_i} & \frac{-\lambda T_c}{2\pi d T_r \cos \theta_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\lambda}{4\pi T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

下标 $i = 1, 2, \dots, I$ 。

3.3 验证分析

本节将利用CRB来验证SMA利用时间换空间所带来的性能优势, 并分析了SMA应用的SNR边界条件。

在仿真中, 雷达参数按最远探测距离为50 m, 最快目标速度为10 m/s进行设置。雷达工作的载波频率77 GHz, 射频带宽为100 MHz。为了进行对比, 设置了10组雷达案例, 如表2所示。TMLR为传统1发1收的、多比特采样的LFMCW雷达(Traditional Multi-bit LFMCW Radar, TMLR)。SMAR为本文所提出的SMA雷达(SMA Radar,

SMAR), SLAR表示如文献[31]中不采用复用技术的单比特阵列雷达, 即直接用多个单比特ADC分别替代传统LFMCW阵列雷达中多比特的ADC的雷达, 为了方便, 称之为单比特LFMCW阵列雷达(Single-bit LFMCW Array Radar, SLAR)。案例名中的后缀 $-x$ 表示采用了 x 个阵元。为了对比上的公平, 设置雷达信号处理的CPI均为1.2 ms, 其脉冲重复周期按照最快目标速度所对应多谱勒频率的2倍来计算, 即为97.4026 μs 。用总的CPI与脉冲重复周期相除, 可以计算出脉冲重复的个数为12个。为了计算上的方便, 我们假设脉冲宽度 T_w 与脉冲周期 T_c 是相等的。这样可以得到TMLR的脉冲宽度也为97.4026 μs , SMAR随着复用阵元数增加一倍, 其脉冲宽度也缩短一半。TMLR采用传统多比特ADC, 在计算时采用了无量化的方式。TMLR和SMAR的采样率为最远目标回波的差频信号频率的2倍。快时间域和慢时间域中的采样率均按照奈奎斯特频率来设置, 可以使硬件资源的利用率达到最大。在这样的设置原则下, TMLR与SMAR单周期采样点数是相等的, 均为66。为了对比复用技术对雷达测角性能的影响, SLAR的参数与SMAR保持一致。此外, 设置目标个数为2, 其目标参数对(距离, 速度, 方位角)分别为(22 m, 8 m/s, -20°)和(37 m, 5 m/s, 8°)。此外, 我们定义第 i 个目标的SNR为 α_i^2 / \bar{p} , 其中 \bar{p} 为白噪声功率, 在仿真中设置为1, SNR由 α_i 给定。

3.3.1 相同SNR目标的估计性能

在本节中, 设置两个目标SNR相等, 绘制出CRB随SNR变化的曲线如图6—图8所示。

如2.3节所述, 在相同的CPI内, SMAR通过合理配置可以获得比TMLR更好的探测精度, 实现了利用时间换空间带来探测性能上的增强。特别是针对的微弱目标, SMAR更具优势。从图6和图7可以

表 2 不同雷达类型的参数

Tab. 2 Parameters of different radar types

案例名	接收机数量	阵元数量 M	CPI (ms)	脉冲重复周期(μs)	脉冲个数 P	脉冲宽度(μs)	ADC采样频率(MHz)	单周期采样点数 L
TMLR	1	1	1.2	97.4026	12	97.4026	0.6844	66
SMAR-2	1	2	1.2	97.4026	12	48.7013	1.3689	66
SMAR-4	1	4	1.2	97.4026	12	24.3506	2.7378	66
SMAR-8	1	8	1.2	97.4026	12	12.1753	5.4756	66
SMAR-16	1	16	1.2	97.4026	12	6.0877	10.9511	66
SLAR-2	2	2	1.2	97.4026	12	48.7013	1.3689	66
SLAR-4	4	4	1.2	97.4026	12	24.3506	2.7378	66
SLAR-8	8	8	1.2	97.4026	12	12.1753	5.4756	66
SLAR-16	16	16	1.2	97.4026	12	6.0877	10.9511	66

