相参FDA雷达搜索成像一体化波形设计方法

于 雷 余若峰 何 峰* 董 臻 粟 毅 张 犇

(国防科技大学电子科学学院 长沙 410073)

摘要：相参频率分集阵列(FDA)雷达具有系统结构简单、波束扫描灵活和发射自由度高等优点，在宽覆盖对空探测任务中展现出巨大潜力，但固有的波束扫描机制导致其在特定方向的驻留时间缩短，从而限制了传统宽带波形成像时的距离分辨率。为解决广域搜索与高分辨率成像之间的内在矛盾，该文提出了一种基于深度学习的相参FDA搜索成像一体化波形设计方法。该方法利用相参FDA多自由度灵活发射的优势，在保证宽覆盖搜索能力的同时，为多个感兴趣区域(ROI)定制化地设计波形、带宽、发射增益等多维发射资源。为了解决基带波形设计中恒模与相关性双重约束的非凸优化问题，该文构建了以残差自编码网络为核心优化器，旨在直接学习并建立从初始相位空间到满足预设性能准则的最优相位空间的高维非线性映射关系。该网络能够高效地生成一组在多个ROI方向上同时具备低自相关旁瓣和低互相关电平的相位编码子波形。仿真结果验证了所提方法的有效性，表明其设计的波形在同步执行搜索与多目标成像任务时，(相比于窄带搜索模式)能够在指定ROI方向同时获得发射增益和距离分辨率提升，且自相关与互相关性能相较于传统方法具有显著优势，为提高现代雷达系统的同时多任务探测能力提供了一种有效途径。

关键词：相参频率分集陈列；搜索成像一体化；波形设计；残差自编码器；低旁瓣；低互相关

中图分类号：TN958 **文献标识码：**A **文章编号：**2095-283X(2025)x-0001-18

DOI: 10.12000/JR25127 **CSTR**: 32380.14.JR25127

引用格式：于雷, 余若峰, 何峰, 等. 相参FDA雷达搜索成像一体化波形设计方法[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR25127.

Reference format: YU Lei, YU Ruofeng, HE Feng, *et al*. Deep learning-based integrated search-imaging waveform design for coherent frequency diverse array radar[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR25127.

Deep Learning-based Integrated Search-imaging Waveform Design for Coherent Frequency Diverse Array Radar

YU Lei YU Ruofeng HE Feng* DONG Zhen SU Yi ZHANG Ben

(*College of Electronics Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha* 410073, *China*)

Abstract: Coherent Frequency Diverse Array (FDA) radar demonstrates significant potential for wide-area search tasks due to its simple system architecture, flexible beam scanning, and high transmit Degrees of Freedom (DOF). However, its inherent beam-scanning mechanism reduces dwell time in specific directions, thereby limiting the imaging range resolution when a conventional wideband waveform is used. To resolve the intrinsic contradiction between wide-area search and high-resolution imaging, this paper proposes a deep learning-based integrated search-imaging waveform design method. By leveraging the multi-DoF flexible transmission capability of coherent FDA, the proposed method customizes multidimensional transmit resources, including waveform, bandwidth, and transmit gain, for multiple Regions of Interest (ROIs) while preserving

收稿日期：2025-07-21；改回日期：2025-12-25；网络出版：2026-01-19

*通信作者： 何峰 hefeng@nudt.edu.cn *Corresponding Author: HE Feng, hefeng@nudt.edu.cn

基金项目：国防科技大学青年自主创新基金(ZK25-28)

Foundation Item: Innovation Research Foundation of NUDT (ZK25-28)

责任主编：兰岚 Corresponding Editor: LAN Lan

wide-coverage search performance. To address the nonconvex optimization problem with dual constraints of constant modulus and low correlation in baseband waveform design, a residual autoencoder-based optimizer is developed. This network directly learns and establishes a high-dimensional nonlinear mapping from the initial phase space to the optimized phase space that satisfies predefined performance criteria. The network efficiently generates a set of phase-coded subwaveforms exhibiting low autocorrelation sidelobes and low cross-correlation levels for multiple ROIs. Simulation results validate the effectiveness of this method, demonstrating that the designed waveforms achieve higher processing gain (compared with the narrowband searching mode) and improved imaging resolution in the designated ROIs during simultaneous search and multitarget imaging. Moreover, the autocorrelation and cross-correlation performance of the proposed method significantly outperforms that of conventional approaches, indicating that it provides an effective solution for enhancing the multitask capabilities of modern radar systems.

