

基于MR-MWC系统的载频与DOA联合估计

国强^{1,2}, 李沛^{1,2}, 徐伟^{1,2}, 戚连刚^{1,2}, Kaliuzhnyi Mykola^{1,3}

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 先进船舶通信与信息技术工业和信息化部重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001; 3. 哈尔科夫国立无线电电子大学, 乌克兰哈尔科夫 61166)

摘要: 针对传统奈奎斯特采样会产生庞大的数据量以及现有的阵列压缩采样系统存在结构复杂、重构运算量大等问题, 本文提出了一种基于均匀线型阵列的改进型调制宽带转换器 (Modulated Wideband Converter, MWC) 的阵列接收系统, 无需重构即可直接对接收信号的压缩采样数据进行载频与波达方向 (Direction Of Arrival, DOA) 估计。所提系统在 MWC 测频支路中采用周期性循环移位伪随机序列作为混频函数以求得子带索引估计, 采用基于快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 谱线插值法进行基带频率估计, 且将 MWC 测向分支中混频函数设置为相同的伪随机序列, 便可直接利用高分辨率的多重信号分类 (Multiple Signal Classification, MUSIC) 算法对组合压缩采样数据完成 DOA 估计。实验仿真结果证明了所提系统能较好地压缩采样数据中完成对目标的载频与 DOA 参数估计。

关键词: 压缩采样; 均匀线阵; 调制宽带转换器; 载频估计; 波达方向估计; 阵列信号处理

基金项目: 国家重点研发计划 (No.2018YFE0206500); 国家自然科学基金 (No.62071140)

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)05-1282-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220322

Joint Estimation of Carrier Frequency and DOA Based on the MR-MWC System

GUO Qiang^{1,2}, LI Pei^{1,2}, XU Wei^{1,2}, QI Lian-gang^{1,2}, Kaliuzhnyi Mykola^{1,3}

(1. Dept. of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University of China, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

2. Key Laboratory of Advanced Marine Communication and Information Technology, Ministry of Industry and

Information Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

3. Kharkiv National University of Radio Electronics, Kharkiv 61166, Ukraine)

Abstract: In view of the problems that the traditional Nyquist sampling generates huge data volume and the existing array compressed sampling systems have complex structures and large reconstruction operations, this paper proposes an array reception system based on an improved modulated wideband converter (MWC) of uniform linear array, which can directly perform carrier frequency and direction of arrival (DOA) estimation on the compressive sampling (CS) data of the received signal without reconstruction. The proposed system sets multiple MWC branches after the first antenna, and selects the periodic cyclic shift pseudo-random sequence as the mixing function, so that there is a fixed phase difference between the compressed sampled values of adjacent branches, and the subband index estimation can be obtained from the phase difference. The baseband frequency is estimated by FFT (Fast Fourier Transform) spectral line interpolation method, and the carrier frequency estimation of the received signal can be obtained when the two estimated values are combined. The rest of the array antennas are set as a single channel MWC structure, and the mixing function of each channel is the same as that in the first MWC branch of the first array antenna, which avoids the need for phase compensation and the resulting error in DOA estimation. The high-resolution multiple signal classification (MUSIC) algorithm can be directly used to complete DOA estimation on the CS data obtained from the first branch and other array antennas. The experimental simulation results show that the proposed system can estimate the carrier frequency and DOA parameters of the target from the compressed sampling data.

Key words: compressed sampling; uniform linear array; modulation broadband converter; carrier frequency estimation; direction of arrival estimation; array signal processing

Foundation Item(s): National Major Research & Development Project of China (No.2018YFE0206500); National

Natural Science Foundation of China (No.62071140)

1 引言

随着现代信息技术的快速发展,若仍遵循 Nyquist 采样定理进行采样,会造成前端模数转换设备的采样速率过高,后端设备存储和处理压力大等问题,这对硬件采样速率及存储空间提出了极高要求,阵列天线接收系统将在采样、存储及数据处理等方面面临挑战,而且也不利于其后续信号处理如进行参数估计等^[1].

近年新兴的压缩感知理论可在少量采样数据下实现稀疏信号重构,将压缩和采样同时进行,为解决上述问题提供了新的思路^[2]. 基于压缩采样 (Compressive Sampling, CS) 的模拟信息转换技术的提出,如随机采样^[3]、随机解调器^[4]、多路集采样^[5]以及调制宽带转换器 (Modulated Wideband Converter, MWC) 等结构^[6-8]均缓解了信号的采样压力,其中 2010 年提出的 MWC 结构实现了对稀疏多带信号的欠奈奎斯特采样,受到了学者们的广泛关注. 为了降低阵列信号处理中多通道产生的巨大的采样数据量,许多学者们提出了基于欠采样的参数估计,并基于无源雷达和电子侦察环境中的发射信号的稀疏性,将一维信号采样研究扩展到了空域基于阵列式欠采样的系统参数估计研究.

Kumar A A^[9]等将均匀线型阵列 (Uniform Linear Array, ULA) 结构与延时网络相结合,提出了可以在欠奈奎斯特采样下完成载频 (Carrier Frequency, CF) 和波达方向 (Direction Of Arrival, DOA) 自动匹配的基于旋转不变子空间的参数估计算法. 赵曼^[10]等将多个通道的压缩采样数据与其所构造的二维无模糊阵列结构结合,实现了 CF 和 DOA 的无模糊估计,完成了时空欠采样下的参数估计. Ioushua S. S.^[11]等提出了新的阵列 MWC 结构,并提供基于该结构的参数估计方法,但结构复杂,不易实现. Cui^[12]等改进了基于均匀线阵的 MWC 结构,实现了系统结构简化,并提出了由两阶段估计和参数配对组成的 CF 和 DOA 联合估计方法,算法较为复杂且性能有限. Chen Tao^[13,14]等提出了基于 MWC 压缩采样结构的宽带数字接收机及非重构信号检测方法,并简化了基于 ULA 的 MWC 系统,实现了离散域的 CF 与 DOA 联合估计,但其通道数多,硬件实现困难. 姜思仪^[15]等提出了 L 型延迟阵列 MWC 结构以及 CF 与 DOA 的参数估计算法,但基于 L 型阵列的系统及其提出的估计算法较为复杂,不便于工程实现.

