

毫米波大规模阵列的精确角度估计方法

尹 鹏^{1,2}, 刘德康^{3*}, 郑 晨⁴, 丁旭辉⁵, 范星宇², 郭兰图⁶

(1. 中国科学院大学网络空间安全学院, 北京 100085; 2. 军工保密资格审查认证中心, 北京 100089; 3. 北京航空航天大学无人系统研究院, 北京 100191; 4. 北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081; 5. 北京理工大学网络空间安全学院, 北京 100081; 6. 中国电子科技集团公司第二十二研究所, 山东青岛 266107)

摘 要: 波达角(Direction Of Arrival, DOA)高精度估计对于应用毫米波大规模阵列实现多用户高速通信意义重大. 针对宽带效应恶化接收信号质量、混合结构引起信号维度下降、多用户角度估计计算复杂度高等问题, 本文提出了一种基于宽带信号相位测量的高精度DOA估计方法. 首先, 建立了基于混合结构的毫米波大规模阵列系统模型和宽带接收信号模型, 论证了宽带效应的影响. 其次, 推导了DOA估计的克拉美-罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB), 并基于最小化CRLB提出了一种满足恒模约束的最优模拟矩阵设计方法. 随后, 针对单用户场景, 提出了一种基于相位测量的无网格渐进CRLB高精度DOA估计方法. 最后, 针对多用户场景, 提出了利用期望最大化(expectation Maximization, EM)方法的迭代DOA估计算法, 避免了联合估计导致的维度灾难, 降低了计算复杂度. 仿真结果显示, 在信噪比超过5 dB时, 所提单用户、多用户估计算法能够渐进达到CRLB, DOA估计性能超越传统估计方法, 验证了本文所提算法的有效性, 避免了宽带效应和信号降维的影响.

关键词: 毫米波通信; 大规模阵列; 波达角估计; 信道估计; 阵列信号处理; 混合阵列结构

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2025)05-1423-13

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20240661

An Accurate DOA Estimation Method for mmWave Large-Scale Antenna Arrays

YIN Peng^{1,2}, LIU De-kang^{3*}, ZHENG Chen⁴, DING Xu-hui⁵, FAN Xing-yu², GUO Lan-tu⁶

(1. School of Cyber Security, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100085, China; 2. Defence Industry Secrecy Examination and Certification Center, Beijing 100089, China; 3. Institute of Unmanned System, Beihang University, Beijing 100191, China; 4. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China; 5. School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China; 6. The 22nd Research Institute of China Electronic Technology Group Corporation, Qingdao, Shandong 266107, China)

Abstract: High-precision direction of arrival (DOA) estimation is of great significance for multi-user high-speed communication using millimeter-wave large-scale arrays. To deal with the issues of degraded received signal quality due to wideband effects, reduced signal dimension caused by hybrid structures, and high computational complexity required in multi-user angle estimation, this paper proposes a high-precision DOA estimation method based on wideband signal phase measurement. Firstly, this paper establishes a system model and wideband received signal model for millimeter-wave large-scale arrays with a hybrid structure, and demonstrates the impact of wideband effects. Secondly, this paper derives the Cramer-Rao lower bound (CRLB) for DOA estimation and proposes an optimal training sequence design method that satisfies constant modulus constraints by minimizing CRLB. Subsequently, for single-user scenarios, this paper proposes a gridless high-precision DOA estimation method based on phase measurement reaching CRLB progressively. For multi-user scenarios, an iterative DOA estimation algorithm using the expectation maximization (EM) method is proposed on the basis of single-user DOA estimation to avoid dimension disaster caused by joint estimation and reduce computational complexity. Simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm. When the signal-to-noise ratio (SNR) exceeds 5 dB, the single-user and multi-user estimation algorithms proposed in this paper can progressively achieve CRLB, and the DOA esti-

mation performance surpasses traditional estimation methods, avoiding the impact of wideband effects and signal dimension reduction.

Key words: millimeter-wave communications; large-scale arrays; direction of arrival estimation; channel estimation; array signal processing; hybrid array structure

1 引言

大规模阵列具有极高的阵列增益,是未来无线通信的核心技术,已经广泛应用于5G通信、卫星通信等领域^[1-3].毫米波频段波长短、带宽大、天线尺寸小,适合大规模天线阵列系统应用.同时,毫米波频段信号散射效应弱,有利于同时支持多个空间分散的用户^[4,5].为了获取毫米波大规模阵列的高增益、大带宽、多用户优势,高精度波达角(Direction of Arrival, DOA)估计是其中的关键.然而,毫米波大规模阵列DOA估计面临以下难题:(1)由于毫米波通信频段宽,大规模天线阵列存在宽带效应,导致宽带接收信号性能恶化,难以实现高精度DOA估计;(2)大规模阵列普遍采用混合结构将多个天线信号合并为一路信号,导致信号维度下降,造成信息量损失,降低DOA估计精度.

关于高精度DOA估计已经有大量经典估计方法^[6,7],例如最大似然估计方法、最大后验估计方法、MUSIC方法、ESPRIT方法^[8]、基于原子范数的估计方法^[6,9]等.传统的估计方法主要面向均匀线阵模型,基于窄带信号假设,采用全数字阵列结构.然而,毫米波大规模阵列规模增大、信号带宽增加、宽带效应增强,导致多用户DOA估计复杂度提高,传统DOA估计方法存在性能损失^[10,11].

为提高大规模阵列的DOA估计性能,现有研究集中在特殊阵列结构和空域稀疏性两方面.其中,特殊阵列结构主要指稀疏阵列结构,例如嵌套阵列^[12]、随机阵列和互质阵列^[13,14]等.文献[12]通过组合两组或多组均匀线阵,利用 N 个天线实现 N^2 个自由度,提高估计精度.文献[13]采用互质阵列结构,利用离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)矩阵扩展了阵列等效尺寸,降低DOA估计复杂度.然而,利用特殊阵列结构虽然减少了天线数量,降低了角度估计的复杂度,但同时也降低了阵列增益.针对混合阵列结构,利用空域稀疏特性可进一步降低计算复杂度^[15,16].文献[17]利用高斯混合分布建模接收信号,通过求解互信息最大化问题,得到适合DOA估计的混合结构,改善信号降维导致的DOA估计性能损失.文献[18,19]利用开关阵列结构,通过分时切换天线通断,以增加时间为代价,解决信号降维问题,难以适应宽带通信场景.毫米波大规模阵列系统通常为每个用户分配指向性的射频链路,导致观测矩阵难以满足随机性要求,造成压缩感知方法性能损失.文献[20]通过交替下降算法构造了无网格估计方法,实现高精度DOA估计.文献[21]则通过

稀疏贝叶斯学习方法,实现无网格DOA估计.利用大规模阵列的空域稀疏特性进行快速估计,利用无网格方法发挥高增益、高信噪比优势,进而实现高精度估计,具有研究意义.然而,这些研究大多仍采用窄带假设,忽略了大规模阵列特有的宽带效应,没有考虑其对DOA估计性能的影响,难以直接应用于宽带通信系统,还需要进一步开展针对性研究.

针对大规模阵列的宽带效应问题,文献[11]基于OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号开展了角度-时间联合估计研究,证明了宽带效应对于估计性能的影响,并针对DOA估计和延迟估计问题设计了上下行链路信道估计策略,其从频率域角度开展信号处理方法研究具有借鉴意义.文献[22]以全数字阵列为背景开展了角度辅助的信道估计研究,利用波束凝视降低宽带阵列影响,通过无网格稀疏贝叶斯学习方法实现了连续角度-时间估计.文献[23]面向全数字宽带阵列结构,提出利用信号相位实现空时二维估计,并利用压缩感知方式降低估计复杂度,其关注的信号相位与时间-角度的关系具有启发意义.文献[24]提出利用延迟线实现混合结构,解决天线之间信号相关性降低的问题.文献[25]针对大规模混合阵列结构,以信道增益为目标,研究了模拟矩阵设计问题,提出了模拟-数字两阶段波束合并方法,该方法直接着眼于信道容量,规避了宽带效应的影响.针对大规模阵列DOA估计中的宽带效应问题,现有研究主要集中于全数字阵列结构,对于混合结构关注较少.混合结构采用的模拟矩阵设计方法主要集中在信道增益最大化、信道容量最大化方向,直接从DOA估计性能出发来设计模拟矩阵的方法尚有待深入研究.

针对以上问题,为了提升毫米波大规模阵列DOA估计精度,本文提出了一种基于宽带信号相位测量的高精度DOA估计方法.首先,建立了毫米波大规模阵列的混合结构系统模型和宽带接收信号模型,分析了由于信号带宽增加导致的宽带效应影响;其次,针对宽带效应问题,推导了DOA估计的克拉美-罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB),并通过优化CRLB提出一种满足恒包络约束的最优模拟矩阵设计方法;随后,针对单用户场景,提出了基于信号相位测量的高精度DOA估计算法,能够渐进达到CRLB.在单用户高精度角度估计基础上,利用迭代期望最大化(expectation Maximization, EM)算法,开展多用户DOA估计,将多维联合估计问题简化为多个一维估计,降低了计算复杂

度;最后,通过仿真验证本文所提算法的有效性,DOA 估计精度超过了传统的估计方法.