Key words: Coherent Frequency Diverse Array (FDA); Searching and imaging integration; Waveform design; Residual Auto-Encoder (RAE); Low sidelobe; Low cross-correlation

1 引言

现代雷达系统在执行广域空间监视的核心任务时，始终面临着一项根本性的挑战：如何在宽覆盖搜索与高性能多任务(如高精度成像与识别)之间实现高效的资源调配与性能均衡？实现在宽覆盖探测中更加高效地利用(能量、带宽、波形等)多维发射资源，以及在宽覆盖探测中获得更好的同时多任务能力，驱动了雷达体制与信号处理理论的持续演进[1]。当前数字阵列雷达主要采用“宽发窄收”的全息体制实现空间宽覆盖，即通过发射宽波束或非聚焦波束覆盖更大的观测范围，并在接收端利用数字波束形成(Digital Beamforming, DBF)技术同时形成多个窄波束，实现对广阔空域的目标检测和定位[2]。然而，数字阵列的“宽发窄收”模式存在两个方面的不足[3]：一是其采用宽波束照射，不具备发射端的角分辨能力；二是其发射能量和探测波形均匀地散布在探测域内，不具备面向同时多任务需求的发射资源空间分集配置能力。

相参体制的频率分集阵列(Frequency Diverse Array, FDA)雷达为解决上述问题提供了新的思路[3,4]。相参FDA通过在阵元间引入特定的载频差，从而形成了随脉内时间变化的导向矢量[5]。由于其各发射通道间的基带波形完全相同，在每个脉内时刻相参FDA都可以相干地合成笔状聚焦波束[5]。而受到时变导向矢量的影响，相参FDA在脉内呈现出窄波束扫描特性[5,6]。文献[6]分析了相参FDA雷达波束扫描的角速度和波束覆盖范围与载频差、阵元间距之间的关系。文献[7]则针对由脉内波束扫描引起的实际探测波形的空时耦合性，提出了相参FDA雷达的匹配滤波器设计方法，并指出这种匹配滤波器与扫描角度有关，其在完成距离压缩的同时还等效实现了发射阵列的DBF，从而恢复了发射阵列的角分辨能力，因此也被称为“空时匹配滤波器”[8]。

相参FDA雷达灵活的脉内波束扫描特性，不仅可用于广域宽覆盖探测，还为实现多维发射资源的空间分集配置提供了技术途径。文献[9]提出了设计分段线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)波形以合成相参FDA发射方向图的方法。但该方法将相参FDA的波束扫描理解为与瞬时频率相关，因此将基带波形局限为LFM波形。文献[10]指出可以利用相参FDA的脉内波束扫描特性，对FDA雷达系统参数及子脉冲内基带波形进行联合设计，实现发射方向图(即发射能量)、探测带宽和波形的空间分集。在此基础上，文献[3]进一步提出了定量化的多维发射资源空间分集配置方法，可在保持宽覆盖照射的同时在多个感兴趣区域(Region of Interest, ROI)定量化地形成方向图增益和距离分辨率，大大提高了相参FDA雷达的发射自由度和同时多任务处理能力。然而，这一优势在应用于高分辨率成像时却遇到了新的理论困境：脉内波束的快速扫描显著缩短了其在一个方向的驻留时间，导致采用LFM等传统宽带波形时，目标方向上的有效积累带宽严重受限，造成距离分辨率恶化，无法满足高精度成像的要求[11]。