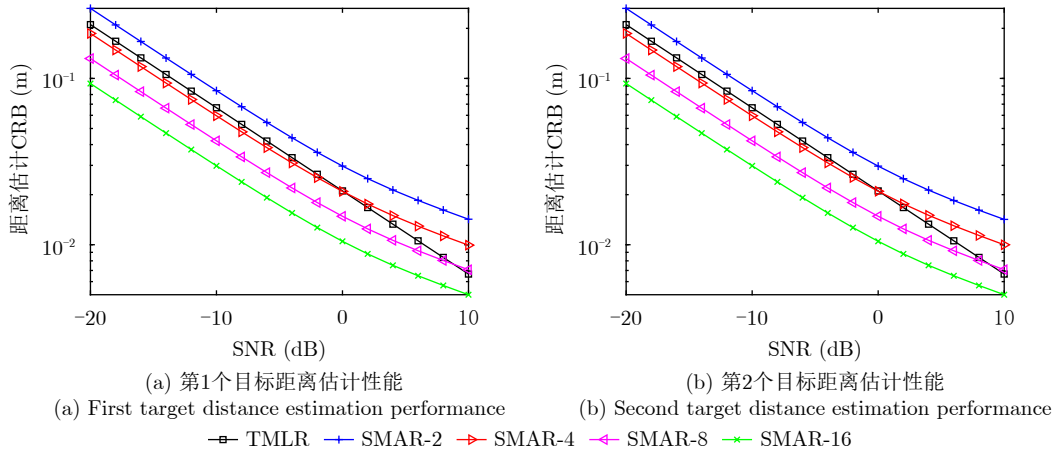


图6 距离估计性能

Fig. 6 Distance estimation performance

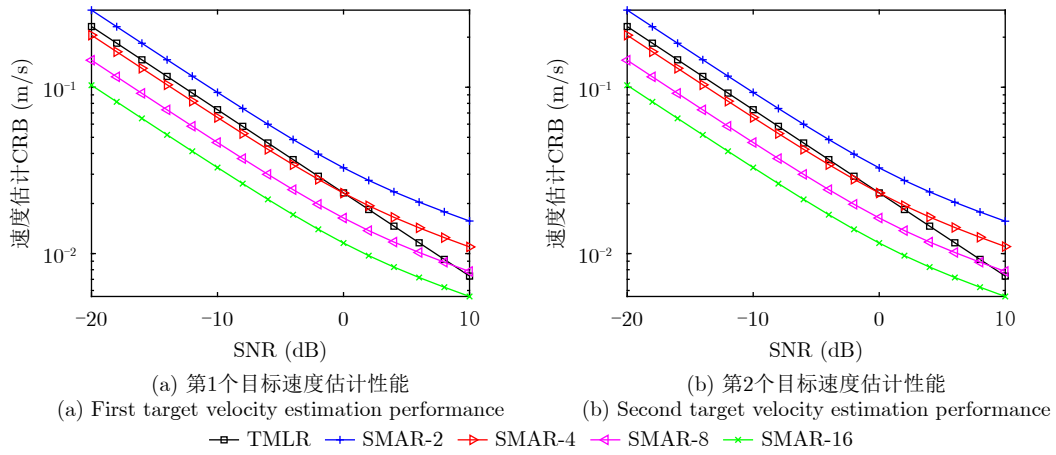


图7 速度估计性能

Fig. 7 Velocity estimation performance

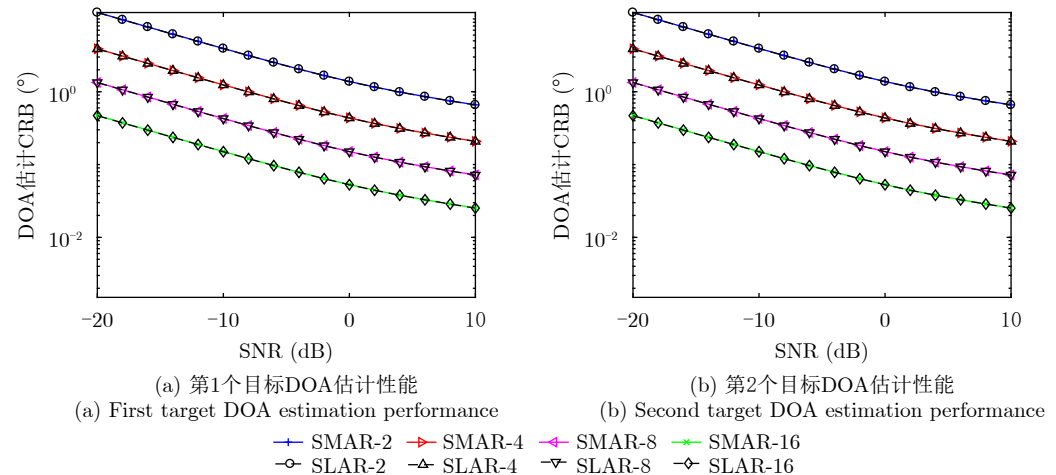


图8 DOA估计性能

Fig. 8 DOA estimation performance

看出，当阵元数小于等于2时，SMAR由于单比特采样带来单个阵元信号信噪比损失，进而导致测距与测速精度相对TMLR有所下降；当SMAR的阵元

数增多时，其测距与测速精度将明显提升。图中当阵元数为4, 8, 16时，SMAR在目标信噪比小于0 dB时的测距与测速精度明显优于TMLR。

SMAR采用1个接收机也能获得较高的测角精度。如图8所示，随着阵元数的增多，SMAR的测角精度明显提升。当阵元数大于8时，SMAR几乎可以实现在目标信噪比大于-18 dB条件下1°以内的角度估计误差。这是1发1收的TMLR难以达到的。此外，尽管复用机制的引入使得接收信号模型出现了角度与速度耦合，但SMAR也可以获得与SLAR几乎一致的理想测角精度。此外，由于两目标的SNR一致，因此这两个目标在测距、测速和测角上具有几乎一致的CRB曲线。

3.3.2 不同SNR目标的估计性能

在本节中，设置第1个目标的SNR为0 dB或为-10 dB，第2个目标的SNR在-20 dB与16 dB之间变化。绘制出CRB随第2个目标SNR变化的曲线如图9—图11所示。图例中后缀名-1st与-2nd分别表示第1个目标的探测精度与第2个目标的探测精度。

单比特采样量化下，当SNR大于等于0 dB时，强目标的存在会降低弱目标的探测精度，当SNR小于0 dB时，强目标并不会影响弱目标的探测精度。这里的强弱是相对的，SNR较大的目标称之为强目标，较小的称之为弱目标。当第1个目标的SNR固

定为-10 dB或0 dB时，两个目标测距、测速与测角的CRB曲线均在-10 dB或0 dB处相交，如图9—图11中相同颜色的曲线在-10 dB或0 dB处相交。固定SNR目标的CRB曲线，在第2个目标SNR小于0 dB时，与TMLR一样，保持不变。但当第2个目标的SNR大于等于0 dB时，SNR固定不变的第1个目标的测距、测速与测角精度将随着第2个目标SNR的增加而变差。增加阵元数量，两个目标的探测精度都会显著提升，但也不会改变第2个目标SNR大于0 dB时，第1个目标探测精度会降低的现象。因此，为了保证多个目标的探测性能不会相互干扰，应保证被测目标的SNR均小于0 dB。这是因为当存在SNR大于0 dB的目标时，弱目标信号的波形变化被调制于强目标的信号上，基于过零比较的单比特量化，难以采集到弱目标信号的符号变化，故而弱目标的探测性能受到削弱。