2 系统结构与信号模型

2.1 系统结构

考虑一个装备 M 根天线的毫米波宽带大规模阵列系统,使用训练序列进行 DOA 估计. 包含 I 个训练符号的训练序列 $x(t)$ 表示为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{I-1} x_i \cdot p(t - iT_f) \quad (1)$$

其中, $x_i = \rho_i e^{j\theta_i}$ 代表第 i 个训练符号,对于恒包络调制 $\rho_i = 1$, θ_i 代表信号的相位; $p(t)$ 代表成型脉冲,可以选择升余弦脉冲或高斯脉冲等,这里采用 $\text{sinc}(t)$ 函数作为成型脉冲;每个符号的持续时间为 T_f . $x(t)$ 的傅里叶变换 $X(f)$ 可以表示为

$$X(f) = \sum_{i=0}^{I-1} x_i \cdot P(f) e^{j2\pi f(iT_f)} \quad (2)$$

其中, $P(f)$ 代表成型脉冲 $p(t)$ 对应的傅里叶变换. 考虑毫米波信道响应 $h(t)$, 接收信号可以表示为

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (3)$$

由于毫米波频段的反射、散射效应比较弱,因此,本文主要考虑信号的直射路径,忽略多径效应的影响. 为了降低硬件成本,系统采用混合结构,通过移相矩阵将多天线上的接收信号进行合并,每组移相器阵列合并后的信号对应一个射频链路,如图 1 所示.

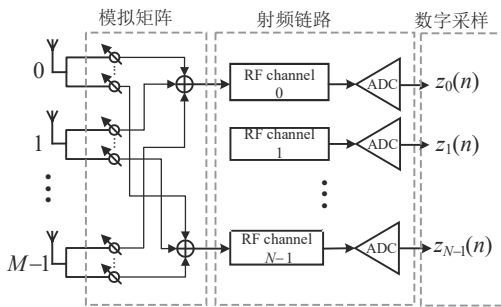


图 1 大规模阵列混合结构示意图

记第 m 个天线接收信号为 $y_m(t)$, 信号入射角 θ , 天线阵元间隔 d , 信号中心频点 f_c . 此时, $y_m(t)$ 表达为如下形式:

$$y_m(t) = y\left(t - \frac{md \sin \theta}{C}\right) \times e^{j2\pi f_c \frac{md \sin \theta}{C}} + w_m(t) \quad (4)$$

其中, $y\left(t - \frac{md \sin \theta}{C}\right)$ 代表第 m 根天线上接收到的基带信号; $e^{j2\pi f_c \frac{md \sin \theta}{C}}$ 代表中心频点 f_c 引入的附加相位; $w_m(t)$ 代表第 m 根天线接收的噪声. 第 m 根天线接收信号的频域形式表达为

$$Y_m(f) = Y(f) e^{j2\pi(f+f_c) \frac{md \sin \theta}{C}} + W_m(f) \quad (5)$$

将信号 $Y_m(f)$ 的频谱离散化为 K 个频点 $\{f_0, f_1, \dots, f_{K-1}\}$, 可以得到 $Y_{m,k} = Y_m(f_k)$, 将接收信号重新写成如下矩阵形式:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{0,0} & \dots & Y_{0,K-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{M-1,0} & \dots & Y_{M-1,K-1} \end{bmatrix} = A(\theta) H X + W \quad (6)$$

其中, 矩阵 Y 的第 m 行、第 k 列元素代表阵列中第 m 根天线接收信号中的第 k 个频率分量, 矩阵 $A(\theta)$ 中的第 m 行、第 k 列元素代表 $Y_m(f_k)$ 对应的阵列流形 $e^{j2\pi(f_k+f_c) \frac{md \sin \theta}{C}}$. 对于混合阵列结构而言, M 根天线接收到的信号经过模拟矩阵 G_A 合并为 N 个信号. 于是, 接收信号 Z 可以写成以下形式:

$$Z = G_A A(\theta) H X + W \quad (7)$$

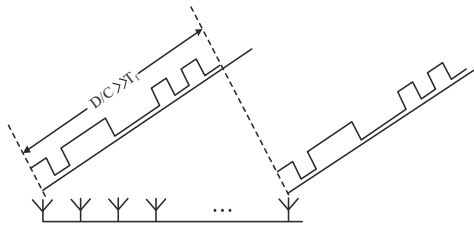
其中, $G_A \in C^{(N \times M)}$ 代表混合结构中的移相器矩阵, 每个元素具有恒定的模值, $H_k = H(f_k)$, $X_k = X(f_k)$, $HX = \text{diag}[H_0 X_0, H_1 X_1, \dots, H_{K-1} X_{K-1}]$ 代表信道和信号的离散化频率响应. 对于窄带阵列, G_A 可以选取 DFT 矩阵的某个子矩阵, 形成若干个指向用户的波束. 然而, 对于宽带通信, 直接采用 DFT 矩阵会导致频率选择性衰落, 影响角度估计性能, 下面对此进行详细分析.

2.2 大规模阵列宽带效应

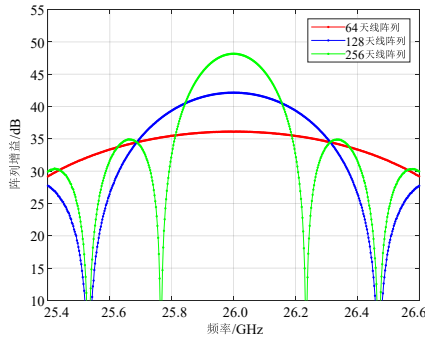
以 5G 毫米波规划中的 N258 频段为例, 考虑载波频率 $f_c = 26$ GHz, 对应波长 $\lambda = 11.5$ mm, 则天线的间隔为 $d = \lambda/2 = 5.75$ mm. 对于 $M = 64$ 的大规模天线阵列, 阵列尺寸 $D = 368$ mm. N258 频段信号带宽可达到 1.2 GHz, 于是有 $C/B = 250$ mm ≤ 368 mm. 此时, 传统的窄带阵列假设将不再适用. 从频率域考虑, 如果采用经典的 DFT 矩阵来设计移相器系数, 第 m 个天线对应的移相器系数为 $g_m = e^{-j2\pi f_c \frac{md \sin \theta}{C}}$, 经合并后的基带信号表达为

$$\begin{aligned} Z(f) &= \sum_m g_m \cdot Y_m(f) \\ &= Y(f) \left[\sum_m e^{j2\pi f \frac{md \sin \theta}{C}} \right] \\ &= Y(f) G(f, \theta) \end{aligned} \quad (8)$$

由于宽带信号频率范围较大, 求和项中 $2\pi f \frac{md \sin \theta}{C} \approx 0$ 不再成立, 阵列对于各信号频点具有不同增益, 形成频率选择性. 如图 2(a) 所示, 从时域角度看, 由于阵列的尺寸远大于单个符号在空间中的尺寸, 不同天线将接收不同的数据符号. 图 2(b) 展示了采用 DFT 模拟矩阵合并角度为 60° 的信号后的阵列频域增益. 在 1.2 GHz 带宽内, 64 天线阵列中不同频点的信号增益相差可达 7 dB, 256 天线阵列中若干频点存在超过 30 dB 的深度衰落.



(a) 大规模阵列接收信号示意图



(b) DFT矩阵频率响应

图2 宽带效应示意图

如果采用更高频段或更大带宽,宽带效应问题将更加突出.这是因为,对于大规模阵列系统而言,通常采用的基于DFT的模拟矩阵结构,其假设各个天线信号具有相干性,已经无法满足经典的角度估计方法面临性能损失,需要开展新的模拟矩阵设计方法和角度估计方法的研究.

本文后续以角度估计性能为目标,引入随机相位

$$\begin{aligned} I_{\text{Fisher}}(\theta) &= \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\theta)}{\partial \theta} \right]^H \mathbf{C}^{-1} \left[\frac{\partial \boldsymbol{\mu}(\theta)}{\partial \theta} \right] = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} \left[\frac{\partial Z_{n,k}(\theta)}{\partial \theta} \right]^H \left[\frac{\partial Z_{n,k}(\theta)}{\partial \theta} \right] = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} \left| \frac{\partial Z_{n,k}(\theta)}{\partial \theta} \right|^2 \\ &= \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} \left| \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\sum_m \mathbf{G}_A(n,m) H_k X_k e^{j2\pi(f_k+f_c) \frac{m d \sin \theta}{C}} \right] \right|^2 \\ &= \frac{(2\pi)^2}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} (f_k+f_c)^2 |H_k X_k|^2 \left(\frac{d \cos(\theta)}{C} \right)^2 \left| \sum_m m \cdot \mathbf{G}_A(n,m) \cdot e^{j2\pi(f_k+f_c) \frac{m d \sin \theta}{C}} \right|^2 \\ &= \frac{(2\pi)^2}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} (f_c+f_k)^2 |H_k X_k|^2 \left(\frac{d \cos(\theta)}{C} \right)^2 |G_n(f_k, \theta)|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$G_n(f_k, \theta) = \sum_m m \cdot g_{n,m} \cdot e^{j2\pi(f_c+f_k) \left(m \frac{d \sin(\theta)}{C} \right)} \quad (13)$$

于是,角度估计的CRLB由Fisher信息直接给出:

$$\text{CRLB}(\theta) = 1/I_{\text{Fisher}}(\theta) \quad (14)$$

观察Fisher信息和CRLB可以发现,不同频点的信号功率具有不同的权重 $(f_k+f_c)^2$,这说明提高信号高频分量的功率有利于提高DOA估计精度.然而,根据前文对于DFT矩阵的分析可知,DFT矩阵的频率选择性

模拟矩阵,使得每一条射频链路均形成对整个角度空间的观测,避免了传统DFT矩阵由于空域选择性引起的信号空间维度下降、信息丢失问题.随后,通过优化CRLB的方法来设计更加合适的模拟矩阵,解决DFT矩阵对于先验角度信息的依赖问题,并据此研究高精度角度估计方法,提高角度估计性能.