为缓解相参FDA的距离分辨率恶化问题，现有研究主要沿两个技术路径展开。其一，通过阵元编码等方式展宽发射波束以延长驻留时间[12,13]，这类方法的缺点主要在于对阵列方向图主瓣聚焦性的破坏，使得该发射模式无法继续保持相参FDA的发射角分辨能力，相当于退化回数字阵列的“宽发窄收”模式。其二，利用相位编码作为基带波形获得高距离分辨率，但随之而来的自相关旁瓣恶化和互相关扰动同样是亟须解决的问题。尽管可设计空时非匹配滤波器(Mismatched Filter, MSF)对旁瓣

进行抑制[14]，却往往以牺牲脉压处理增益为代价，降低了系统的检测灵敏度与信噪比性能。

因此，不妨从问题的根源出发，设计在相参FDA发射模式下具有良好预设性能的相位编码波形。从数学建模角度看，上述问题可归结为一个典型的非凸、非光滑、多约束耦合优化问题。传统迭代算法(如梯度类方法)及先进非凸优化策略(如流形优化[15]、上界代理最小化MM框架[16])虽能在局部范围内求解，但仍面临诸多挑战：首先，高度非凸的目标函数导致优化过程对初始值敏感，极易陷入次优解；其次，每轮迭代涉及高维矩阵运算或投影操作，计算复杂度随波形长度呈超线性增长，难以满足实时性需求；并且，多约束条件之间的耦合关系难以在统一框架下高效协调，尤其在面对非连续、非可微指标(如峰值旁瓣电平)时表现不佳。近年来，深度学习凭借其强大的非线性拟合能力与高维特征抽象机制[17]，为解决复杂信号处理中的难解优化问题提供了新的研究范式[18]。特别是基于模型驱动的深度展开架构[18–20]与残差神经网络(Residual Network, ResNet)[20]，已在序列生成、波束赋形与波形设计等领域展现出优于传统方法的性能。例如，文献[21]利用深度神经网络为MIMO雷达设计具备优良相关特性的恒模波形集，验证了数据驱动方法在物理约束下生成高质量信号的有效性。相较于传统数值优化，深度学习的优势体现在3个方面：其一，通过离线训练实现对高维非线性解流形的逼近，推理阶段仅需一次前向传播即可生成满足多约束条件的波形，极大降低在线计算开销；其二，网络结构可嵌入先验知识(如恒模约束)，提升模型的物理一致性与可解释性；其三，端到端的学习机制能够自动捕捉变量间的隐式关联，适应复杂时序结构与多目标权衡需求。

针对上述挑战，本文将残差自编码网络(Residual Auto-Encoder, RAE)引入相参FDA雷达的广域搜索与高分辨率成像一体化任务中，构建了一种面向“搜索–成像一体化”场景的深度学习驱动波形设计框架。该方法旨在充分发挥相参FDA系统的多自由度优势，实现单脉冲内广域搜索与多目标高分辨率成像的协同运行。主要贡献归纳如下：

(1) 提出了一种相参FDA搜索-成像一体化处理框架。该框架通过设计多段子脉冲，并对各子脉冲对应的载频差、时宽等参数进行优化，实现了在维持宽覆盖搜索的同时，在多个指定ROI方向上延长波束驻留时间，从而(相比于窄带搜索模式)提升了成像区域的发射增益。

(2) 将多约束波形优化问题重构为深度学习范式求解。针对一体化框架下多目标成像对波形集提出的低自相关与低互相关要求，构建了一个基于残差自编码网络的优化模型。该模型将复杂的非凸优化问题转化为一个端到端的网络训练过程，高效地生成满足恒模约束的高性能相位编码波形集。

(3) 建立了完备的性能评估体系并验证了方法的有效性。通过多维模糊函数和等效发射方向图等分析工具，对所设计波形的空-时域性能进行了全面的分析评估。结果表明，与传统方法相比，本方法能够在多个目标方向上同步实现更高的处理增益、更优的距离分辨率以及更低的旁瓣与互相关干扰。