4 数值验证

为了进一步验证SMA获取目标原理的正确性，以及上述理论推导与分析的可靠性，还需要用具体的目标参数估计算法对该系统进行数值验证。

然而，作为一种雷达信号收发的新方式，基于

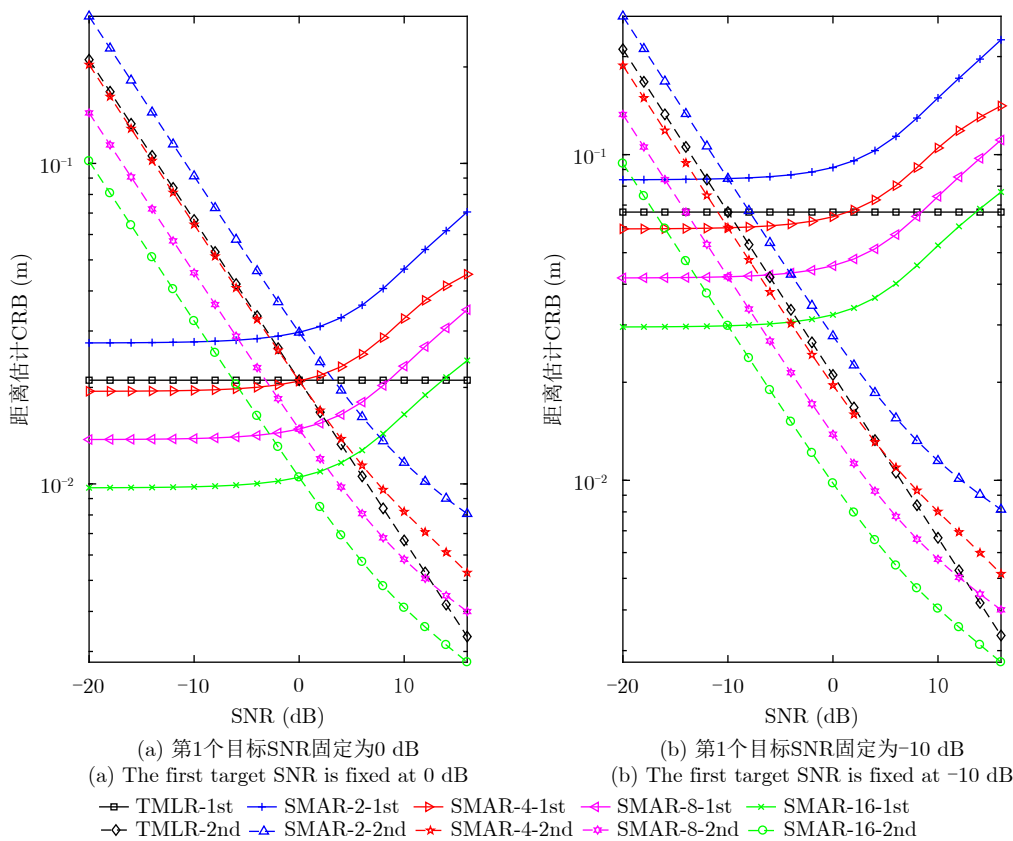


图9 固定第1个目标SNR下的距离估计性能

Fig. 9 Distance estimation performance under fixed first target SNR

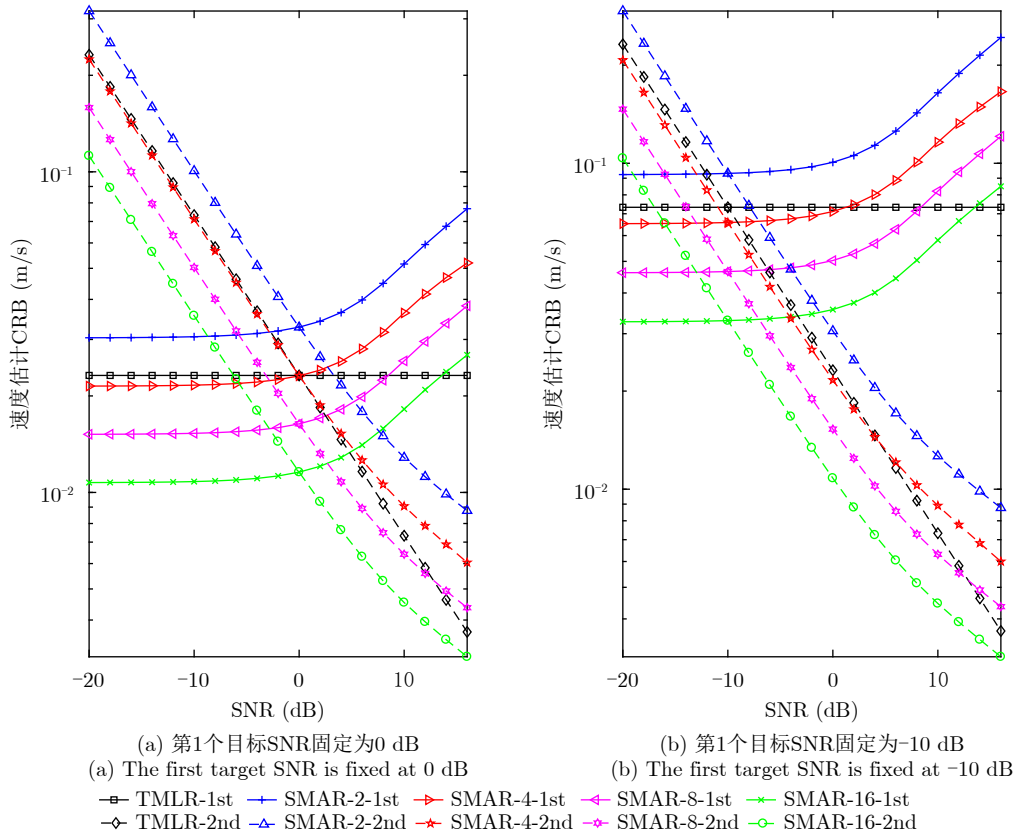


图 10 固定第1个目标SNR下的速度估计性能

Fig. 10 Velocity estimation performance under fixed first target SNR

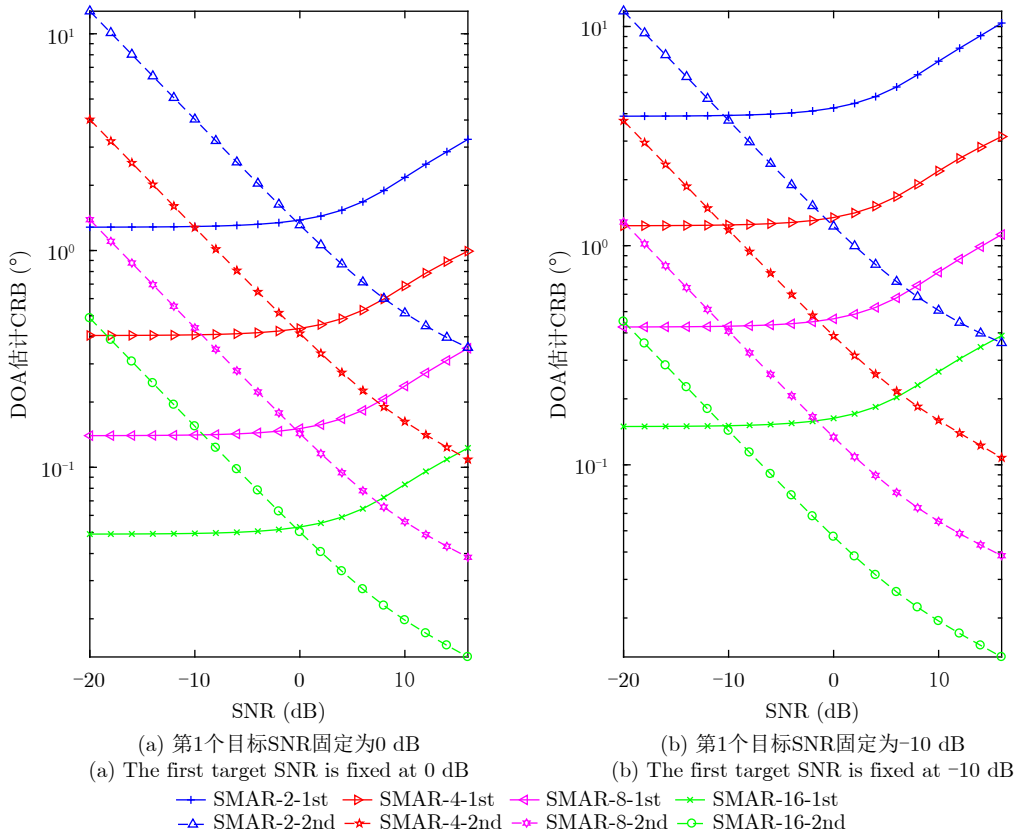


图 11 固定第1个目标SNR下的DOA估计性能

Fig. 11 DOA estimation performance under fixed first target SNR

传统滤波理论的目标参数估计方法并不适用于该系统。由于单比特量化方式的引入，经典滤波处理无法消除单比特雷达信号频谱中谐波、交调等分量对真实目标参数估计的干扰。因此，还需寻求一种新的适用于该系统的目标参数估计算法。受文献[24]中单比特MUSIC算法可以有效估计一般阵列信号DOA的启发，本文将推广到SMA雷达目标多维参数估计上，并用于新系统的数值验证。

4.1 验证算法

由3.1节的信号模型可知，欲估计目标的距离、速度和DOA，需先估计三维的数字频率对 $\{b_i, g_i, h_i\}_{i=1}^I$ 。为了提高计算效率，本文先估计两个二维的频率对，即 $\{b_i, h_i\}_{i=1}^I$ 和 $\{g_i, h_i\}_{i=1}^I$ 。在估计之前，需将接收到的单比特信号进行数据重排，以方便后续的算法处理。

在估计 $\{b_i, h_i\}_{i=1}^I$ 时，接收的单比特信号可以排列成如下信号模型的形式

$$\mathbf{Y} = \text{csign}(\mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W}) \quad (26)$$