总之,目前现有系统与算法中存在结构冗余、性能不足以及不利于硬件实现等问题,而将 MWC 与阵列信号处理相结合具有重大意义,其不仅可应用于电子侦察系统的接收机中,亦可被应用在无线电检测、导弹制导、被动雷达接收机等系统中以保障国家安全和促进

国防事业的发展. 因此研究既可实现压缩采样又可在非重构的情况下进行后续信号处理,并且结构便于工程实现,性能又足够优秀的系统和算法极具价值. 于是本文提出了一种改进型的 MWC 压缩采样结构,并将其与阵列结合以实现参数估计,通过实验仿真验证了所提系统的估计效果,并仿真分析了信噪比、阵元数以及快拍数对估计性能的影响.

2 基于 ULA 的改进 MWC 系统

2.1 信号模型

本文所提接收机系统可用于获取电子侦察系统中的非合作信号,由于在电子侦察环境中,非合作信号在时频域内呈稀疏分布,一微秒内一个信号出现的概率约是 9.05%,多个脉冲同时出现的概率仅仅约为 0.45%^[16]. 所以极大概率下,电子侦察接收机在一微秒内是对单个到达信号进行处理.

因此,本文假设某单个远场窄带信号入射到基于 M 元阵列的 MWC 压缩采样结构上,其入射角为 θ ,阵列接收信号可表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}s(n) + \boldsymbol{\eta}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

式中, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_M]^T$ 为 $M \times 1$ 维阵列流型矩阵,其中 d 为阵列间距, λ 为入射信号波长, $s(n)$ 为入射信号, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1(n) \eta_2(n) \dots \eta_M(n)]^T$ 为 $M \times 1$ 维加性高斯白噪声矢量,其均值为 0, 方差为 σ^2 , $\mathbf{x} = [x_1(n) x_2(n) \dots x_M(n)]^T$ 为 $M \times 1$ 维接收信号矢量, N 为原始采样信号快拍数.

假设 $s(n)$ 为离散复数信号,其 Nyquist 采样率为 f_{NYQ} ,并且带限于 $F_{\text{NYQ}} \triangleq [0, f_{\text{NYQ}}]$, 设带宽为 B , $s(n)$ 可以表示为

$$s(n) = \frac{1}{f_{\text{NYQ}}} \int_0^{f_{\text{NYQ}}} S(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) e^{j2\pi f n T_{\text{NYQ}}} df \quad (2)$$

其中, $S(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi f n T_{\text{NYQ}}}$ 是 $s(n)$ 的离散时间傅里叶变换 (Discrete Time Fourier Transform, DTFT), T_{NYQ} 为 Nyquist 采样间隔.

2.2 系统结构

本文所提基于 ULA 的 MR-MWC 系统如图 1 所示,以 M 个阵元为例,在第一根阵列天线后设置 R 路 MWC 分支,每一 MWC 分支由混频器、低通滤波器及低速采样器三部分构成^[6],这 R 路分支中的混频信号采用的是周期性循环移位伪随机序列 $\tilde{\mathbf{p}}_i$, 所得 R 路 CS 数据将用以实现载频估计. 其余 $M-1$ 根阵列天线均设置为单路 MWC 分支结构,本文提出将这 $M-1$ 支路中的混频信号

设置为 \tilde{p}_1 , 与第一根阵列天线中第一路 MWC 分支中的混频函数相同, 之后将利用第一根阵列天线中第一路 MWC 分支的 CS 数据 $y_{11}(n)$ 和其余 $M-1$ 路的 CS 数据 $y_m(n)$, $1 < m \leq M$ 组合进行 DOA 估计.

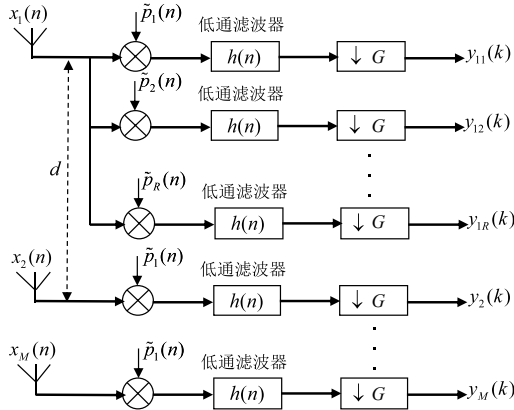


图1 基于ULA的MR-MWC系统

第一个阵列天线后的 R 路分支将用于测频, 第 i 分支的混频函数表示为 $\tilde{p}_i(n)$, ($1 \leq i \leq R$), 设 $\tilde{p}_i(n)$ 的周期为 T , 则其每一周期中含 $G = Tf_{\text{NYQ}}$ 个序列, 所以 \tilde{p}_i 的主值序列表示为 p_i , 其中

$$p_i(n) = \begin{cases} \tilde{p}_i(n), & 0 \leq n \leq G-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

由于 $p_i(n)$ 是通过 $p_1(n)$ 向右进行循环移位所得, 因此可进一步表示为 $p_i(n) = p_1(n-i+1)$, $\tilde{p}_i(n)$ 的离散傅里叶级数可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{p}_i(n) &= \frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_i(l) e^{j(2\pi/G)nl} \\ &= \frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_1(l) e^{j(2\pi/G)(n-i+1)l} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中, $0 \leq l \leq G-1$, $P_i(l)$ 是 $p_i(n)$ 的离散傅里叶变换系数. $f_1 = 1/T = f_{\text{NYQ}}/G$ 表示混频速率, 并且在设计时确保 f_1 大于入射信号的带宽 B , 根据 $\tilde{p}_i(n)$ 的频谱, 可以将其频带划分为很多个带宽是 $f_1 = f_{\text{NYQ}}/G$ 的子带, 则 l 表示的是子带索引.

接收信号经过混频器后, 第 i 路分支中混频后的信号 $\tilde{x}_{1i}(n) \triangleq x_1(n)\tilde{p}_i(n)$ 的 DTFT 可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{1i}(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) &= \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) \tilde{p}_i(n) e^{-j2\pi f n T_{\text{NYQ}}} \\ &= \frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_i(l) X(e^{j2\pi T_{\text{NYQ}}(f-f_1)}) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知, $\tilde{x}_{1i}(n)$ 是以 f_1 为间隔进行 G 次频谱搬移的线性组合, 每次搬移所乘系数不同, 但没有遗失接

收信号的频谱信息.