2　信号模型与搜索成像一体化处理框架

2.1　相参FDA雷达信号模型

考虑如图1所示的收发共址的相参FDA雷达模型，发射阵列和接收阵列分别为具有M个和N个阵元的一维均匀线阵，阵元间距均为$d=\lambda/2$，其中$\lambda=\mathrm{c}/f_{\mathrm{c}}$表示波长，c表示光速，$f_{\mathrm{c}}$表示第1个发射阵元的中心频率。将其作为参考载频，设置各发射阵元的载频以Δf的均匀频偏线性递增，第m个发射阵元的中心频率可表示为

$$f_m=f_{\mathrm{c}}+\Delta f_m=f_{\mathrm{c}}+(m-1)\,\Delta f, m=1,2,\cdots,M \quad (1)$$

相参FDA第m个阵元的发射信号可以表示为

$$s_m(t)=\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T_{\mathrm{p}}}\right)\varphi(t)\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{c}}+\Delta f_m\right)t\right],\quad m=1,2,\cdots,M \quad (2)$$

其中，T_{p}表示脉冲宽度，$\mathrm{rect}(x)=\begin{cases}1,|x|\le 0.5\\0,|x|>0.5\end{cases}$表示矩形窗函数，$\varphi(t)$表示基带发射波形。对于相参FDA雷达，其各个阵元的发射基带波形完全相同。

如果在式(2)的基础上进一步考虑发射阵列的空域加权矢量$\boldsymbol{w}=[w_1,w_2,\cdots,w_M]^{\mathrm{T}}$，那么在满足窄带假设条件下，相参FDA雷达发射信号在目标远场位置(r,θ)处的合成信号表达式为

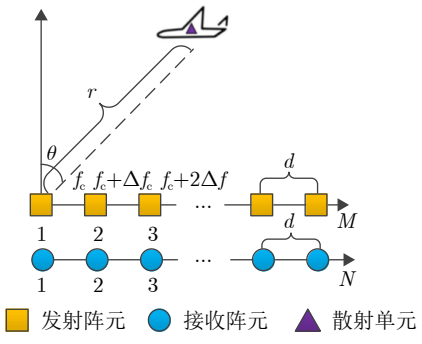


图 1 相参FDA雷达收发阵列模型

Fig. 1 Observation geometry of coherent FDA radar

$$x_{\mathrm{FDA}}(t',\theta)=\underbrace{\mathrm{rect}\left(\frac{t'}{T_{\mathrm{p}}}\right)\varphi(t')\exp(\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}t')}_{\text{发射波形}}\times\underbrace{\sum_{m=1}^{M}w_m\exp\left[-\mathrm{j}\Delta\phi_m(t',\theta)\right]}_{P_{\mathrm{FDA}}(t',\theta)} \tag{3}$$

其中，$t'=t-\tau,t'\in[-T_{\mathrm{p}}/2,T_{\mathrm{p}}/2]$表示脉内时间，$\tau$=$r/\mathrm{c}$表示电磁波的单程传播时延，$\Delta\phi_m(t',\theta)$表示相参FDA第$m$个发射阵元与参考阵元间的时变相位差，其表达式为

$$\Delta\phi_m(t',\theta)=2\pi(m-1)\left(\Delta ft'+\frac{d\sin\theta}{\lambda}\right) \tag{4}$$

进而，可根据时变相位差得到相参FDA空时耦合的发射方向图$P_{\mathrm{FDA}}(t',\theta)$，其表达式为

$$P_{\mathrm{FDA}}(t',\theta)=\exp\left[\mathrm{j}\pi(M-1)\left(\Delta ft'+\frac{d\sin\theta}{\lambda}\right)\right]\times\frac{\sin\left[M\pi\left(\Delta ft'+\frac{d\sin\theta}{\lambda}\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(\Delta ft'+\frac{d\sin\theta}{\lambda}\right)\right]} \tag{5}$$