其中， $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{I \times M(P-M_r+1)(L-M_r+1)}$ 为源信号矩阵， M_r 为在快/慢时间/空域重排的维度， $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M_r^2 \times I}$ 为频率矩阵，其第 i 列为 $\mathbf{a}(h_i) \otimes \mathbf{a}(b_i)$ ， \otimes 为克罗内克积。

$$\mathbf{a}(h_i) = [1, \exp(jh_i), \dots, \exp(j(M_r-1)h_i)]^T \quad (27)$$

$$\mathbf{a}(b_i) = [1, \exp(jb_i), \dots, \exp(j(M_r-1)b_i)]^T \quad (28)$$

$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M_r^2 \times M(P-M_r+1)(L-M_r+1)}$ 为白噪声矩阵， \mathbf{Y} 可以通过以下4个步骤获得。

步骤1 将第 m 个阵元接收的单比特信号 $y_m(l, p)$ 排列成矩阵 $\mathbf{Y}_m \in \mathbb{R}^{P \times L}$ ，其中 \mathbf{Y}_m 的行表示单个脉冲周期内在快时间域的采样数据，列表示多个脉冲周期内在慢时间域采样的数据。

步骤2 将 \mathbf{Y}_m 中第 p 行的数据按照平滑的方式重新排列成一个矩阵 $\mathbf{Y}_m^{(p)} \in \mathbb{C}^{M_r \times (L-M_r+1)}$ ，其平滑的大小为 M_r ，即 $\mathbf{Y}_m^{(p)}$ 每一列来自 \mathbf{Y}_m 中的第 p 行中连续的 M_r 个数据。

步骤3 将 P 个 $\mathbf{Y}_m^{(p)}$ 按照块平滑重新排列成 $P-M_r+1$ 个子阵，其中第 \bar{r} 个子阵为 $\bar{\mathbf{Y}}_m^{(\bar{r})} \in \mathbb{C}^{M_r^2 \times (L-M_r+1)}$ ，即它是通过将连续 M_r 个 $\mathbf{Y}_m^{(p)}$ 堆叠成一列而来的。

步骤4 将 M 个阵元接收并重排得到的 $M(P-M_r+1)$ 个子阵 $\bar{\mathbf{Y}}_m^{(\bar{r})}$ 排列为一行，得到矩阵 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M_r^2 \times M(P-M_r+1)(L-M_r+1)}$ 。