为获得基带内混频后信号的频谱, 设计理想低通滤波器 $h(n)$ 的截止频率为 $f_1/2$, 则 $\tilde{x}_{1i}(n)$ 经过低通滤波作用后, 得到基带信号 $w_{1i}(n)$ 带限于 $F_1 \triangleq [-f_1/2, f_1/2]$, 其 DTFT 可表示为

$$\begin{aligned} W_{1i}(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_{1i}(n) h(n) e^{-j2\pi f n T_{\text{NYQ}}} \\ &= \tilde{X}_{1i}(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) H(e^{j2\pi f T_{\text{NYQ}}}) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_i(l) X(e^{j2\pi T_{\text{NYQ}}(f-f_1)}), & f \in F_1 \\ 0, & f \notin F_1 \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中, $*$ 表示卷积.

为了便捷, 使降采样速率 $f_s = f_1$, $w_{1i}(n)$ 经过降采样处理得到的压缩采样信号记作 $y_{1i}(k) \triangleq \{\tilde{x}_{1i}(n) * h(n)\}_{\downarrow G} = \{w_{1i}(n)\}_{\downarrow G}$, 其可表示为

$$\begin{aligned} y_{1i}(k) &= \{(x_1(n) \cdot \tilde{p}_i(n)) * h(n)\}_{\downarrow G} \\ &= \{(s(n) \cdot \tilde{p}_i(n)) * h(n)\}_{\downarrow G} \\ &\quad + \{(\eta_1(n) \cdot \tilde{p}_i(n)) * h(n)\}_{\downarrow G} \\ &= \left\{ \left(\frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_i(l) e^{j\frac{2\pi}{G}(n-i)l} \right) s(n) \right\}_{\downarrow G} \\ &\quad + \bar{\eta}_{1i}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中, $k=1, 2, \dots, N'$, $\bar{\eta}_{1i}(k)$ 是第 i 支路中原始高斯白噪声 $\eta_1(n)$ 的压缩采样值, 该均值仍为 0, 而方差变为 σ^2/G . $y_{1i}(k)$ 的 DTFT 可表示为

$$\begin{aligned} Y_{1i}(e^{j2\pi f T_s}) &= \sum_{k=0}^{N'-1} y_{1i}(k) e^{-j2\pi f k T_s} \\ &= \sum_{l=0}^{G-1} P_i'(l) X(e^{j2\pi T_{\text{NYQ}}(f-f_1)}) \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)中 $P_i' = P_i/G$, $N' = N/G$ 是压缩采样信号的快拍数, $F_s \triangleq [0, f_s]$.

类似的, 其余 $M-1$ 路阵列天线上得到的压缩采样信号可表示为

$$\begin{aligned} y_m(k) &= \{(x_m(n) \cdot \tilde{p}_1(n)) * h(n)\}_{\downarrow G} \\ &= \{(e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda})^{m-1} ((s(n) \cdot \tilde{p}_1(n)) * h(n))\}_{\downarrow G} \\ &\quad + \{(\eta_m(n) \cdot \tilde{p}_1(n)) * h(n)\}_{\downarrow G} \\ &= \left\{ (e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda})^{m-1} \left(\frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_1(l) e^{j\frac{2\pi}{G}nl} \right) s(n) \right\}_{\downarrow G} \\ &\quad + \bar{\eta}_m(k), \quad (2 \leq m \leq M) \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中, $\bar{\eta}_m(k)$ 是第 m 路阵列天线中 $\eta_m(n)$ 的压缩采样值.

3 基于所提系统的 CF 与 DOA 估计

3.1 CF 估计

3.1.1 子带索引估计

假设远场窄带入射信号 $s(n)$ 的载频 f_c 出现在未知的第 l' 子带中,即这第 l' 子带中几乎包含了信号的全部频谱能量,而极少信息分布在其他子带上,因此可以近似忽略,则式(7)可近似写为

$$y_{li}(k) \approx \left\{ \left(\frac{1}{G} P_1(l') e^{j\frac{2\pi}{G}(n-i+l')} \right) s(n) \right\}_{\downarrow G} + \bar{\eta}_{li}(k) \quad (10)$$

式(8)可写为

$$y_m(k) \approx \left\{ \left(e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda} \right)^{m-1} \frac{1}{G} P_1(l') e^{j\frac{2\pi}{G}nl'} s(n) \right\}_{\downarrow G} + \bar{\eta}_m(k) \quad (11)$$

由式(7)可知,接收信号经过 MWC 结构处理后得到的压缩采样信号已经丢失了真实的载频信息,所以无法直接从 $y_{li}(k)$ 中获得真正载频估计,只能得到基带载频估计,因此还需求出子带索引值 l' ,再将基带载频 f_b 与 l' 组合求得真实载频。

接下来先进行子带索引估计,第 i 分支和 $i+1$ 分支的压缩采样信号 $y_{li}(k)$ 和 $y_{li+1}(k)$ 的 DTFT 可分别表示为

$$Y_{li}(e^{j2\pi f T_s}) = \frac{1}{G} P_1(l') X(e^{j2\pi T_{\text{NVO}}(f-l'f_i)}) e^{-j\frac{2\pi}{G}(i-1)l'}, f \in F_s \quad (12)$$

$$Y_{li+1}(e^{j2\pi f T_s}) = \frac{1}{G} P_1(l') X(e^{j2\pi T_{\text{NVO}}(f-l'f_i)}) e^{-j\frac{2\pi}{G}il'}, f \in F_s \quad (13)$$

观察式(12)和式(13)可知,相邻的两个支路之间存在相位差 $e^{-j\frac{2\pi}{G}l'}$,并且相位差中包含子带索引 l' ,所以将 $Y_{li+1}(e^{j2\pi f T_s})$ 和 $Y_{li}(e^{j2\pi f T_s})$ 相比可得

$$\frac{Y_{li+1}(e^{j2\pi f T_s})}{Y_{li}(e^{j2\pi f T_s})} = \frac{\frac{1}{G} P_1(l') X(e^{j2\pi T_{\text{NVO}}(f-l'f_i)}) e^{-j\frac{2\pi}{G}il'}}{\frac{1}{G} P_1(l') X(e^{j2\pi T_{\text{NVO}}(f-l'f_i)}) e^{-j\frac{2\pi}{G}(i-1)l'}} = e^{-j\frac{2\pi}{G}l'} \quad (14)$$