3 角度估计方法

针对宽带效应问题,为了提高角度估计精度,首先推导角度估计的CRLB,并通过最小化CRLB设计适合角度估计的最优模拟矩阵.其次,基于既有的训练导频和模拟矩阵,针对单用户场景提出一种基于相位测量的高精度角度估计方法.随后,针对多用户场景,在单用户角度估计基础上,提出一种迭代EM估计方法,降低多用户联合估计的计算复杂度.

3.1 角度估计的CRLB推导

为了推导角度估计的CRLB,首先利用向量化方法,将式(7)变形得到:

$$\mathbf{z} = (\mathbf{G}_A \otimes (\mathbf{H}\mathbf{X})^T) \mathbf{a}(\theta) + \mathbf{w} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{z} = \text{vec}(\mathbf{Z})$, $\mathbf{a}(\theta) = \text{vec}(\mathbf{A}(\theta))$, $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{W})$. 由于假定噪声服从循环高斯分布,经过混合结构之后的信号仍服从分布 $\mathbf{z} \sim \text{CN}(\boldsymbol{\mu}(\theta), \mathbf{C})$, 其中:

$$\boldsymbol{\mu}(\theta) = (\mathbf{G}_A \otimes (\mathbf{H}\mathbf{X})^T) \mathbf{a}(\theta) \quad (10)$$

$$\mathbf{C} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (11)$$

利用接收信号的高斯分布特点,可以直接推导角度估计问题的Fisher信息如下:

问题会造成高频分量的深度衰落,不利于DOA估计,因此需要研究合适的模拟矩阵.

3.2 最优模拟矩阵设计

根据CRLB可知,角度估计精度与三个因素有关:训练序列的频域形式 X_k 、信号到达天线阵列的角度 θ ,以及移相器矩阵对合成信号的增益 $G_n(f_k, \theta)$.对于角度估计问题,基站通常缺乏用户角度的准确先验信息,模拟矩阵需要能够覆盖一定的角度空间.因此,假定训练序列 \mathbf{x} 已经确定,可以通过优化最恶劣情况的角度估计CRLB来设计最优模拟矩阵.于是,模拟矩阵设计问题

建模为如下极小极大问题:

$$\mathbf{G}_A^{\text{opt}} = \min_{\mathbf{G}_A} \max_{\theta} \text{CRLB}(\mathbf{G}_A, \theta) \quad (15)$$

由于移相器阵列只改变信号的相位,不改变信号的幅度,因此模拟矩阵 \mathbf{G}_A 中对应第 n 条射频链路、第 m 个天线的元素 $|\mathbf{G}_A(n, m)| = 1$. 增加恒包络约束后,构造如下优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{G}_A} \max_{\theta} \quad & \text{CRLB}(\mathbf{G}_A, \theta) \\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{G}_A(n, m)| = 1 \end{aligned} \quad (16)$$

将 $\text{CRLB}(\mathbf{G}_A, \theta)$ 替换为 Fisher 信息,并对 $I_{\text{Fisher}}(\mathbf{G}_A, \theta)$ 进行整理,得到 Fisher 信息的二次型表示:

$$\begin{aligned} I_{\text{Fisher}}(\mathbf{G}_A, \theta) &= \frac{(2\pi)^2}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} (f_c + f_k)^2 |H_k X_k|^2 \left(\frac{d \cos(\theta)}{C} \right)^2 \\ &\quad \cdot \left| \sum_m m \cdot \mathbf{g}_{n,m} \cdot e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d \sin(\theta)}{C} \right)} \right|^2 \\ &= \sum_n \left[\sum_k \alpha_k(\theta) \mathbf{g}_n^H \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^H \mathbf{g}_n \right] \\ &= \sum_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{B}(\theta) \mathbf{g}_n \\ &= \mathbf{g}^H \mathbf{C}(\theta) \mathbf{g} \end{aligned} \quad (17)$$

其中,矢量 $\mathbf{g}_n \in C^M$ 对应矩阵 \mathbf{G}_A 中的第 n 行,矢量 $\mathbf{g} \in C^{M \times N} = \text{vec}(\mathbf{G}_A^T) = [\mathbf{g}_1^T, \mathbf{g}_2^T, \dots, \mathbf{g}_N^T]^T$ 是优化变量,系数 $\alpha_k(\theta) = \frac{(2\pi)^2}{\sigma_n^2} (f_c + f_k)^2 |H_k X_k|^2 \left(\frac{d \cos(\theta)}{C} \right)^2$, 矢量 $\mathbf{b}_k \in C^M$ 的第 m 项 $\mathbf{b}_k(m) = (m) \cdot e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d \sin(\theta)}{C} \right)}$, 矩阵 $\mathbf{B}(\theta) = \sum_k \alpha_k(\theta) \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^H$, 矩阵 $\mathbf{C}(\theta) = \mathbf{B}(\theta) \otimes \mathbf{I}_N$. 原问题可以重写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{g}} \max_{\theta} \quad & -\mathbf{g}^H \mathbf{C}(\theta) \mathbf{g} \\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{g}_i| = 1 \end{aligned} \quad (18)$$

极小极大问题一般难以直接求解,利用文献[26]提出的近似算法,将 θ 的搜索空间离散化为 L 个互不重叠的角度 $\{\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{L-1}\}$, 并将原问题转化如下极小化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{g}} \quad & F_p(\mathbf{g}) \\ \text{s.t.} \quad & |\mathbf{g}_i| = 1 \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $F_p(\mathbf{g}) = -(1/p) \cdot \log \left[\sum_{l=0}^{L-1} \exp(-p \cdot \mathbf{g}^H \mathbf{C}(\theta_l) \mathbf{g}) \right]$, p 是预先确定的平滑参数. 由于 $F_p(\mathbf{g})$ 函数能够较好地逼近极大化问题 $\max_{\theta} -I_{\text{Fisher}}(\mathbf{G}_A, \theta)$, 并且具有良好的光滑性质,可以利用梯度下降求解.

梯度矢量如下所示:

$$\nabla_{\mathbf{g}} F_p(\mathbf{g}) = 2 \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\exp(-p \cdot \mathbf{g}^H \mathbf{C}(\theta_l) \mathbf{g})}{\sum_{j=0}^{L-1} \exp(-p \cdot \mathbf{g}^H \mathbf{C}(\theta_j) \mathbf{g})} \mathbf{C}(\theta_l) \mathbf{g} \quad (20)$$

对于恒模约束,可以通过取相位的方式实现. 于是,基于迭代梯度下降的恒模优化算法可以写成如下形式,其中的第 $n+1$ 次迭代包括

$$\tilde{\mathbf{g}}_{n+1} = x_n + \frac{1}{L} \nabla_{\mathbf{g}} F_p(\mathbf{g}_n) \quad (21)$$

$$\mathbf{g}_{n+1}(i) = \tilde{\mathbf{g}}_{n+1}(i) / |\tilde{\mathbf{g}}_{n+1}(i)| \quad (22)$$

3.3 模拟矩阵结构选择

模拟矩阵 \mathbf{G}_A 通常需要形成指向用户的波束,但由于在初始阶段缺少用户角度的先验信息,无法据此设计模拟矩阵. 因此,在初始阶段,本文提出利用随机相位矩阵实现初始角度估计,避免空间选择性.

图 3(a)对比了随机相位矩阵和 DFT 矩阵的角度估计性能. 其中,用户的角度分别为 -60° 、 -35° 、 3° 和 38° , 天线数量为 64, 系统采用 4 条射频链路,信号中心频点为 26 GHz, 带宽为 1.2 GHz. DFT 模拟矩阵根据用户的角度信息,形成 4 个指向用户的波束,并在对应的角度上具有明显的性能优势. 而在其他大部分范围内,随机相位矩阵具有更好的性能. 对于先验角度信息已知的情况,图 3(b)对比了前文提出的最优模拟矩阵和 DFT 模拟矩阵的频率域阵列增益,随着天线数量增加, DFT 模拟矩阵的频率选择性逐渐恶化. 本文所提出的模拟矩阵能够降低频率选择性衰落,提升高频信号增益,提高 DOA 估计性能.