如式(5)所示，相参FDA的发射方向图受到脉内时间$t'=t-\tau$和空间角度θ的联合调制。在一个脉冲持续时间内，随着脉内时间t'从$-T_{\mathrm{p}}/2$到$T_{\mathrm{p}}/2$变化，方向图主瓣在角度维形成连续的“波束扫描”从而实现空间宽覆盖。此外，从式(3)可知，相参FDA空时耦合的发射方向图对完整的基带发射波形起到了如图2所示的“空-时”滑窗效应，$P_{\mathrm{FDA}}(t',\theta)$在不同的脉内时间截取不同的“子码片”并将其投射到相应的空间角度，并由此形成了宽覆盖观测模式下的空间波形分集[3,7]。

假设接收阵列如图1所示，当以参考载频f_{c}为基准解调至基带的N维相参FDA接收信号矢量表达式为

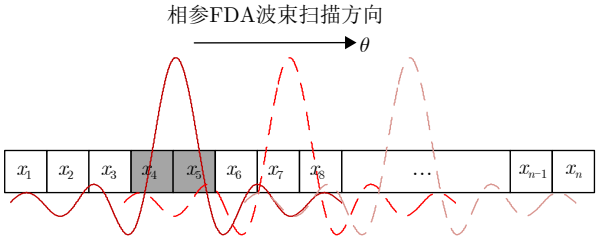


图 2 相参FDA波束扫描的“空-时”滑窗效应示意图

Fig. 2 Space-time windowing effect induced by coherent FDA radar beamscanning

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}_{\mathrm{FDA}}(t-\tau_{\mathrm{r}},\theta)&=\xi_{\mathrm{r}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\theta)\,\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau_{\mathrm{r}}}{T_{\mathrm{p}}}\right)\varphi(t-\tau_{\mathrm{r}})\\&\quad\times\exp(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}\tau_{\mathrm{r}})\\&\quad\times\sum_{m=1}^{M}w_m\exp\left[\mathrm{j}\Delta\phi_m(t-\tau_{\mathrm{r}},\theta)\right]\end{aligned} \tag{6}$$

其中，ξ_{r}表示接收信号复幅度，$\tau_{\mathrm{r}}=2r/c$表示收发双程距离延迟，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\theta)$表示接收阵列导向矢量，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\theta)=\left[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi d\sin\theta/\lambda},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(N-1)d\sin\theta/\lambda}\right]^{\mathrm{T}}$。

接下来，可在接收端利用DBF技术实现同时多波束。假设在方位角度θ_0方向做DBF接收，其信号表达式为

$$\begin{aligned}r(t-\tau_{\mathrm{r}},\theta,\theta_0)&=\xi_{\mathrm{r}}\boldsymbol{w}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{H}}(\theta_0)\,\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}(\theta)\,\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau_{\mathrm{r}}}{T_{\mathrm{p}}}\right)\\&\quad\times\varphi(t-\tau_{\mathrm{r}})\exp(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}\tau_{\mathrm{r}})\\&\quad\times\sum_{m=1}^{M}w_m\exp\left[\mathrm{j}\Delta\phi_m(t-\tau_{\mathrm{r}},\theta)\right]\end{aligned} \tag{7}$$

其中，$\boldsymbol{w}_{\mathrm{r}}(\theta_0)=\left[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi d\sin\theta_0/\lambda},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(N-1)d\sin\theta_0/\lambda}\right]^{\mathrm{T}}$表示在$\theta_0$方向做接收DBF的阵列加权矢量。

由式(7)可知，与传统相控阵雷达中空域滤波与时域匹配滤波相互解耦合不同的是，相参FDA的接收信号也具有空时耦合性，即在不同角度上实际形成的回波信号是完整基带波形的子码片。因此，相参FDA雷达的匹配滤波器需要针对每个感兴趣的观测角度θ_0进行设计，这种匹配滤波器被称为空时匹配滤波器，其表达式如下

$$h_{\mathrm{FDA}}(t,\theta_0)=\sum_{m=1}^{M}\exp\left[-\mathrm{j}2\pi(m-1)\left(\Delta ft+\frac{d\sin\theta_0}{\lambda}\right)\right]\varphi(t) \tag{8}$$