由式(14)便可求得子带索引 l' 为

$$l' = \frac{G}{2\pi} \left| \ln \left(\frac{Y_{li+1}(e^{j2\pi f T_s})}{Y_{li}(e^{j2\pi f T_s})} \right) \right| \quad (15)$$

为提高载频估计精度,将第一路阵列天线设置成 R 个 MWC 分支,则可利用两两相邻分支获得 $R-1$ 个 l' 的估计值,并取其众数,因此, l' 估计表示为

$$\hat{l}' = \text{mode}[l'_1, l'_2, \dots, l'_{R-1}] \quad (16)$$

3.1.2 基带频率估计

本文采用基于快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)谱线插值法^[17]直接对压缩采样数据 $y_{li}(k)$ 估计基带频率 f_b ,设其由两部分组成,第 i 分支的基带估计记作 $f_{bi} = (q + \delta)\Delta f$, $\Delta f = f_s/N'$ 表示频率分辨率, q 表示 Y_{li}

幅值最大值对应的频率索引值,将 $Q = \Delta f q$ 称为粗估计值, δ 表示实际频率的索引值与 q 间的误差。

先利用 FFT 求得索引值 q ,得到粗估计值 Q 。

然后根据文献[18]对谱线距离与 δ 估计精度关系的分析,为了最大限度提高估计精度,本文选用左右距离最大谱线 0.1 处的谱线 $Y_{li_{0.1}}$ 和 $Y_{li_{-0.1}}$ 对 δ 进行估计,得到

$$\hat{\delta} = \frac{N'}{2\pi} \text{Re} \left\{ \ln \left[\frac{Y_{li_{0.1}} - Y_{li_{-0.1}}}{Y_{li_{0.1}} e^{j2\pi(-\frac{1}{N'})} - Y_{li_{-0.1}} e^{j2\pi(\frac{1}{N'})}} \right] \right\} \quad (17)$$

可进一步得到

$$f_{bi} = (q + \hat{\delta})\Delta f \quad (18)$$

取 R 个基带频率估计的均值得到

$$\hat{f}_b = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^R f_{bi} \quad (19)$$

最终,入射信号 $x[n]$ 的载频估计值为

$$\hat{f}_c = \hat{l}' \times f_1 + \hat{f}_b \quad (20)$$

式(20)中, f_1 表示子带带宽,基带载频 \hat{f}_b 加上 \hat{l}' 个子带频谱搬移量便获得了真实载频估计值 \hat{f}_c 。

3.2 DOA 估计

将 CS 数据 $y_{li}(k)$ 和 $y_m(k)$ 组合后进行 DOA 估计,令 $y_1(k) = y_{li}(k)$ 。由于第一路阵列天线中的第一分支和其余 $M-1$ 路阵列天线使用相同的伪随机序列作为混频函数,这 M 路压缩采样信号可以表示为

$$y_m(k) = \left\{ \left(e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda} \right)^{m-1} \left(\frac{1}{G} \sum_{l=0}^{G-1} P_1(l) \cdot e^{j\frac{2\pi}{G}nl} \right) s(n) \right\}_{\downarrow G} + \bar{\eta}_m(k), 1 \leq m \leq M \quad (21)$$

将这 M 路压缩采样信号写成如下形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\bar{\mathbf{s}}(k) + \bar{\boldsymbol{\eta}}, k = 1, 2, \dots, N' \quad (22)$$

其中, $\mathbf{y} = [y_1(k) \ y_2(k) \ \dots \ y_M(k)]^T$ 是 $M \times 1$ 维的压缩采样信号的数据向量,阵列流型矩阵 $\mathbf{A} = [1 \ e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta} \ \dots \ e^{-j\frac{2\pi(M-1)d}{\lambda} \sin \theta}]^T$,入射信号的 CS 数据表示为

$$\bar{\mathbf{s}}(k) = \left\{ \frac{1}{G} P_1(l') e^{j\frac{2\pi}{G}nl'} s(n) \right\}_{\downarrow G}$$

噪声的 CS 数据表示为

$$\bar{\boldsymbol{\eta}} = [\bar{\eta}_1(k) \ \bar{\eta}_2(k) \ \dots \ \bar{\eta}_M(k)]^T$$

由于压缩采样数据 \mathbf{y} 的相位差与阵列接收数据 $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \boldsymbol{\eta}$ 相比,其相位差信息保持不变,因此与文献[13]中提出的基于 ULA 原型 MWC 系统的 DOA 估计相比,本文所提系统无需再进行相位校正,可直接进行 DOA 估计。

选用高分辨率的多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法^[19-21]完成 DOA 估计,算法步

骤如下:

先求 \mathbf{y} 协方差矩阵, 可表示为

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \frac{\sigma^2}{G}\mathbf{I}_M \quad (23)$$

式(23)中, $\mathbf{E}\{\cdot\}$ 表示求期望值, $(\cdot)^H$ 表示进行共轭转置, \mathbf{R}_s 是 $s(k)$ 的自相关矩阵, $M \times M$ 维的单位矩阵用 \mathbf{I}_M 表示.

由于实际快拍数有限, 并且经压缩采样后进一步减少, 所以采样数据的协方差矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_y = \frac{1}{N'} \sum_{k=0}^{N'-1} \mathbf{y}\mathbf{y}^H \quad (24)$$

通过对 \mathbf{R}_y 做特征值分解, 便可得到 MUSIC 的空间谱为

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{U}_N(\theta)\mathbf{U}_N^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)} \quad (25)$$

式(25)中, \mathbf{U}_N 表示经压缩采样后的噪声子空间, 该子空间由相应个数小特征值对应的特征矢量所张成.