随机相位矩阵仅能满足初始阶段角度估计,当系统测量用户角度后,模拟矩阵应形成波束持续覆盖目标用户,确保角度估计稳定可靠.

3.4 单用户角度估计

基于训练序列 \mathbf{x} 和模拟矩阵 \mathbf{G}_A , 本节提出一种利用信号相位估计的高精度角度估计方法. 回顾全数字阵列结构,由于 $\mathbf{G}_A = \mathbf{I}$, 可得到每个天线接收信号各个频率分量:

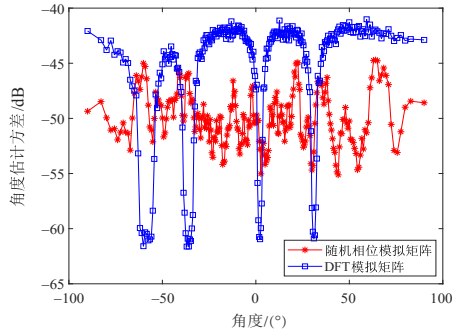
$$r_{m,k} = Y_{m,k}(\theta) = H_k X_k e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d \sin(\theta)}{C} \right)} + W_{m,k} \quad (23)$$

单用户角度估计问题可以表示为

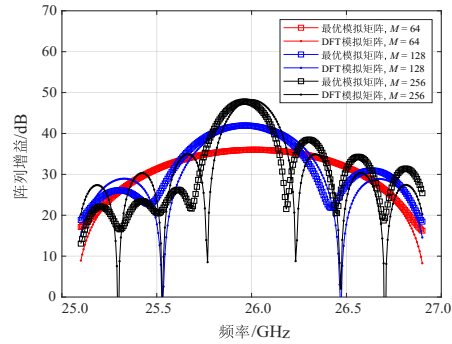
$$\hat{\theta} = \max_{\theta} P(\theta | \mathbf{r}) \quad (24)$$

用户角度 θ 位于正弦函数 $\sin(\cdot)$ 中,令 $\phi = \sin \theta$. 于是,通过估计信号的相位,可以间接估计 ϕ . 基于 $M \times K$ 个信号 $r_{m,k}$ 的相位估计,利用高信噪比下相位估计渐近服从高斯分布的特点,可以构造估计算法:

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{m,k} &= \angle r_{m,k} / \left(2\pi (f_c + f_k) m d / C \right), \\ \hat{\phi}^0 &= \sum_{n,m} \omega_{m,k} \hat{\phi}_{m,k} \end{aligned} \quad (25)$$



(a) DFT矩阵、随机相位矩阵估计性能对比



(b) DFT矩阵、最优模拟矩阵性能对比

图3 模拟矩阵性能对比示意图

由于 $\hat{\phi}_{m,k} \sim N(\phi, \sigma_{m,k}^2)$, 可以计算加权系数 $\omega_{m,k} = (1/\sigma_{m,k}^2) / \sum_{m,k} (1/\sigma_{m,k}^2)$. 其中, $\sigma_{m,k}^2$ 对应参数 ϕ 的 CRLB, 可以直接得到 $\sigma_{m,k}^2 = |H_k X_k (2\pi)(f_c + f_k) m d / C|^2 / (\sigma_n^2 C^2)$.

对于混合结构, 由于存在模拟矩阵 \mathbf{G}_A , 信号相位与用户角度不再是线性关系. 于是, 本文首先将角度空间离散化为 L 个互不重叠的角度 $\{\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{L-1}\}$, 利用最大似然方法得到初始角度估计 $\hat{\phi}^0 = \sin(\hat{\theta}^0)$, 随后利用相位方法和梯度下降方法进行精确的角度估计.

将经过模拟矩阵合并后的接收信号重写为如下形式:

$$s_{n,k}(\phi) = \sum_m g_{n,m} \cdot H_k X_k e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d\phi}{C}\right)} \quad (26)$$

通过线性化方法, 接收信号相位的可以表示为

$$\angle s_{n,k}(\phi + \Delta\phi) \approx \angle s_{n,k}(\phi) + \beta_{n,k}(\phi) \Delta\phi \quad (27)$$

根据相位求导的性质, 直接给出 $\beta_{n,k}(\phi)$ 的形式:

$$\beta_{n,k}(\phi) = \text{Im} \left[\frac{j2\pi(f_c + f_k) \frac{d}{C} \sum_m m \cdot g_{n,m} \cdot e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d\phi}{C}\right)}}{\sum_m g_{n,m} \cdot e^{j2\pi(f_c + f_k) \left(m \frac{d\phi}{C}\right)}} \right] \quad (28)$$

对于 $t=0$, 将最大似然估计结果 $\hat{\phi}^0$ 作为初始值, 对于 $t>0$, 利用相位估计的一阶近似可以直接得到:

$$\hat{\phi}_{n,k}^{t+1} = \hat{\phi}^t + \frac{1}{\beta_{n,k}(\hat{\phi}^t)} \left(\angle r_{n,k} - \angle s_{n,k}(\hat{\phi}^t) \right) \quad (29)$$

于是, 利用信号相位估计方法, 在一次迭代过程中能够得到 $N \times K$ 个估计结果. 这些估计结果均为用户角度 ϕ 的线性观测, 可以通过线性组合方式得到 $t+1$ 时刻的角度估计 $\hat{\phi}^{t+1}$:

$$\hat{\phi}^{t+1} = \sum_{n,k} \gamma_{n,k} \hat{\phi}_{n,k}^{t+1} \quad (30)$$

其中, 加权系数 $\gamma_{n,k} = (1/\sigma_{n,k}^2) / \sum_{n,k} (1/\sigma_{n,k}^2)$. 与全数字结构相似, 在高信噪比下, 相位估计服从渐进 CRLB 的高斯分布:

$$\hat{\phi}_{n,k} \sim N(\phi, \sigma_{n,k}^2),$$

$$\sigma_{n,k}^2 = \frac{(2\pi)^2}{\sigma_n^2} \sum_{n,k} (f_c + f_k)^2 |H_k X_k|^2 \left(\frac{d \cos(\theta)}{c} \right)^2 |G_n(f_k, \theta)|^2 \quad (31)$$

若系统具有用户角度先验信息, 并采用 DFT 矩阵形成指向用户的波束. 此时, 用户角度与接收信号相位线性相关, 估计问题可以进一步简化为线性估计问题. 此时, 移相器系数选取为 $g_{n,m} = e^{-j2\pi f_c (m d \phi_n / C)}$, ϕ_n 是第 n 个波束的指向角度. 合并后的接收信号可以写为

$$\begin{aligned} s_{n,k}(\phi) &= \sum_m g_{n,m} \cdot y_{m,k}(\phi) \\ &= H_k X_k \sum_m e^{j2\pi m \left(\frac{d}{C}\right) [(f_c + f_k)\phi - f_c \phi_n]} \\ &= H_k X_k \frac{\sin(M \Omega_{n,k})}{\sin(\Omega_{n,k})} e^{j(M-1)\Omega_{n,k}} \end{aligned} \quad (32)$$

其中, $\Omega_{n,k} = \pi \left(\frac{d}{C}\right) [(f_c + f_k)\phi - f_c \phi_n]$.

于是, 通过分别估计 $N \times K$ 个信号 $r_{n,k}$ 的相位, 可以得到用户角度 ϕ 的估计:

$$\hat{\phi} = \sum_{n,k} \epsilon_{n,k} \cdot \left[\frac{\angle r_{n,k}}{(M-1)(\pi d/C)} + f_c \phi_n \right] \left(\frac{1}{(f_c + f_k)} \right) \quad (33)$$

针对这个问题, 可以采用最小二乘 (Least Squares, LS)、线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) 和归一化 LS 等算法求解.

对于 $\phi_n \approx \phi$ 的情况下, 基于 LS 算法的加权系数表示为 $\epsilon_{n,k}^{LS} = 1/(N \times K)$.