根据反正弦定律[42]，式(26)中 \mathbf{Y} 的协方差矩阵 \mathbf{R}_Y 与 $\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W}$ 的协方差矩阵 \mathbf{R}_X 有如下关系：

$$\mathbf{R}_Y = \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\frac{1}{p'} \mathbf{R}_X\right) \quad (29)$$

其中， $\mathbf{R}_Y = \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} / (M(P-M_r+1)(L-M_r+1))$ ， p' 为所有目标信号与噪声功率之和。由于 $\arcsin(x)$ 与 x 在 $x=0$ 附近十分接近，这使得在低SNR的条件下[24]， \mathbf{R}_Y 与 $2\mathbf{R}_X / (\pi p')$ 中非对角元素近似相等。此外， \mathbf{R}_Y 的对角元素均为1， $2\mathbf{R}_X / (\pi p')$ 的对角元素均为 $2/\pi$ 。因此，在低SNR的条件下有

$$\mathbf{R}_Y \approx \frac{2}{\pi p'} \mathbf{R}_X + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \mathbf{E} \quad (30)$$

其中， \mathbf{E} 为与 \mathbf{R}_Y 同阶数的单位阵。式(30)表明， \mathbf{R}_Y 与 \mathbf{R}_X 具有相同的特征向量。这进一步说明，式(26)中 \mathbf{X} 对应的噪声子空间可以通过对 \mathbf{R}_Y 进行特征值分解得到，即 $\mathbf{R}_Y = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$ ，其中， $\mathbf{\Lambda}$ 和 \mathbf{U} 分别为特征值对角矩阵及其对应的特征向量组成的矩阵。通过取出最小的 $M_r^2 - I$ 个特征值对应的特征向量，可以得到噪声子空间 $\mathbf{U}_Y \in \mathbb{C}^{M_r^2 \times (M_r^2 - I)}$ 。接下来，构造二维的MUSIC伪谱函数

$$G(b_{k_1}, h_{k_2}) = \frac{1}{\mathbf{a}(b_{k_1}, h_{k_2})^H \mathbf{U}_Y \mathbf{U}_Y^H \mathbf{a}(b_{k_1}, h_{k_2})} \quad (31)$$

其中， $\mathbf{a}(b_{k_1}, h_{k_2}) = \mathbf{a}(h_{k_2}) \otimes \mathbf{a}(b_{k_1})$ ， b_{k_1} 和 h_{k_2} 分别为在 $[0, \pi]$ 与 $[-\pi, \pi]$ 内的采样点， $k_1 = 1, 2, \dots, K_1$ ， $k_2 = 1, 2, \dots, K_2$ ， K_1 和 K_2 分别为在参数 b 维和参数 h 维中的采样点数。通过搜索最大的 I 个谱峰，可以得到 I 个二维的频率对 $\{b_i, h_i\}_{i=1}^I$ 。

通过应用上述类似的数据重排，以及2D-MUSIC算法，我们也可以求出 I 个二维的频率对 $\{g_i, h_i\}_{i=1}^I$ 。由式(4)分别解出两个二维的目标参数对 $\{\hat{r}_i, \hat{v}_i^{(1)}\}_{i=1}^I$ 和 $\{\hat{\theta}_i, \hat{v}_i^{(2)}\}_{i=1}^I$ ，最后在速度维将 $\{\hat{v}_i^{(1)}\}_{i=1}^I$ 和 $\{\hat{v}_i^{(2)}\}_{i=1}^I$ 按照马氏距离最小的配对原则（即第 i 个 $\hat{v}_i^{(1)}$ 应该与第 $k = \arg \min_{i \in \{1, 2, \dots, I\}} (\hat{v}_i^{(1)} - \hat{v}_i^{(2)})^2$ 个 $\hat{v}_i^{(2)}$ 是同一个目标），完成三维目标参数的配对，得到目标参数对 $\{\hat{r}_i, \hat{\theta}_i, \hat{v}_i\}_{i=1}^I$ ，其 \hat{v}_i 为配对成功两个速度的平均值。

可以看出，本文是利用2D-MUSIC来估计两个二维数字频率对，然后在速度维对目标参数进行配对。因此，该验证算法可被称为基于单比特2D-MUSIC的速度维配对算法。由以上的讨论可知，该算法最多可以同时估计 M_r^2 个目标，目标各维度的参数分辨率受 M_r 控制。滑窗 $M_r \leq M$ ，同一个 b_i 或 g_i 或 h_i 上的目标个数应均小于或等于 M_r 。算法的计算复杂度由 M_r^2 维矩阵的特征值分解和二维的谱峰搜索决定。

4.2 验证结果

在本节中，我们设置验证算法的参数 $M_r = 8$ ，

接收阵元个数为16, 目标个数及其参数对与3.3节的保持一致, 并设置两个目标的SNR相等。接下来, 我们首先绘制当SNR为-10 dB时的慢时间-快时间维和空间-慢时间维的二维MUSIC伪谱图, 伪谱的幅度以dB的形式呈现, 最亮处表示0 dB, 如图12所示。然后, 利用4.1节的验证算法估计目标参数, 并计算其均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE), 绘制成如图13所示的曲线。距离估计的RMSE为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{L_s I} \sum_{k=1}^{L_s} \sum_{i=1}^I (\hat{r}_i^{(k)} - r_i)^2} \quad (32)$$

其中, L_s 为蒙特卡罗仿真的次数, 本文设置为1000, $\hat{r}_i^{(k)}$ 为第 k 次仿真的距离估计值。速度或角度估计的RMSE可用估计值和真值分别替代式(32)中的 $\hat{r}_i^{(k)}$ 和 r_i 得到。

从图12可以清晰看出两个目标, 表明本文提出的单比特二维MUSIC可以用于估计二维频率对 $\{h_i, b_i\}_{i=1}^I$ 和 $\{g_i, h_i\}_{i=1}^I$ 。从图中可以搜索出 h - b 维的两个目标分别为(1.5629, 2.3303)和(2.5064, 1.3994), g - h 维的两个目标分别为(0.6573, 1.5755)和(-0.7453, 2.5064)。根据式(4)和提出的验证算法的配对原则, 可以得到估计的两个目标参数对分别为(22.1975 m, 7.9780 m/s, -19.6919°)和(37.0404 m, 4.9950 m/s, 8.4254°), 该结果与真实的目标参数对十分接近, 这表明了提出的SMAR获取目标原理上的正确性。