最后, 对 $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$ 进行谱峰搜索以获取 DOA 估计值, 表示为

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{U}_N\mathbf{U}_N^H\mathbf{a}(\theta) \quad (26)$$

3.3 总体方法实现

本文所提基于 ULA 的 MR-MWC 系统的载频与 DOA 联合估计实现流程图如图 2 所示, 可知将系统的相关参数如阵列天线数 M 、分支路数 R 、混频函数周期 G 设置完成后, 阵列接收信号 $\mathbf{x}(n)$ 经过系统处理, 最终可得到 CF 和 DOA 的联合估计, 表示为

$$\begin{cases} \hat{f}_c = \hat{l} \times f_1 + \hat{f}_b \\ \hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{U}_N\mathbf{U}_N^H\mathbf{a}(\theta) \end{cases} \quad (27)$$

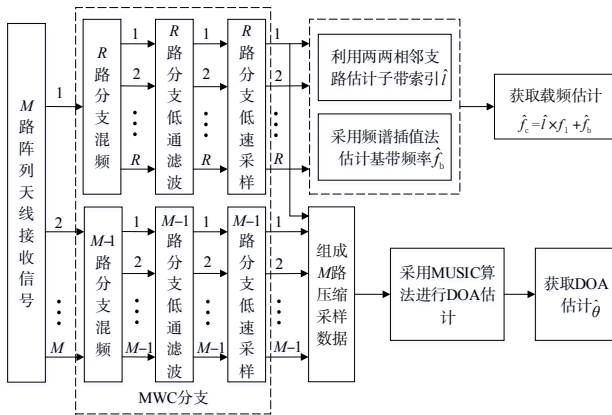


图2 载频与DOA联合估计实现流程图

3.4 运算复杂度

接下来进行复杂度分析, 主要以乘法次数衡量运算量. 阵列天线数为 M , 第1根天线的MWC支路数为

R , 混频函数的单周期序列数为 G , 假设接收信号长度为 N , N 点FFT需要 $N \log_2 N/2$ 次乘法, 每一MWC支路的运算量主要体现在混频和低通滤波处, 可约表示为

$$O_1 = N + N \log_2 N + K$$

其中, $K = N/G$ 为快拍数, 载频估计的运算量集中在基带载频估计和子带索引估计中, 可约表示为

$$O_2 = 3K \log_2 K/2 + 2K + (R-1)K + K \log_2 K/2$$

则实现载频估计的运算量可表示为

$$O_{\text{CF}} = RO_1 + O_2 = (1 + 2K \log_2 K + 2R)K + (1 + \log_2 N)RN$$

进行DOA估计时, 求协方差矩阵以及特征值分解的运算量约为

$$O_3 = KM^2 + 3M^2 - 2M = (K+3)M^2 - 2M$$

空间谱搜索的运算量约为

$$O_4 = M^2(M-1) + I(M^2 + M) = M^3 + (I-1)M^2 + IM$$

其中, $I = 180^\circ/\theta'$ 是搜索栅格数, θ' 表示角度搜索步长, 则基于所提系统的DOA估计运算量可表示为 $MO_1 + O_3 + O_4$. 后续进行仿真对比时, 文献[13]基于原型MWC系统的MUSIC算法的运算量约为 $MO_1 + O_3 + O_4 + MK$, 文献[22]基于ULA的传统MUSIC算法的运算量约为 $GO_3 + O_4$, 总结如表1所示.

表1 不同算法运算量对比

算法	运算量
本文基于MR-MWC的MUSIC算法	$MO_1 + O_3 + O_4$
文献[13]基于原型MWC的MUSIC算法	$MO_1 + O_3 + O_4 + MK$
文献[22]基于ULA的传统MUSIC算法	$GO_3 + O_4$

由表1可知, 本文所提算法的运算量与文献[13]所提算法的运算量相比约减小了 MK . 由于 MO_1 和 O_4 远小于 $(G-1)O_3$, 所以在本文所提系统中进行DOA估计时, MUSIC算法所需要处理的数据量约为文献[22]算法所需要处理数据量的 $1/G$, 以上分析证明了本文基于MR-MWC的MUSIC算法在减小运算量上具有一定优势.

4 仿真结果与性能分析

在本节中, 将基于所提系统进行CF和DOA估计的实验仿真和性能分析, 参数估计的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)表示为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J (\hat{Z}_j - Z_j)^2} \quad (28)$$

式(28)中, J 表示 Monte Carlo 模拟实验次数, \hat{Z}_j 、 Z_j 分别表示第 j 次模拟实验中参数的估计值和真实值.

4.1 单一入射信号情况

设置某单个远场窄带信号入射到阵列天线数 $M=10$ 的系统, 阵元间距为半波长, 第1根天线所含MWC分支路数 $R=8$, 混频函数 $\tilde{p}_1(n)$ 的主值序列 \mathbf{p}_1 是伯努利

伪随机生成值为 ± 1 的二元随机序列,周期 $G=100$. 入射信号的 Nyquist 采样率设置为 $f_{\text{NYQ}}=2 \text{ GHz}$,载频 f_c 从 $[900 \text{ MHz}, 1\,000 \text{ MHz}]$ 范围中随机选取,入射角 θ 的选取范围为 $[-90^\circ, 90^\circ]$, $f_1=f_{\text{NYQ}}/G=20 \text{ MHz}$ 为子频带的带宽,理想低通的截止频率设置为 $f_1/2$,并将降采样率设置为 $f_s=f_1$.

首先仿真分析系统信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)对参数估计的影响,设置SNR取值区间为 $[-10:5:20] \text{ dB}$,快拍数为200,每一SNR取值下令 $J=500$. 图3为本文所提基于ULA的MR-MWC系统下和基于ULA的原型MWC系统^[13]下载频估计的均方根误差随信噪比变化的仿真结果,由图3可知,在信噪比递增的情况下,这两种系统下载频估计的RMSE都在降低. 当载频固定时,这两种系统的载频估计性能要比载频随机选取时的性能更优,并且本文所提系统下载频估计的RMSE要小于基于ULA的原型MWC系统下的值,证明了本系统载频估计方法的有效性,同时也证明了其载频估计性能要优于基于ULA的原型MWC系统,这主要是由于该系统在进行基带频率估计时,采用的基于FFT谱线插值法的性能要优于文献[13]中的FFT测频法,这两种测频法的性能对比如图4所示,由仿真结果可知,基于FFT谱线插值法的RMSE要小于FFT测频法的RMSE,证明了该方法性能的优越性.