考虑到各接收信号 $\angle r_{n,k}$ 的信噪比不同, 其加权系数应当进一步考虑信噪比因素, 于是基于 LMMSE 算法的加权系数表示如下:

$$\epsilon_{n,k}^{\text{LMMSE}} = \zeta \cdot |H_k X_k|^2 \left(\frac{\sin(M\Omega)}{\sin(\Omega)} \right)^2 \left(\frac{1}{(M-1)(\pi d/C)(f_c + f_k)} \right)^2 \quad (34)$$

对于 ϕ_n 与 ϕ 差异较大的情况下, 相位估计将存在若干个 2π 的差异, 导致估计性能下降. 因此, 本文提出归一化 LS 算法, 利用初始角度估计 $\hat{\phi}^0$, 计算 $s_{n,k}^*(\hat{\phi}^0)$, 并对接收信号 $r_{n,k}$ 的相位进行归一化处理, 以确保 $\angle r_{n,k} \cdot s_{n,k}^*(\hat{\phi}^0)$ 落入 $[-\pi, +\pi]$ 以内, 避免周期性相位模糊. 角度估计问题可以重新表示如下:

$$\hat{\phi} = \hat{\phi}^0 + \sum_{n,k} \epsilon_{n,k} \cdot \left[\frac{\angle r_{n,k} s_{n,k}^*(\hat{\phi}^0)}{(M-1)(\pi d/C)} + f_c \phi_n \right] \left(\frac{1}{(f_c + f_k)} \right) \quad (35)$$

3.5 基于 EM 方法的多用户角度估计

毫米波宽带大规模阵列可以同时服务多个用户, 因而需要同时估计多个用户的角度. 由于多维参数联合估计经常面临维度灾难问题, 为了降低计算复杂度, 本文提出利用 EM 方法实现多用户角度估计. 改写式(7), 包含 U 个用户的接收信号可以写成如下形式:

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^U \mathbf{G}_A \mathbf{A}(\theta_i) \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (36)$$

将接收信号拆分为 U 个用户信号的叠加, 所有用户采用相同的训练序列, 第 i 个用户发送的训练序列 $\mathbf{H} \mathbf{X}$ 经过对应的阵列流形 $\mathbf{A}(\theta_i)$ 作用后产生响应 \mathbf{Q}_i , 其矩阵形式和矢量形式如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_i &= \mathbf{G}_A \mathbf{A}(\theta_i) \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{W}_i \\ \mathbf{q}_i &= \mathbf{s}_i + \mathbf{w}_i \end{aligned} \quad (37)$$

其中, $\mathbf{q}_i = \text{vec}(\mathbf{Q}_i)$, $\mathbf{s}_i = \text{vec}(\mathbf{G}_A \mathbf{A}(\theta_i) \mathbf{H} \mathbf{X})$, $\mathbf{w}_i = \text{vec}(\mathbf{W}_i)$. 第 i 个用户对应的噪声 \mathbf{w}_i 服从相同的独立循环高斯分布, 其矢量形式 $\mathbf{w}_i \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \Sigma_i)$.

定义 $\mathbf{r} = \text{vec}(\mathbf{R}) = \sum_{i=1}^U \mathbf{q}_i$, $\mathbf{q} = [\mathbf{q}_1^T, \mathbf{q}_2^T, \dots, \mathbf{q}_U^T]^T$, $\mathbf{s} = [s_1^T, s_2^T, \dots, s_U^T]^T$, $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_U]^T$, $\boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}[\Sigma_1, \Sigma_2, \dots, \Sigma_U]$. 似然函数可以表示如下:

$$\begin{aligned} \ln(p_q(\mathbf{q}|\boldsymbol{\theta})) &= \text{Const} - \frac{1}{2} \left[\mathbf{q}^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{q} - 2\text{Re}(\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{q}) \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}) \right] \end{aligned} \quad (38)$$

第一步 E-step 根据似然函数, 计算条件期望:

$$U(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}') = E \left[\ln(p_q(\mathbf{q}|\boldsymbol{\theta})) | \mathbf{r}; \boldsymbol{\theta}' \right] \quad (39)$$

为计算 $U(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}')$ 的最大值, 省略与 $\boldsymbol{\theta}$ 无关的项, 只需要计算 $U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}')$:

$$\begin{aligned} U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}') &= \text{Re} \left(\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{E}[\mathbf{q} | \mathbf{r}; \boldsymbol{\theta}'] \right) \\ &\quad - \frac{1}{2} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}) \end{aligned} \quad (40)$$

推导 $E[\mathbf{q} | \mathbf{r}; \boldsymbol{\theta}']$ 的具体形式:

$$\mathbf{E}[\mathbf{q} | \mathbf{r}; \boldsymbol{\theta}'] = \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}') + \frac{1}{U} \left[\left(\mathbf{r} - \sum_i^U \mathbf{s}_i(\theta'_i) \right) \otimes \mathbf{1}_U \right] \quad (41)$$

其中, $\mathbf{1}_U = [1, 2, \dots, 1]^T \in R^U$. 代入 $E[\mathbf{q} | \mathbf{r}; \boldsymbol{\theta}']$ 后, $U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}')$ 可以表示如下:

$$\begin{aligned} U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}') &= \text{Re} \left\{ \frac{1}{2} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}) + \frac{1}{U} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[\left(\mathbf{r} - \sum_i^U \mathbf{s}_i(\theta'_i) \right) \otimes \mathbf{1}_U \right] \right\} \end{aligned} \quad (42)$$

第二步 M-step 求解最大化 $U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}')$ 问题:

$$\boldsymbol{\theta}^{t+1} = \max_{\boldsymbol{\theta}} U'(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\theta}') \quad (43)$$

观察式(42)可以发现, 由于协方差矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 具有对角性质, $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})$ 可以分解为 U 个二项式的求和:

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_i^U \left[\mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \mathbf{s}_i(\theta_i) \right] \quad (44)$$

同理, 式(42)中的第二项也可以作相似的分解:

$$\begin{aligned} \frac{1}{U} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})^H \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \left[\left(\mathbf{r} - \sum_i^U \mathbf{s}_i(\theta'_i) \right) \otimes \mathbf{1}_U \right] \\ = \frac{1}{U} \sum_i^U \left[\mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \left(\mathbf{r} - \sum_i^U \mathbf{s}_i(\theta'_i) \right) \right] \end{aligned} \quad (45)$$

因此, 对于第 i 个用户的角度 θ_i 可以单独估计, 而无需同时估计 U 个角度. 问题可进一步简化为

$$\theta_i^{t+1} = \max_{\theta_i} U''(\theta_i, \boldsymbol{\theta}') \quad (46)$$

其中,

$$\begin{aligned} U''(\theta_i, \boldsymbol{\theta}') &= \text{Re} \left\{ \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{U} \right) \mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \mathbf{s}_i(\theta_i) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{U} \mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \left(\mathbf{r} - \sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta'_j) \right) \right\} \end{aligned} \quad (47)$$

分析该优化问题可以发现, 其中第一项 $\mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \mathbf{s}_i(\theta_i)$ 对应信号 $\mathbf{s}_i(\theta_i)$ 的功率, 而当用户角度落在波束范围内后, 通常为恒定功率. 第二项 $\mathbf{s}_i^H(\theta_i) \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1} \left(\mathbf{r} - \sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta'_j) \right)$ 表明, 将接收信号 \mathbf{r} 剔除其他用户干扰信号 $\sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta'_j)$ 后, 再用于目标用户角度估计. 该问题可以转化为干扰抵消后的单用户角度估计问题. 于是, 用 $\mathbf{r}' = \mathbf{r} - \sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta'_j)$ 代替 \mathbf{r} , 并计算相位 $\angle \mathbf{r}'_{n,k}$, 可以利用前文提出的单用户角度估计方法进行求解. 基于 EM 方法, 多用户角度估计问题可以转化为如下形式的 U 个单用户角度估计问题:

$$\hat{\theta}_i^{t+1} = \max_{\theta_i} P \left(\theta_i \left| \mathbf{r} - \sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta_j^t) \right. \right) \quad (48)$$

对于 U 个用户角度估计问题, 每个用户的角度搜索空间包含 L 个离散角度, 单次搜索的计算复杂度为 V , 采用 EM 算法, 可以将传统的高维参数联合估计问题, 转换为解若干个一维角度估计, 计算复杂度从 $O(L^U V)$ 量级降低为 $O(ULV)$ 量级. 详细步骤如算法 1 所示.

算法 1 基于 EM 方法的多用户角度估计算法

输入: 接收信号 \mathbf{R} , 模拟矩阵 \mathbf{G}_A , 噪声协方差 Σ

输出: 用户角度估计 $\hat{\theta}$

步骤一: 初始化 $t=0$, 将用户 i 的角度空间离散化, 利用最大似然方法计算初始角度估计 $\hat{\theta}_i^0, i=1, 2, \dots, U$;

步骤二: 针对用户 i , 计算 $\mathbf{r}' = \mathbf{r} - \sum_{j \neq i}^U \mathbf{s}_j(\theta_j^t)$;

步骤三: 针对用户 i , 计算 \mathbf{r}' 的相位 $\angle \mathbf{r}'_{n,k}$;

步骤四: 针对用户 i , 利用式(28)~式(35), 计算 $\gamma_{n,k}$ 和 $\epsilon_{n,k}$, 并计算

$\hat{\theta}_i^{t+1} \rightarrow \hat{\theta}_i^t$;

步骤五: $t=t+1$, 重复步骤二, 直至收敛.