由于相参FDA在发射端利用窄波束扫描保留了发射端的角分辨能力，因此利用式(8)所示的空时匹配滤波器对接收信号做共轭卷积实现脉冲压缩的同时，也实现了等效发射DBF，恢复了发射阵列的角分辨力。相参FDA雷达的接收端系统框架如图3所示。不同于一些文献中主张，在相参FDA的每个接收阵元后都做M路不同载频的混频，最后得到$N\times M$路混频输出[6,17,22]。本文提出的相参FDA雷达接收机仅用参考频率f_{c}下变频至基带，在完成N_θ路接收DBF后传输至信号处理子系统，通过多路空时匹配滤波器(如式(8))完成脉冲压缩和等效发射DBF。图3所示的相参FDA雷达接收端处理架

构大大降低了系统设计复杂性和数据传输部分的数据率负担，该处理框架行之有效的本质原因是对相参FDA波束扫描导致的发射信号空间分集的合理利用。

2.2 相参FDA雷达搜索成像一体化处理框架

由2.1节的分析可知，相参FDA通过在阵元间引入载频差Δf，可以得到随脉内时间变化的阵元间相位差，从而实现脉内的窄波束扫描。由式(5)所示的相参FDA方向图函数可知，方向图的主瓣指向θ与脉内时间t'的关系为

$$\theta(t') = \arcsin\left[\frac{\lambda}{d}\left(\ell - \Delta f t'\right)\right], \ell \in \mathbb{Z}, \quad t' \in [-T_\mathrm{p}/2, T_\mathrm{p}/2] \tag{9}$$

其中，$\mathbb{Z}$表示整数集。

由式(9)可得相参FDA波束扫描的正弦角速度为$\omega_{\theta,\mathrm{FDA}} = \partial \sin\theta / \partial t = \lambda \Delta f / d$，则一个脉冲宽度$T_\mathrm{p}$内相参FDA波束扫描所覆盖的角度区间$\Omega_\mathrm{FDA} = \left[\theta_{t'=-T_\mathrm{p}/2}, \theta_{t'=T_\mathrm{p}/2}\right]$的变化范围可以表示为

$$\Xi_\mathrm{FDA} = \left|\sin\theta_{t'=T_\mathrm{p}/2} - \sin\theta_{t'=-T_\mathrm{p}/2}\right| = \frac{\lambda T_\mathrm{p}}{d}\Delta f \tag{10}$$

其中，$\theta_{t'=-T_\mathrm{p}/2}$和$\theta_{t'=T_\mathrm{p}/2}$分别表示波束扫描的起始和终止位置。

由式(10)可知，在阵元间距和载波波长确定的情况下，脉内波束扫描的角速度主要受载频差Δf的影响，其波束覆盖范围则受到载频差Δf与脉冲宽度T_p乘积的影响。相参FDA雷达的脉内波束扫描特性很适合在宽覆盖对空监视场景下应用，其优势主要体现在两个方面：一是在实现宽覆盖的同时保留了发射阵列的角分辨能力，即通过式(8)所示的空时匹配滤波可等效发射DBF；二是可以通过对载频差、子脉冲和基带波形的联合优化设计实现对多维发射资源灵活且定量化的空间分集配置。上述两点优势大大提升了相参FDA雷达在应对密集多目标和同时多任务处理时的能力。为了充分发挥相参FDA灵活的波束控制能力以实现大范围搜索和多目标成像的一体化处理，本文设计了如图4、图5所示的“窄带/宽带”两种扫描模式相结合的发射策略。