图13中SMAR与SLAR估计的RMSE曲线几乎完全重合, 与3.3.1节中SMAR与SLAR估计的CRB曲线几乎完全重合的结果一致。这进一步从数值上验证了复用技术的引入, 对探测精度的影响较小。此外, 随着SNR升高, 其目标参数估计的RMSE逐

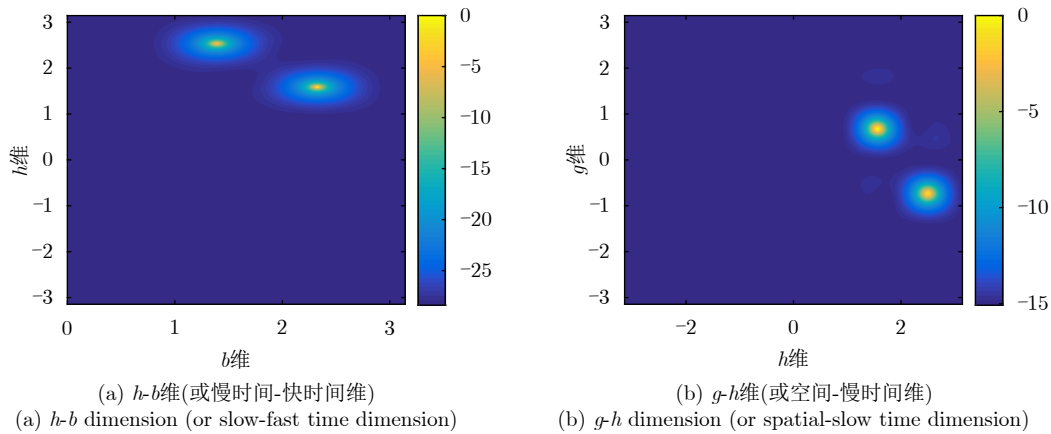


图12 归一化2D-MUSIC伪谱俯视图

Fig. 12 Normalized 2D-MUSIC pseudospectral top view

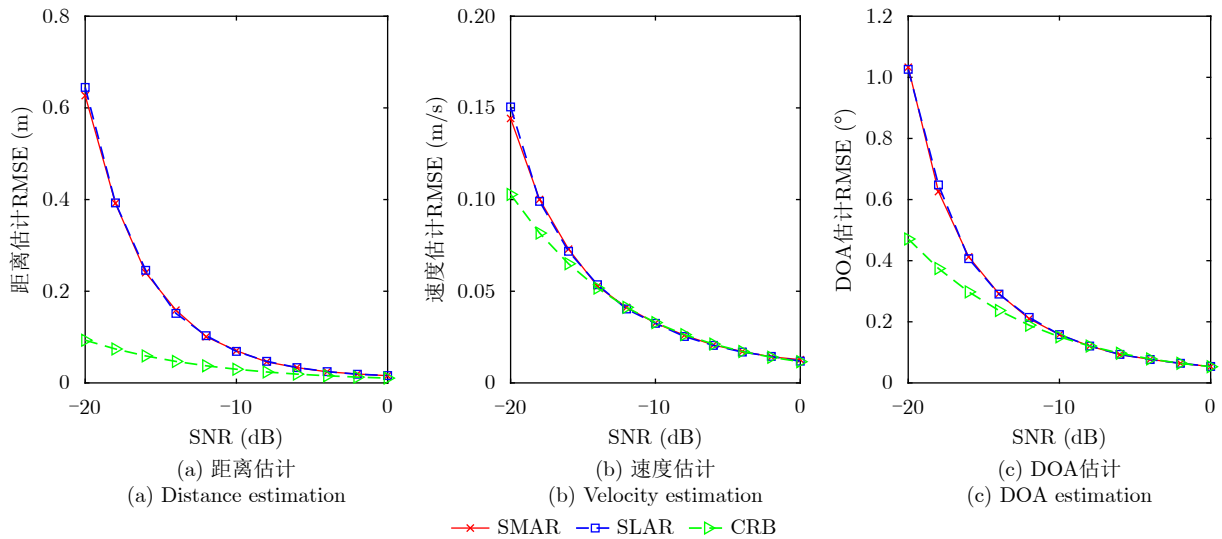


图13 提出算法的估计性能

Fig. 13 The estimation performance of the proposed algorithm

渐逼近CRB曲线,特别是速度维和角度维的估计在SNR大于-10 dB时,和CRB曲线几乎完全重合。这也从数值仿真上验证了第3节中理论推导及其基于CRB分析的可靠性。

5 结语

本文面向低成本轻量级雷达的应用需求,提出了一种SMA雷达信号收发框架。通过对该框架工作原理、应用方式及其资源配置特点的阐述,分析了其低成本、轻量化和高性能目标探测的优势。利用CRB工具,验证了SMA在目标(特别是微弱目标或SNR小于0 dB的目标)参数估计方面的优势,并指出了其稳定工作的SNR应小于0 dB。最后,通过提出一种适用于该框架的目标参数估计算法,并利用数值仿真,验证了该框架目标获取原理的正确性,以及性能分析的可靠性。

尽管框架稳定工作的条件,会降低雷达系统的普适性和通用性,但其低成本、轻量化的特点,以及在相同代价下可获得相比传统雷达更好的探测性能,使得该框架特别适合于小载荷无人机雷达对微小目标探测之类的特殊场景。具体应用例如巡飞弹弹载雷达对炮弹、火箭弹等微小目标的探测。此外,在实际应用中,通过控制雷达作用在不同距离处的发射功率,使其工作在目标SNR小于0 dB的范围内,这对于降低系统能耗具有积极的意义。该特性也进一步表明了SMA在低成本轻量级雷达中的应用潜力。

由于篇幅限制,本文未对目标参数快速估计,以及如何协同控制SMA雷达发射功率等问题进行更深入的阐述,未来的研究工作将聚焦在这些科学问题上。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参考文献