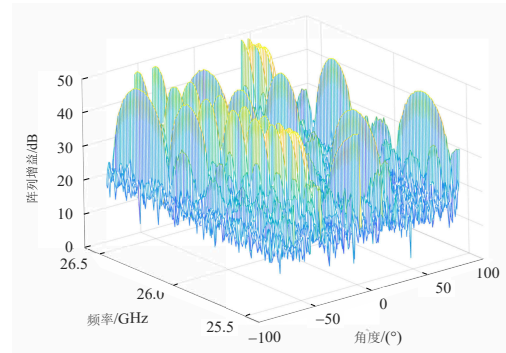
4 数值仿真

本节通过数值仿真验证所提算法的性能, 针对 5G 毫米波中的 N258 频段, 仿真参数选取如下: 载波频率 $f_c = 26$ GHz, 信号带宽为 120 MHz~1.2 GHz, 天线数量选取 $M=32, 64, 128$ 和 256, 阵列采用均匀线阵模型, 阵元间隔为 $\lambda/2$, 射频链路数量 $N=6$, 用户数量为 2、3 和 4. 首先, 针对单用户场景, 本节给出最优模拟矩阵性能仿真结果, 并与传统 DFT 矩阵、随机相位矩阵和文献[2]提出的基于特征值的模拟矩阵进行对比. 然后, 针对单用户场景, 给出本文提出的基于相位估计的高精度 DOA 估计算法、文献[11]的估计方法和经典最大似然估计(Maximum Likelihood Estimation, MLE)方法的性能对比仿真结果. 最后, 针对多用户场景, 仿真最优模拟矩阵、文献[25]提出模拟矩阵和 DFT 矩阵的角度估计性能.

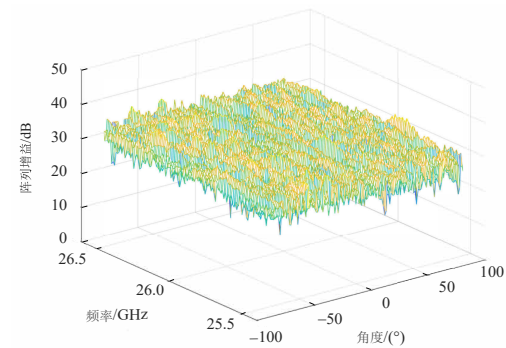
4.1 模拟矩阵性能对比

本节通过仿真验证随机相位矩阵相对于 DFT 矩阵的性能优势, 相比于 DFT 模拟矩阵, 随机相位矩阵在整个频率域、角度域中均具有可接受的性能增益. 图 4(a) 和图 4(b) 分别为 DFT 矩阵和随机相位矩阵的性能仿真结果. 其中, 天线数量为 64, 信号带宽为 25.4~26.6 GHz.

图 4(a) 显示, 基于 DFT 矩阵的阵列结构存在明显的角度选择性, 难以直接作为缺少先验信息情况下的模拟矩阵使用. 仿真表明, 受到宽带效应影响, DFT 矩阵的频率选择性衰落可达 30 dB.



(a) 基于 DFT 的模拟矩阵空频增益



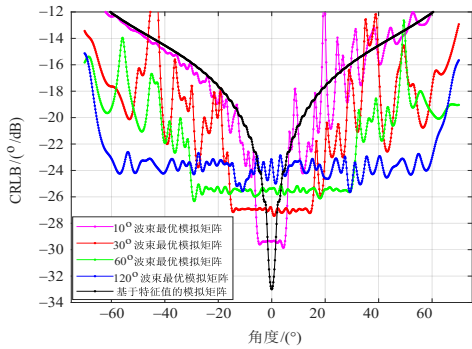
(b) 基于随机相位的模拟矩阵空频增益

图 4 设置天线数量为 64, 信号带宽 1.2 GHz, 对比采用不同矩阵作为移相器矩阵系数的空间、频率二维增益

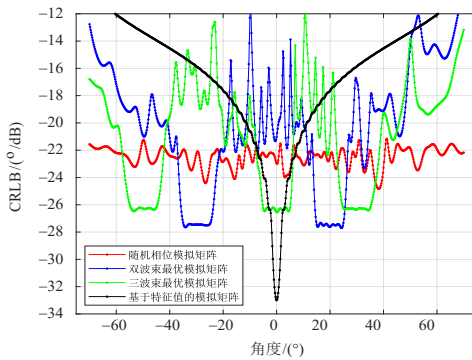
图 4(b) 表明, 随机相位矩阵对于宽带信号在整个角度空间上具有几乎相同的增益. 由于角度估计性能由各个频率分量加权决定, 因此随机相位矩阵具有更好的宽带适应性, 相比 DFT 矩阵频率选择性衰落仅为 10 dB, 避免了频率选择性导致的性能衰减. 而且, 随机相位矩阵的平均增益超过 DFT 矩阵 10 dB, 更加适合用户先验角度信息缺失的场景.

4.2 最优模拟矩阵性能仿真

图 5(a) 和图 5(b) 展示了本文提出的最优模拟矩阵的性能, 分别对比了最优模拟矩阵、文献[2]提出的基于特征值的模拟矩阵和随机相位模拟矩阵在角度估计上的性能, 重点分析在缺乏先验角度信息情况下的角度估计性能. 考虑到角度估计的 CRLB 与待估计角度真值 θ 有关, 这里分别针对无角度先验信息和部分角度先验信息两种情况开展仿真验证. 其中, 天线数量 $M=64$, 信号带宽为 25.4~26.6 GHz, 阵元间隔为 $\lambda/2$. 对于无角度先验信息的场景, 仿真对比了特征值的模拟矩阵和本文设计的 4 种模拟矩阵的角度估计 CRLB 性能. 对于具有部分角度先验信息的场景, 仿真对比了基于特征值的模拟矩阵、随机相位模拟矩阵和本文设计的 2 种最优模拟矩阵的角度估计 CRLB 性能.



(a) 无角度先验信息最优模拟矩阵性能



(b) 部分角度先验信息最优模拟矩阵性能

图 5 最优模拟矩阵性能

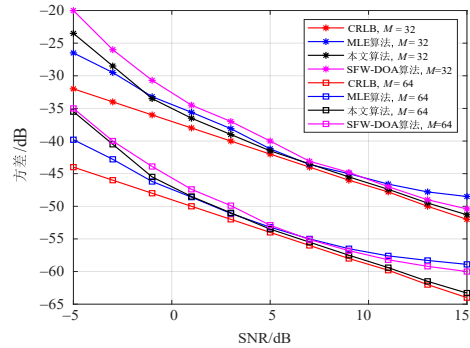
仿真图 5(a)展示了无先验信息下的多种模拟矩阵角度估计性能对比. 其中, 由于缺乏角度信息, 基于特征值的模拟矩阵具有明显的空间选择性, 在 0° 附近具有最好的角度估计精度. 但当目标角度偏离 0° , 基于特征值的模拟矩阵性能迅速恶化. 本文以极小极大方法设计了 4 种不同波束宽度的模拟矩阵, 波束宽带分别为 10° 、 30° 、 60° 和 120° . 针对缺乏先验角度信息的场景, 可以采用较大的波束宽度, 确保覆盖用户角度. 同时, 相比基于特征值的模拟矩阵的性能极限, 最优模拟矩阵设计方法即使在 120° 最宽情况下, 性能损失仅为 10 dB, 实际对应的角度估计精度高于 0.01° .

仿真图 5(b)展示了本文所提出的最优模拟矩阵设计方法在设计分裂波束情况下的优势. 对于具有部分角度先验信息的场景, 模拟矩阵需要覆盖某几个重点角度. 该设计方法能够在 一组移相器系数下形成 2~3 个波束, 仅利用一条射频链路, 同时覆盖 2~3 个目标角度. 仿真表明, 双波束最优模拟矩阵相比基于特征值的模拟矩阵, 仅有 6 dB 的性能损失. 波束最优模拟矩阵性能损失仅为 7 dB. 同时, 在波束覆盖范围内, 不同角度均具有几乎相同的估计性能, 这一点是基于特征值的模拟矩阵难以实现的. 其原因在于, 通过采用极大极小设计方法, 仅以某个特殊角度的轻微性能损失为代价, 扩

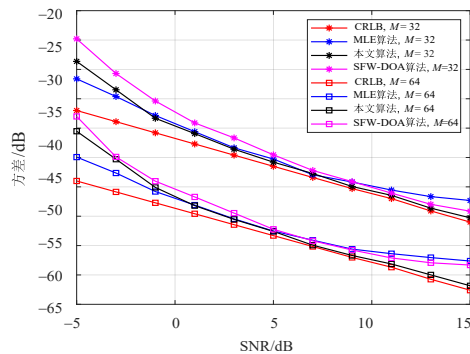
展了角度估计的适用范围, 提高了角度估计的平均性能水平.

4.3 单用户角度估计性能仿真

针对单用户角度估计问题, 本节在天线数量分别为 32 和 64 的两种阵列下仿真了本文所提角度估计方法、文献[11]提出的空频宽带效应 DOA 估计方法(Spatial and Frequency-Wideband DOA, SFW-DOA)和经典的 MLE 方法的性能. 其中, 天线阵元间隔为 0.5 倍波长, 用户入射角度为 60° , 信号中心频点为 26 GHz, 系统采用最优模拟矩阵. 图 6(a)和图 6(b)分别展示了窄带和宽带单用户角度估计性能, 窄带信号带宽为 120 MHz, 宽带信号带宽为 1.2 GHz. 仿真表明, 随着接收信号信噪比提高, 本文提出的基于信号相位的估计方法和 MLE 方法的估计性能均提高.