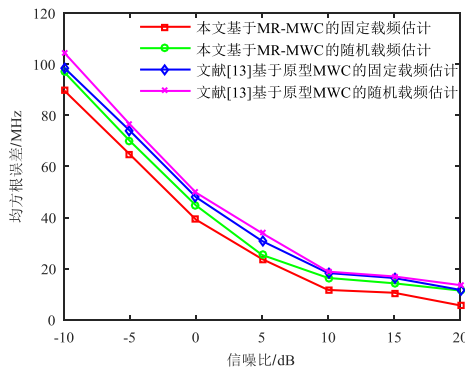


图3 不同信噪比下的载频估计效果

图5为本文所提系统与其他三种系统在不同信噪比下的DOA估计效果,具体参数设计同上,由仿真结果可知,本文所提系统下的DOA估计效果随信噪比的增加而变好,其RMSE曲线与基于ULA的传统MUSIC算法^[22]的RMSE曲线大致相同,且 $\text{RMSE} < 1^\circ$,进一步证明了所提系统DOA估计在 $\text{SNR} \geq -10 \text{ dB}$ 时的有效性,并且由于所提系统实现了对接收数据的压缩采样,使得每一支路获取的数据量与基于ULA的传统MUSIC算法中每根天线获取的数据量相比减少了 G 倍,即100倍,所以后续在利用MUSIC算法进行DOA估计时数据处理量减小了约

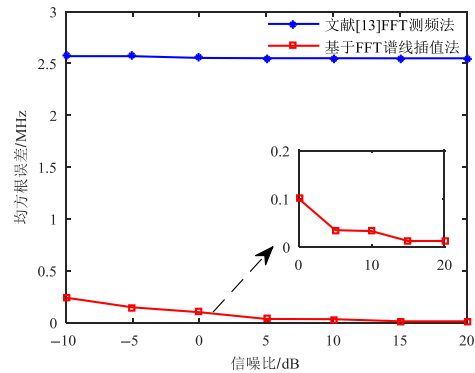


图4 基带频率估计方法对比

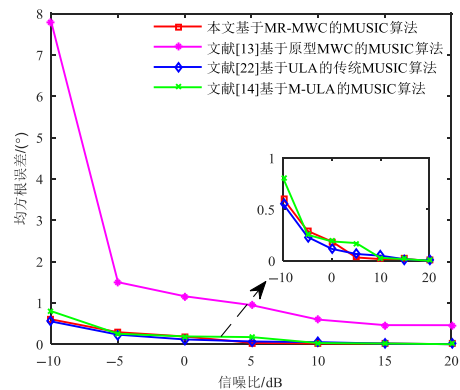


图5 不同信噪比下的DOA估计效果

100倍,如表1所示. 因此所提系统不仅有效缓解了采样及存储压力,还减少了参数估计时运算量.

同时,可以发现在 $\text{SNR} \geq -10 \text{ dB}$ 时,所提系统的DOA估计性能要优于基于原型MWC的系统的估计性能,这是由于在基于原型MWC的系统中,所得的压缩采样值与入射信号相比相位信息发生了变化,所以在进行DOA估计之前,需要对压缩采样值进行相位补偿,由于相位补偿中含有子带索引估计值,便引入了误差. 而所提系统进行了改进,在用于测角的MWC支路中采用了相同的混频函数进行混频,无需进行相位补偿就可以直接采用MUSIC算法进行DOA估计,避免引入子带索引估计的误差,因此所提系统不仅性能更优,而且由表1可知运算量减小了 MK . 所提系统与M-ULA系统中的DOA估计^[14]性能相近,但是本系统的分支总数为 $M+R-1$ (当 $R < M$ 时),少于M-ULA系统的分支数 $2M$,因此本系统可以减少硬件实现的复杂度,节约硬件资源.

接下来分析阵列天线个数对DOA估计性能的影响,设置信噪比为 15 dB ,阵列天线数从4到12递增,其他的实验参数不变,仿真结果如图6所示,随着阵元天线个数 M 的增加,所提系统估计效果变得更好,在阵元数大于4时,所提系统的DOA估计的 $\text{RMSE} < 1^\circ$,与传统MUSIC算

法估计性能相近,验证了所提系统 DOA 估计方法的有效性. 不过阵元个数大于 10 后, DOA 估计效果提升的不够明显,并且系统的复杂度会伴随着阵元个数的增大而增加,不利用硬件实现,因此在实际应用中,要根据需求合理设置阵元个数. 同时,所提系统 DOA 估计的 RMSE 值在任一阵列元个数处均小于基于原型 MWC 系统的 RMSE 值,验证了所提系统的 DOA 估计性能更优.

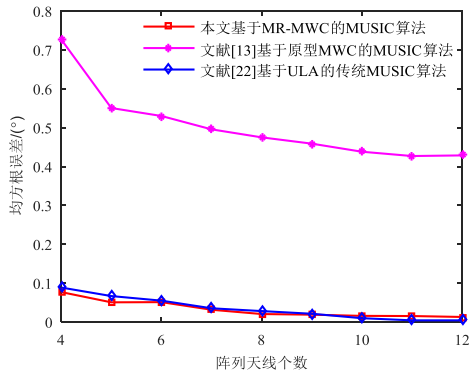


图6 不同阵列天线个数下的 DOA 估计效果

最后仿真分析了快拍数对 DOA 估计的影响,设置快拍数以步进为 20 从 20 到 160 递增,信噪比为 15 dB,其他参数同上. 仿真结果如图 7 所示,在快拍数大于 20 时,所提系统 DOA 估计的 RMSE $< 1^\circ$,与传统 MUSIC 算法估计性能相近,验证了所提系统 DOA 估计的有效性. 所提系统的 DOA 性能随着快拍数的增加有所提高,但

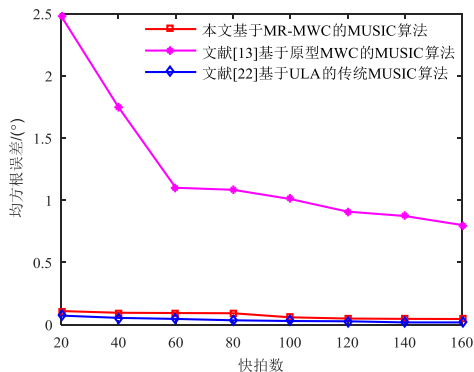


图7 不同快拍数下的 DOA 估计效果

是效果不明显,因为该系统在低快拍数下已经具备了良好的性能. 并且,进一步验证了所提系统的 DOA 性能要优于基于原型 MWC 系统的性能.