- [1] LIANG Junli, ZHANG Xuan, SO H C, *et al.* Sparse array beam pattern synthesis via alternating direction method of multipliers[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(5): 2333–2345. doi: [10.1109/TAP.2018.2811778](https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2811778).
- [2] WANG Xiangrong, ABOUTANIOS E, and AMIN M G. Thinned array beam pattern synthesis by iterative soft-thresholding-based optimization algorithms[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(12): 6102–6113. doi: [10.1109/TAP.2014.2364048](https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2364048).
- [3] CHEN Kesong, YUN Xiaohua, HE Zishu, *et al.* Synthesis of sparse planar arrays using modified real genetic algorithm[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(4): 1067–1073. doi: [10.1109/TAP.2007.893375](https://doi.org/10.1109/TAP.2007.893375).
- [4] FENG Lifang, CUI Guolong, YU Xianxiang, *et al.* Beam pattern synthesis via the constrained subarray layout optimization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(1): 182–194. doi: [10.1109/TAP.2020.3008652](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3008652).
- [5] ZHANG Ruoyu, SHIM B, and WU Wen. Direction-of-arrival estimation for large antenna arrays with hybrid analog and digital architectures[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 72–88. doi: [10.1109/TSP.2021.3119768](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3119768).
- [6] QIN Si, ZHANG Y D, and AMIN M G, *et al.* Generalized coprime array configurations for direction-of-arrival estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(6): 1377–1390. doi: [10.1109/TSP.2015.2393838](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2393838).
- [7] PAL P and VAIDYANATHAN P P. Nested arrays: A novel approach to array processing with enhanced degrees of freedom[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(8): 4167–4181. doi: [10.1109/TSP.2010.2049264](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2049264).
- [8] BARAL A B and TORLAK M. Joint Doppler frequency and direction of arrival estimation for TDM MIMO automotive radars[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(4): 980–995. doi: [10.1109/JSTSP.2021.3073572](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2021.3073572).
- [9] HU Xueyao, LI Yang, LU Man, *et al.* A multi-carrier-frequency random-transmission chirp sequence for TDM MIMO automotive radar[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(4): 3672–3685. doi: [10.1109/TVT.2019.2900357](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2900357).
- [10] HONG Lang and HONG S. Systems and methods for virtual aperture radar tracking[P]. US, EP3746809A4, 2021.
- [11] LEE M S and KIM Y H. Design and performance of a 24-GHz switch-antenna array FMCW radar system for automotive applications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(5): 2290–2297. doi: [10.1109/TVT.2010.2045665](https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2045665).
- [12] FANG Jun, LIU Yumeng, LI Hongbin, *et al.* One-bit quantizer design for multisensor GLRT fusion[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(3): 257–260. doi: [10.1109/LSP.2013.2243144](https://doi.org/10.1109/LSP.2013.2243144).
- [13] 黄广佳, 程旭, 饶彬, 等. 基于广义Rao检验的单/多比特MIMO雷达运动目标检测方法[J/OL]. 系统工程与电子技术, 1–12. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20230201.1510.001.html>, 2023.
HUANG Guangjia, CHENG Xu, RAO Bin, *et al.* One/multi-bit MIMO radar detection of a moving target

- based on generalized Rao test[J/OL]. *Systems Engineering and Electronics*, 1–12. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20230201.1510.001.html>, 2023.
- [14] CHENG Xu, CIUNZO D, ROSSI P S, *et al.* Multi-bit & sequential decentralized detection of a noncooperative moving target through a generalized Rao test[J]. *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, 2021, 7: 740–753. doi: [10.1109/TSIPN.2021.3126930](https://doi.org/10.1109/TSIPN.2021.3126930).
- [15] CHENG Xu, CIUNZO D, and ROSSI P S. Multibit decentralized detection through fusing smart and dumb sensors based on Rao test[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(2): 1391–1405. doi: [10.1109/TAES.2019.2936777](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2936777).
- [16] WANG Xueqian, LI Gang, and VARSHNEY P K. Distributed detection of weak signals from one-bit measurements under observation model uncertainties[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(3): 415–419. doi: [10.1109/LSP.2019.2892196](https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2892196).
- [17] LI Chengxi, HE You, WANG Xueqian, *et al.* Distributed detection of sparse stochastic signals via fusion of 1-bit local likelihood ratios[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(12): 1738–1742. doi: [10.1109/LSP.2019.2945193](https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2945193).
- [18] LI Chengxi, LI Gang, and VARSHNEY P K. Distributed detection of sparse stochastic signals with 1-bit data in tree-structured sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 2963–2976. doi: [10.1109/TSP.2020.2988598](https://doi.org/10.1109/TSP.2020.2988598).
- [19] XIAO Yuhang, RAMÍREZ D, SCHREIER P J, *et al.* One-bit target detection in collocated MIMO radar and performance degradation analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(9): 9363–9374. doi: [10.1109/TVT.2022.3178285](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3178285).
- [20] REN Jiaying, ZHANG Tianyi, LI Jian, *et al.* Sinusoidal parameter estimation from signed measurements via majorization-minimization based RELAX[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(8): 2173–2186. doi: [10.1109/TSP.2019.2899804](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2899804).
- [21] STOICA P, SHANG Xiaolei, and CHENG Yuanbo. The Cramér-Rao bound for signal parameter estimation from quantized data [Lecture Notes][J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2022, 39(1): 118–125. doi: [10.1109/MSP.2021.3116532](https://doi.org/10.1109/MSP.2021.3116532).
- [22] FENG Lifang, HUANG Lei, LI Qiang, *et al.* An off-grid iterative reweighted approach to one-bit direction of arrival estimation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(6): 8134–8139. doi: [10.1109/TVT.2023.3239003](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3239003).
- [23] BAR-SHALOM O and WEISS A J. DOA estimation using one-bit quantized measurements[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, 38(3): 868–884. doi: [10.1109/TAES.2002.1039405](https://doi.org/10.1109/TAES.2002.1039405).
- [24] HUANG Xiaodong and LIAO Bin. One-bit MUSIC[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(7): 961–965. doi: [10.1109/LSP.2019.2913452](https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2913452).
- [25] CHEN Xinzhu, HUANG Lei, ZHOU Hanfei, *et al.* One-bit digital beamforming[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(1): 555–567. doi: [10.1109/TAES.2022.3181257](https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3181257).
- [26] FU Haoyu and CHI Yuejie. Quantized spectral compressed sensing: Cramer-Rao bounds and recovery algorithms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(12): 3268–3279. doi: [10.1109/TSP.2018.2827326](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2827326).
- [27] ZAYYANI H, HADDADI F, and KORKI M. Double detector for sparse signal detection from one-bit compressed sensing measurements[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2016, 23(11): 1637–1641. doi: [10.1109/LSP.2016.2613898](https://doi.org/10.1109/LSP.2016.2613898).
- [28] SHANG Xiaolei, LI Jian, and STOICA P. Weighted SPICE algorithms for range-Doppler imaging using one-bit automotive radar[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(4): 1041–1054. doi: [10.1109/JSTSP.2021.3071601](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2021.3071601).
- [29] ZAHABI S J, NAGHSH M M, MODARRES-HASHEMI M, *et al.* One-bit compressive radar sensing in the presence of clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(1): 167–185. doi: [10.1109/TAES.2019.2916532](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2916532).
- [30] ZHANG Rong, LI Changheng, LI Jian, *et al.* Range estimation and range-Doppler imaging using signed measurements in LFM CW radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(6): 3531–3550. doi: [10.1109/TAES.2019.2907395](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2907395).
- [31] JIN Benzhou, ZHU Jiang, WU Qihui, *et al.* One-bit LFM CW radar: Spectrum analysis and target detection[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(4): 2732–2750. doi: [10.1109/TAES.2020.2978374](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.2978374).
- [32] AMERI A, BOSE A, LI Jian, *et al.* One-bit radar processing with time-varying sampling thresholds[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(20): 5297–5308. doi: [10.1109/TSP.2019.2939086](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2939086).
- [33] XI Feng, XIANG Yijian, ZHANG Zhen, *et al.* Joint angle and Doppler frequency estimation for MIMO radar with one-bit sampling: A maximum likelihood-based method[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(6): 4734–4748. doi: [10.1109/TAES.2020.3000841](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3000841).
- [34] CHENG Ziyang, HE Zishu, and LIAO Bin. Target detection performance of collocated MIMO radar with one-bit ADCs[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(12): 1832–1836. doi: [10.1109/LSP.2019.2951496](https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2951496).
- [35] XI Feng, XIANG Yijian, CHEN Shengyao, *et al.* Gridless parameter estimation for one-bit MIMO radar with time-