(a) 窄带单用户角度估计性能



(b) 宽带单用户角度估计性能

图 6 信号带宽分别为 120 MHz 和 1.2 GHz 的单用户角度估计性能

在较低的信噪比条件下 $SNR = -5$ dB, 基于相位估计的方法相比 MLE 方法, 性能损失 3 dB. 这是由于相位估计方法基于高信噪比下相位估计函数渐进服从高斯分布的假设. 在低信噪比下, 线性近似性能下降导致估计精度下降. 对于一般通信系统, 要求信噪比超过 5 dB, 基于相位估计的方法、SFW-DOA 方法与 MLE 方法性能基本相同. 随着信噪比提高, 基于相位估计的方

法能够以更快的速度逼近 CRLB, 相差仅 1 dB. 这是因为 MLE 方法受制于网格搜索的精度, 估计性能受限. 而且, 相比于 SFW-DOA 方法, 基于相位估计的方法能够更快逼近 CRLB. 这是因为 SFW-DOA 方法虽然采取了频率域处理方式, 但未考虑不同频点信噪比的加权因素, 在 64 天线阵列中性能损失可达 4 dB. 本文提出的基于相位的估计方法不受网格划分限制, 可以充分利用高信噪比优势. 对比图 6(a) 中窄带信号在 2 种天线数量下的性能差异可以发现, 2 种 CRLB 相差为 12 dB, 对应天线数量 2 倍的差距.

此外, 对比图 6(a) 和图 6(b) 可以得到信号带宽对于角度估计性能的影响. 相比于窄带情况, 宽带情况下 2 种天线数量对应的 CRLB 差异小于 12 dB. 当天线数量为 32 时, 宽带阵列与窄带阵列的性能一致, 此时宽带效应尚不明显, 且宽带信号中的高频信号分量有利于改善 DOA 估计精度. 而当天线数量为 64 时, 宽带信号的估计误差高于窄带信号约 2 dB. 这说明随着大规模阵列宽带效应逐渐明显, 各天线间相关性降低, 接收信号质量退化, 造成 DOA 估计精度降低.

4.4 多用户初始角度估计性能仿真

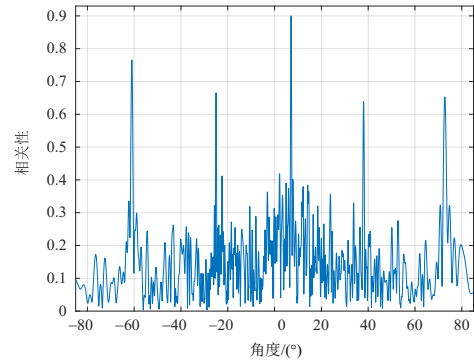
图 7(a) 和图 7(b) 展示了利用本文设计的最优模拟矩阵的多用户角度估计结果. 仿真中, 天线数量 $M=64$, 射频链路 $N=6$, 采用最优模拟矩阵设计方法, 设计波束宽度能够覆盖角度 $[-80^\circ, 80^\circ]$, 5 个用户的角度分别为 -61° 、 -25° 、 7° 、 38° 和 73° .

图 7(a) 表明, 尽管 5 个用户发送相同功率的相同训练序列信号, 对应不同角度的接收信号仍然具有一定正交性. 但由于观测降维, 信号之间存在相互干扰. 仿真结果图 7(b) 表明, 随着接收信号信噪比提高, 对于 5 个用户的角度估计精度也随之改善. 但当信噪比到达 0 dB, 角度估计精度基本保持不变. 此时, 用户间干扰是制约角度估计精度的主要因素. 尽管如此, 单个用户的角度估计精度仍然可以达到 1° 以内.

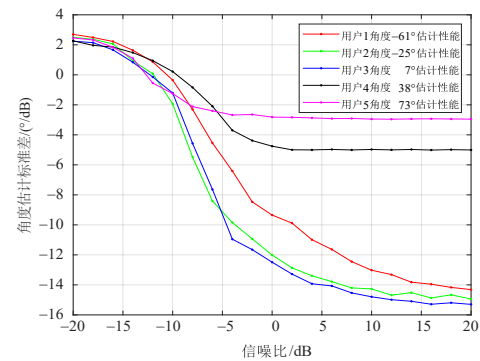
4.5 基于 EM 方法的多用户角度估计仿真

图 8 展示了基于 EM 方法的多用户估计性能. 图 8(a) 和图 8(b) 分别采用了最优模拟矩阵结构和文献 [25] 针对频率选择性衰落问题提出的最优模拟矩阵结构, 对比了基于相位测量的 EM 迭代估计方法和文献 [11] 的 MLE 方法的迭代估计方法的性能.

天线数量 $M=128$, 射频链路数量 $N=6$, 考虑用户数分别为 2、3、4 三种情况. 对比图 8(a) 和图 8(b), 可以发现, 直接以 CRLB 作为优化目标, 最优模拟矩阵性能优于文献 [25] 2 dB. 原因在于, 文献 [25] 提出的结构是以频率选择性信道中的信道容量为目标, 通过调整模拟矩阵在各个频率上的响应, 避免某几个频点深度衰



(a) 初始多用户角度信号相关性



(b) 初始多用户角度估计标准差与信噪比关系

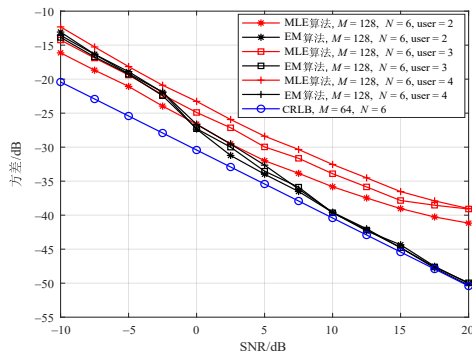
图 7 初始多用户角度估计性能

落导致系统容量整体下降. 并且, 针对其中某一个用户的角度估计, 本文提出的 EM 算法的性能能够逐渐逼近 CRLB, 而 MLE 方法在单个用户的情况下的估计性能也接近 CRLB, 但对于多用户情况, 即使 $\text{SNR} > 5 \text{ dB}$, 其估计精度也难以达到 CRLB. 并且, 随着用户数量增加, MLE 方法的估计精度逐渐下降, 而 EM 方法能够始终保持较高的估计精度. 在 $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ 高信噪比条件下, EM 方法的性能超出 MLE 方法 10 dB, 相比 CRLB 仅有 1 dB 性能损失.

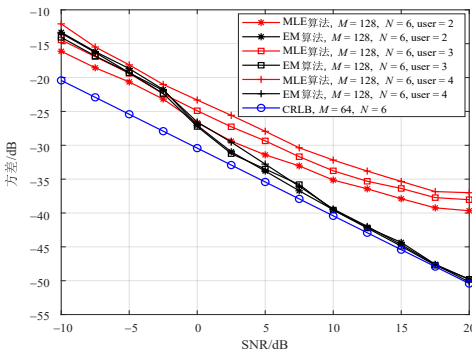
分析其原因, 在多用户共用训练序列的情景下, 阵列接收机在同时接收到多个用户的信号时, 存在用户间干扰问题. 对于较低信噪比情况, 用户间干扰相对于噪声功率较小, 噪声是影响估计性能的主要因素; 对于 $\text{SNR} > 5 \text{ dB}$ 的情况, 用户间干扰成为影响估计精度的主要因素. 通过采用迭代 EM 方法, 能够有效降低用户间干扰的影响, 提高估计精度.

4.6 基于 DFT 矩阵的多用户角度估计仿真

在通信过程中, 现有大规模阵列仍然普遍采用 DFT 移相器矩阵形成指向用户的波束, 并实时估计用户角度, 此时仅需要估计用户角度与波束指向的偏差. 针对这一场景, 图 9(a) 和图 9(b) 分别展示了在 120 MHz



(a) 基于本文提出的最优模拟矩阵结构



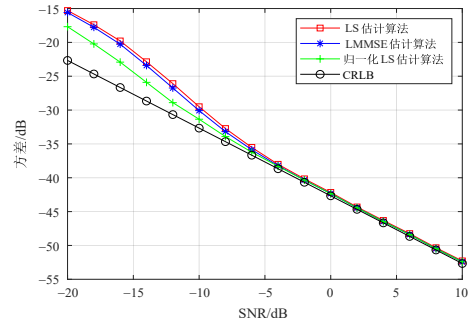
(b) 基于文献[25]的最优模拟矩阵结构

图8 基于EM算法与基于MLE算法的多用户角度估计性能对比示意图

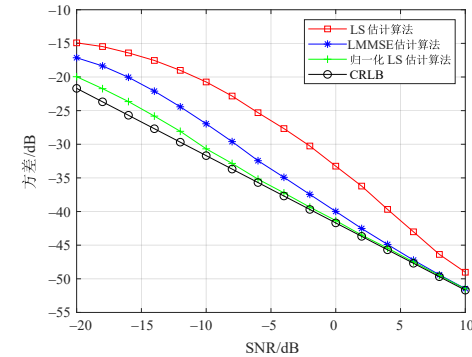
窄带情况和 1.2 GHz 宽带情况下,基于 DFT 移相器矩阵的初始角度估计性能. 其中,天线数量 $M=128$,射频链路数量 $N=3$,用户数为 3,入射角度分别为 -30° 、 5° 和 60° . 图 9 给出了基于 LS 的估计算法、基于 LMMSE 的估计算法和基于归一化 LS 的估计算法的性能对比.