4.2 同载频多信源情况

虽然同时接收多个信源的概率极低,但也存在可能性. 由于所提系统的载频估计方法存在局限性,对于不同载频的多源信号,可以考虑先根据载频进行分离,再分别用以上方法进行参数估计. 目前,关于分离技术的

研究成果已有众多^[23],且本文篇幅有限,便不再对其展开深入研究. 同时,由于同载频多信源在雷达等领域中应用广泛,众多阵列信号的 DOA 估计算法都是基于具有相同载频的多个信源进行研究的,并且同载频多信源也将会被继续广泛应用在未来的参数估计算法研究中^[24]. 所提系统能够实现对同载频多个信源的压缩采样以及参数估计,所以接下来将主要对同载频的多个信源进行仿真分析,假设系统接收的信源数为 2,两个同载频信源的方向角分别为 -30° 、 10° ,其他参数设置同上.

图 8 为同载频多信源的载频估计效果,仿真结果证明了所提系统对同载频多信源进行载频估计的有效性,同时也进一步证明了所提系统的载频估计性能要优于原型 MWC 系统的载频估计性能,并且其随着信噪比的增加而提高.

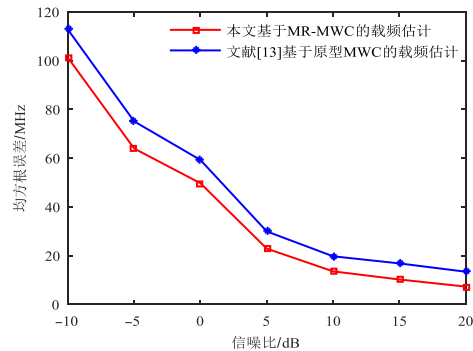


图8 同载频多信源的载频估计效果

在信噪比为 15 dB 时,接收信号经过所提系统的压缩采样后,其压缩采样数据的空间谱分布如图 9 所示. 由空间谱分布可知,能够准确获得这两个信源的 DOA 估计值.

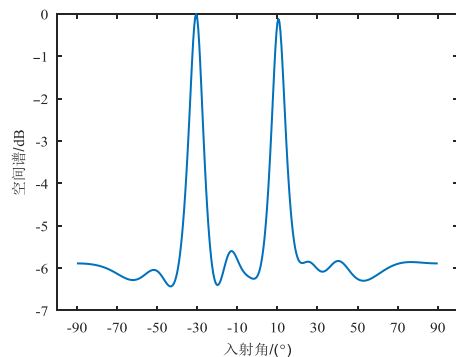


图9 多信源的 CS 数据空间谱分布

图 10 为不同系统中多信源在不同信噪比下 DOA 估计的 RMSE,结果表明,随着信噪比增加,所提系统对多个信源的 DOA 估计性能仍有所提高,并且在信噪比大于 -10 dB 时, RMSE $< 1^\circ$,证明了所提系统对同载频多

个信源的 DOA 估计的有效性. 同时, 仿真结果也表明, 对于多个信源, 所提系统的 DOA 估计性能仍优于原型 MWC 系统的估计性能, 与基于 ULA 的传统 MUSIC 算法的估计性能相似, 但其需要处理的数据量仍只是基于 ULA 的传统 MUSIC 算法的 $1/G$.

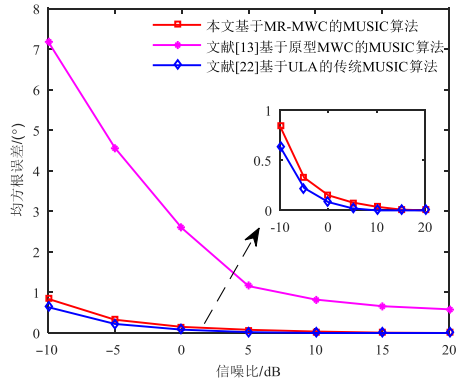


图 10 多信源在不同信噪比下的 DOA 估计效果

5 结论

本文提出了一种基于 ULA 的 MR-MWC 压缩采样系统, 可实现在电子侦察环境中对单一入射信号以及同载频多信源的压缩采样, 并且可在无需重构的情况下直接对压缩采样信号进行处理完成载频与 DOA 估计. 利用实验仿真说明了在信噪比大于 -10 dB、阵元个数大于 4 以及快拍数大于 20 时, 所提系统的 CF 和 DOA 估计性能要优于基于原型 MWC 系统的估计性能, 与基于 ULA 的传统 MUSIC 算法的估计性能相似, 但数据处理量小于基于 ULA 的传统 MUSIC 算法, 证明了所提系统在参数估计方面具有一定优势, 并且具有可实现欠奈奎斯特采样、数据处理量小、以及工程实现复杂度低等优点.

参考文献

- [1] 陈涛, 韩旭天, 禹永植. 压缩采样稀疏阵列结构及其参数估计技术[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2020, 41(8): 1244-1248.
CHEN Tao, HAN Xu-tian, YU Yong-zhi. Structure and its parameter estimation technology of compressed sampling sparse array[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2020, 41(8): 1244-1248. (in Chinese)
- [2] 左婷, 王法松, 张建康, 李睿. 室内可见光通信系统中基于压缩感知的空移键控信号检测方法[J]. 电子学报, 2022, 50(1): 36-44.
ZUO Ting, WANG Fa-song, ZHANG Jian-kang, LI Rui. Space shift keying signal detection approach based on compressed sensing in indoor VLC system[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(1): 36-44. (in Chinese)
- [3] 郑维, 张涛, 王洪斌, 田亚静, 王洪瑞. 分级随机采样弱随机 RRT 算法及在移动机器人运动规划中的应用[J]. 计量学报, 2021, 42(9): 1172-1181.
ZHENG Wei, ZHANG Tao, WANG Hong-bin, TIAN Ya-jing, WANG Hong-rui. Hierarchical random sampling weak random RRT algorithm and application for motion planning of mobile robot[J]. Acta Metrologica Sinica, 2021, 42(9): 1172-1181. (in Chinese)
- [4] 池博浩, 江浩, 钱慧, 冯忱晖. 用于心电信号的能量最大化模拟信息转换系统[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(3): 213-220.
CHI Bo-hao, JIANG Hao, QIAN Hui, MA Chen-hui. Energy maximization analog-to-information converter system for ECG signal[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(3): 213-220. (in Chinese)
- [5] LI Suai, et al. Broadband vibration signal measurement based on multi-coset sampling in phase-sensitive OTDR system[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(2): 1295-1300.
- [6] MISHALI M, ELDAR Y C. From theory to practice: Subnyquist sampling of sparse wideband analog signals[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010, 4(2): 375-391.
- [7] 廖小斌, 余江. 基于调制宽带转换器的自适应频谱感知研究[J]. 现代电子技术, 2020, 43(07): 25-28.
LIAO Xiao-bin, YU Jiang. Research on adaptive spectrum sensing based on modulated broadband converter[J]. Modern Electronics Technique, 2020, 43(07): 25-28. (in Chinese)
- [8] BUREL G, FICHE A, GAUTIER R, MARTIN G A. A modulated wideband converter calibration technique based on a single measurement of a white noise signal with advanced resynchronization preprocessing[J]. Electronics, 2022, 11(5): 774.
- [9] KUMAR A A, RAZUL S G, CHANDRA M G, et al. Joint frequency and direction of arrival estimation with space-time array[C]//Sensor Array & Multichannel Signal Processing Workshop. Rio de Janeiro: IEEE, 2016: 1-5.
- [10] 赵曼, 陈辉. 基于扩维的多通道联合频率和到达角估计[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(1): 147-151.
ZHAO Man, CHEN Hui. Multichannel joint frequency and DOA estimation based on expanded dimension[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(1): 147-151. (in Chinese)
- [11] STEIN IOUSHUA S, YAIR O, COHEN D, et al. CaSCADE: Compressed carrier and DOA estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(10): 2645-2658.
- [12] CUI C, WU W, WANG W Q. Carrier frequency and DOA