- varying thresholds[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 1048–1063. doi: [10.1109/TSP.2020.2970343](https://doi.org/10.1109/TSP.2020.2970343).
- [36] LIU Bingfan, CHEN Baixiao, and YANG Minglei. Parameter estimation and CRB analysis of 1-bit colocated MIMO radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2021, 15(6): 592–604. doi: [10.1049/rsn2.12076](https://doi.org/10.1049/rsn2.12076).
- [37] 张国鑫, 易伟, 孔令讲. 基于1比特量化的大规模MIMO雷达系统直接定位算法[J]. 雷达学报, 2021, 10(6): 970–981. doi: [10.12000/JR21062](https://doi.org/10.12000/JR21062).
ZHANG Guoxin, YI Wei, and KONG Lingjiang. Direct position determination for massive MIMO system with one-bit quantization[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(6): 970–981. doi: [10.12000/JR21062](https://doi.org/10.12000/JR21062).
- [38] 王峥. 单比特压缩感知雷达成像关键技术的研究[D]. [博士学位文], 中国科学技术大学, 2021. doi: [10.27517/d.cnki.gzkju.2021.000615](https://doi.org/10.27517/d.cnki.gzkju.2021.000615).
WANG Zheng. One-bit compressed sensing radar imaging research on key technologies[D]. [Ph.D. dissertation], University of Science and Technology of China, 2021. doi: [10.27517/d.cnki.gzkju.2021.000615](https://doi.org/10.27517/d.cnki.gzkju.2021.000615).
- [39] 赵博, 黄磊, 周汉飞, 等. 基于单频时变阈值的1-bit SAR成像方法研究[J]. 雷达学报, 2018, 7(4): 446–454. doi: [10.12000/JR18036](https://doi.org/10.12000/JR18036).
ZHAO Bo, HUANG Lei, ZHOU Hanfei, *et al.* 1-bit SAR imaging method based on single-frequency time-varying threshold[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(4): 446–454. doi: [10.12000/JR18036](https://doi.org/10.12000/JR18036).
- [40] ZHAO Bo, HUANG Lei, and BAO Weimin. One-bit SAR imaging based on single-frequency thresholds[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2019, 57(9): 7017–7032. doi: [10.1109/TGRS.2019.2910284](https://doi.org/10.1109/TGRS.2019.2910284).
- [41] ZHAO Bo, HUANG Lei, LI Jian, *et al.* Deceptive SAR jamming based on 1-bit sampling and time-varying thresholds[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2018, 11(3): 939–950. doi: [10.1109/JSTARS.2018.2793247](https://doi.org/10.1109/JSTARS.2018.2793247).
- [42] VAN VLECK J H and MIDDLETON D. The spectrum of clipped noise[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1966, 54(1): 2–19. doi: [10.1109/PROC.1966.4567](https://doi.org/10.1109/PROC.1966.4567).

作者简介

冯力方, 博士, 助理教授, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达系统。

黄磊, 博士, 教授, 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理。

周汉飞, 博士, 副研究员, 主要研究方向为雷达信号处理。

李强, 博士, 副教授, 主要研究方向为阵列信号处理。

刘仕奇, 博士, 副研究员, 主要研究方向为雷达信号处理。

张沛昌, 博士, 副教授, 主要研究方向为MIMO多天线系统、毫米波信号处理。

(责任编辑: 于青)