由图 9(a)可知,在窄带情况下,由于信号带宽相对于天线阵列的尺寸较小,各天线上信号具有相干性, DFT 矩阵能够对信号中的各个频率分量信号进行相干合并. 此时,对于 $\text{SNR} > 5 \text{ dB}$,三种估计子的性能都能快速收敛到 CRLB,性能损失小于 1 dB.

图 9(b)表明,随着信号带宽增加,阵列的宽带效应影响增加,采用 DFT 矩阵会导致宽带信号中若干频率分量的信号被严重抑制. 此时 CRLB 以及三种估计子的性能均有所下降. 其中,LS 估计子由于未考虑 DFT 矩阵对于不同频率分量的抑制效应,性能下降最多,存在 3 dB 的性能损失;而 LMMSE 估计子部分利用了 DFT 矩阵的频率选择性信息,仍能收敛到 CRLB,但由于宽带阵列中 DFT 移相器矩阵合成信号相位在 2π 位置存在阶跃问题,因此其性能有所下降;归一化 LS 估计子则在充分利用频率选择性信息基础上,进一步解决了相位阶跃问题,始终保持较好的性能.



(a) 窄带情况下,各估计算法的角度估计性能



(b) 宽带情况下,各估计算法的角度估计性能

图9 设置天线数量为 128,信号带宽 120 MHz/1.2 GHz,对比 LS 估计算法、LMMSE 估计算法和归一化 LS 估计算法性能

5 结论

本文针对毫米波大规模阵列系统应用场景,提出了一种基于宽带信号相位估计的 DOA 估计方法,旨在解决由宽带效应、信号降维等引起的 DOA 估计性能下降问题. 针对宽带效应问题,首先建立了毫米波大规模混合结构阵列接收信号模型,并简要分析了宽带效应的成因及影响. 随后,推导了角度估计问题的 CRLB,并构建了基于极大极小准则的模拟矩阵设计方法. 然后,基于最优模拟矩阵,利用接收信号相位与入射角度的关系和大规模阵列接收信噪比高的优势,提出了高精度单用户 DOA 估计方法和基于迭代 EM 算法的多用户 DOA 估计方法,能够降低用户间干扰问题. 数值仿真表明,本文所设计的模拟矩阵能够有效对宽带效应引起的频率选择性问题,相对于 DFT 模拟矩阵,具有更加灵活的波束覆盖能力和角度估计能力,高精度角度估计方法能够高效逼近 CRLB. 此外,对于宽带效应下的角度估计问题而言,本文假定导频序列已知,实际中导频序列的设计问题也具有重要意义,鲜见相关研究. 然而,本文假定毫米波信道稀疏,散射、反射效应弱,用户间 DOA 比较分散,忽略了其中的多径因素,在室内等狭小空间场景将存在性能恶化.

参考文献

- [1] ZHU Y F, GUO H Y, LAU V K N. Bayesian channel estimation in multi-user massive MIMO with extremely large antenna array[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 5463-5478.
- [2] XING C W, LIU D K, GONG S Q, et al. Training optimization for hybrid MIMO communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(8): 5473-5487.
- [3] DING X H, XU Y C, LI G Y, et al. Design and performance evaluation for BILCM-ID system with improved stopping criterion[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(4): 6779-6784.
- [4] ZHANG D Y, LI A, PRADHAN C, et al. Training beam sequence design for multiuser millimeter wave tracking systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(10): 6939-6955.
- [5] DING X H, CHEN J W, LIU D K, et al. Sparse multiuser receiver design in large scale array system[J]. *Electronics*, 2023, 12(4): 996.
- [6] 陈涛, 李敏行, 郭立民, 等. 基于原子范数最小化的极化敏感阵列 DOA 估计[J]. *电子学报*, 2023, 51(4): 835-842.
CHEN T, LI M X, GUO L M, et al. DOA estimation of polarization sensitive array based on atomic norm minimization[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2023, 51(4): 835-842. (in Chinese)
- [7] 王圣杰, 张晗, 杜朝辉. 尺度不变范数比正则的稀疏 DOA 估计[J]. *电子学报*, 2024, 52(1): 298-310.
WANG S J, ZHANG H, DU Z H. Scale invariant norm ratio regularized sparse DOA estimation[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2024, 52(1): 298-310. (in Chinese)
- [8] 陈晨, 陶建锋, 郑桂妹. 基于 MIMO 雷达的极化平滑降维酉 ESPRIT 算法[J]. *信号处理*, 2021, 37(4): 616-623.
CHEN C, TAO J F, ZHENG G M. Unitary ESPRIT algorithm of polarization smoothing dimension reduction based on MIMO radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2021, 37(4): 616-623. (in Chinese)
- [9] ZHANG P, GAN L, LING C, et al. Atomic norm denoising-based joint channel estimation and faulty antenna detection for massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(2): 1389-1403.
- [10] DING X H, ZHOU K X, LI G Y, et al. Customized joint blind frame synchronization and decoding methods for analog LDPC decoder[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(2): 756-770.
- [11] WANG B L, GAO F F, JIN S, et al. Spatial- and frequency-wideband effects in millimeter-wave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(13): 3393-3406.
- [12] YU T, HEO J M, PARK C, et al. Ultra-wideband frequency-invariant beamforming using a generalized nesting array[J]. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2024, 5(5): 1403-1413.
- [13] DU J X, GUO W B, YAN M, et al. Location error analysis for collaborative beamforming in UAVs random array[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(3): 904-907.
- [14] DONG X D, ZHANG X F, ZHAO J, et al. DOA estimation for coprime array with mixed noise scenario via phased fractional low-order moment[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(11): 2567-2571.
- [15] ZHOU C W, GU Y J, SHI Z G, et al. Structured nyquist correlation reconstruction for DOA estimation with sparse arrays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 1849-1862.
- [16] LIU C L, VAIDYANATHAN P P. Remarks on the spatial smoothing step in coarray MUSIC[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(9): 1438-1442.
- [17] GU Y J, GOODMAN N A. Information-theoretic compressive sensing kernel optimization and Bayesian cramer-Rao bound for time delay estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(17): 4525-4537.
- [18] ZHANG R Y, SHIM B, WU W. Direction-of-arrival estimation for large antenna arrays with hybrid analog and digital architectures[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 70: 72-88.
- [19] CHEN H, BALLAL T, ELTAYEB M E, et al. Antenna selection in switch-based MIMO arrays via DOA threshold region approximation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(11): 12344-12349.
- [20] SHEN F F, LIU Y M, ZHAO G H, et al. Sparsity-based off-grid DOA estimation with uniform rectangular arrays[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(8): 3384-3390.
- [21] WANG L, ZHAO L F, BI G A, et al. Novel wideband DOA estimation based on sparse Bayesian learning with dirichlet process priors[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(2): 275-289.
- [22] JIAN M N, GAO F F, TIAN Z, et al. Angle-domain aided UL/DL channel estimation for wideband mmWave massive MIMO systems with beam squint[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(7): 3515-3527.

- [23] LIU D K, ZHANG Z S, KE S, et al. Joint angle delay estimation in terahertz large-scale array system[J]. Science China Information Sciences, 2020, 63(8): 180304.
- [24] ZHENG C, DING X H, LIU D K, et al. A novel synchronization method in terahertz large-scale antenna array system[J]. Chinese Journal of Electronics, 2021, 30(5): 956-968.
- [25] YUAN H, YANG N, YANG K, et al. Hybrid beamforming for terahertz multi-carrier systems over frequency selective fading[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(10): 6186-6199.
- [26] ZHOU L F, ZHOU X M, CHEN J W, et al. Fast proximal gradient algorithm for single-group multicast beamforming[C]//2016 8th International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE, 2016: 1-5.

作者简介



尹 鹏 男, 1989年11月生. 军工保密资格审查认证中心副研究员, 中国科学院信息工程研究所博士研究生. 主要研究方向为网络和电磁空间安全.

E-mail: pedro_yin@163.com



丁旭辉 男, 1991年10月生. 现为北京理工大学网络空间安全学院助理教授、博士生导师. 获中国通信学会科学技术奖二等奖. 在国内外发表学术论文30余篇. 主要研究方向为空天高安全通信.

E-mail: dingxuhui@bit.edu.cn



刘德康 男, 1990年12月生. 北京航空航天大学无人系统研究院副研究员. 主要研究方向为无线信号处理.

E-mail: liudekang@buaa.edu.cn



范星宇 男, 1985年8月生. 2014年毕业于北京理工大学通信与信息系统专业. 现为军工保密资格审查认证中心高级工程师. 主要研究方向为电磁安全监测与防护、通信系统设计和通信信号处理.

E-mail: william_fan@aliyun.com



郑 晨 男, 1988年12月生. 2021年毕业于北京理工大学信息与电子学院. 主要研究方向为阵列信号处理.

E-mail: zhengchen_bit@126.com



郭兰图 男, 1982年6月生. 中国电波传播研究所正高级工程师. 主要研究方向为电波传播与电磁频谱管理.

E-mail: guolantu@163.com