- estimation of sub-nyquist sampling multiband sensor signals[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(22): 7470-7478.
- [13] CHEN T, LIU L, PAN D. A ULA-based MWC discrete compressed sampling structure for carrier frequency and AOA estimation[J]. IEEE Access, 2017, (5): 14154-14164.
- [14] CHEN T, LIU L Z, GUO L M. Joint carrier frequency and DOA estimation using a modified ULA based MWC discrete compressed sampling receiver[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, 12(8): 873-881.
- [15] 姜思仪, 付宁, 乔立岩, 彭喜元. 基于 L 型延迟阵列调制宽带转换器的信号载频和二维到达角联合估计[J]. 物理学报, 2021, 70(8): 287-295.
JIANG Si-yi, FU Ning, QIAO Li-yan, PENG Xi-yuan. Joint estimation of carrier frequency and two-dimensional arrival angle based on L-shaped delay array modulation wideband converter[J]. Acta Physica Sinica, 2021, 70(8): 287-295. (in Chinese)
- [16] 王鑫. 宽带数字接收机的关键技术研究及实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2008.
- [17] FAN Lei, QI Guo-qing. Accurate estimation method of sinusoidal frequency based on FFT[C]//Proceedings of the 35th Chinese Control Conference. Chengdu: IEEE, 2016: 5164-5167.
- [18] FAN Lei, QI Guo-qing. A new synthetic frequency estimation method of sinusoid based on interpolated FFT[C]//2015 Fifth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control. Qinhuaqiao: IEEE, 2015: 1725-1729.
- [19] 冯西安, 寇思玮, 谭伟杰, 毕杨. 水声信号处理中的稀疏表示理论及应用[J]. 电子学报, 2021, 49(9): 1840-1851.
FENG Xi-an, KOU Si-wei, TAN Wei-jie, BI Yang. Sparse representation theory and application in underwater acoustic signal processing[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(9): 1840-1851. (in Chinese)
- [20] 孙兵, 吴晨曦, 阮怀林, 叶文强, 苏宝桐. 阵元失效条件下的高精度 DOA 估计方法[J]. 电子学报, 2020, 48(9): 1688-1694.
SUN Bing, WU Chen-xi, RUAN Huai-lin, YE Wen-qiang, SU Bao-tong. High accuracy DOA estimation method with array sensor failure[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(9): 1688-1694. (in Chinese)
- [21] 陈志菲, 孙进才, 侯宏. 宽带 DOA 估计的类 MUSIC 波束形成算法[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1257-1260.
CHEN Zhi-fei, SUN Jin-cai, HOU Hong. MUSIC-like beamforming method for wideband DOA estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1257-1260. (in Chinese)
- [22] 姚昕彤, 王玉文, 刘奇, 金硕. 基于 MUSIC 及其改进算法的 DOA 估计研究[J]. 通信技术, 2021, 54(6): 1363-1369.
YAO Xin-tong, WANG Yu-wen, LIU Qi, JIN Shuo. Research on DOA estimation based on MUSIC and its improved algorithm[J]. Communication Technology, 2021, 54(6): 1363-1369. (in Chinese)
- [23] JIANG S, FU N, WEI Z, LI X, QIAO L, PENG X. Joint spectrum, carrier, and DOA estimation with beamforming MWC sampling system[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-15.
- [24] 郑恩明, 陈新华, 周权斌, 李巍, 杨鹤, 孟浩. 一种复域压缩感知目标方位估计方法[J]. 电子学报, 2021, 49(11): 2117-2123.
ZHENG En-ming, CHEN Xin-hua, ZHOU Quan-bin, LI Yi, YANG He, MENG Hao. A target azimuth estimation method based on complex domain compressed sensing[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(11): 2117-2123. (in Chinese)

作者简介



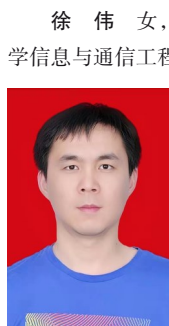
国 强 男, 1972 年 11 月出生于黑龙江省哈尔滨市. 现为哈尔滨工程大学教授、博士生导师, 乌克兰工程院外籍院士. 主要研究方向为电子对抗、雷达信号分选与识别. 中国电子学会会员编号: E190027944S.

E-mail: guoqiang@hrbeu.edu.cn



李 沛 女, 1996 年 6 月出生于内蒙古乌兰察布市. 现为哈尔滨工程大学硕士研究生. 主要研究方向为阵列信号处理.

E-mail: s320080051@hrbeu.edu.cn



徐 伟 女, 1969 年 8 月出生于黑龙江省伊春市, 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院副教授, 主要研究方向光纤通信与信号处理.

戚连刚(通讯作者) 男, 1990 年 1 月出生于河北省邢台市. 现为哈尔滨工程大学预聘副教授. 主要研究方向为自适应干扰抑制、阵列信号处理、智能信息处理. 中国电子学会会员编号: E190027452M.

E-mail: qiliangang@hrbeu.edu.cn