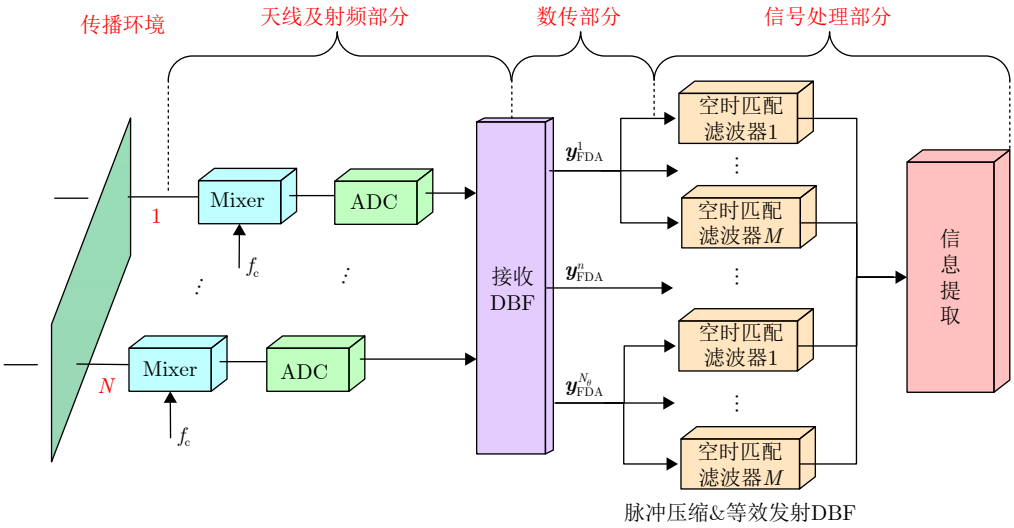
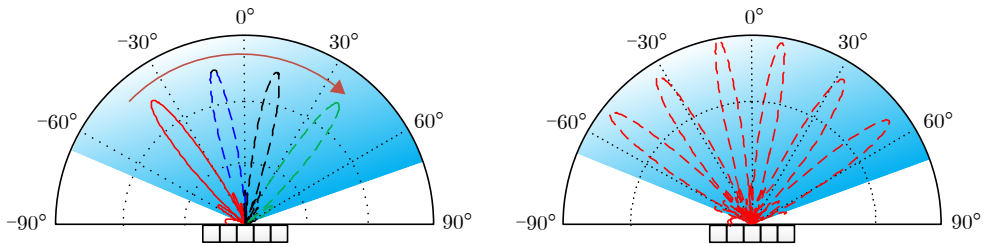


图 3 相参FDA雷达接收端系统结构框图

Fig. 3 Structure of coherent FDA radar receiver



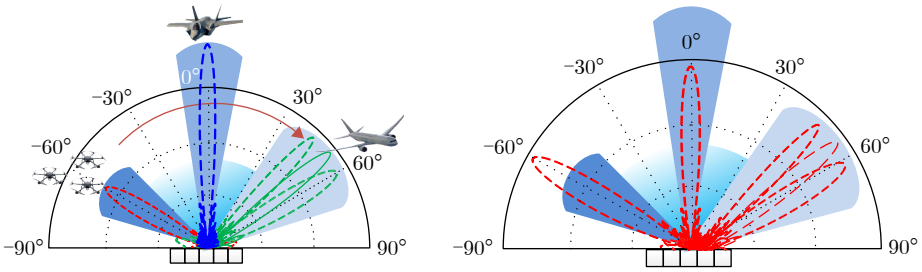
发射端窄波束扫描实现宽覆盖　　接收端同时多波束实时处理

(a) 相参FDA发射端　　(b) 相参FDA接收端

(a) Coherent FDA radar transmitter　　(b) Coherent FDA radar receiver

图 4 相参FDA雷达窄带宽覆盖搜索模式

Fig. 4 Searching mode of coherent FDA radar with narrowband and wide coverage



(a) 相参FDA发射端
(a) Coherent FDA radar transmitter

(b) 相参FDA接收端
(b) Coherent FDA radar receiver

图 5 相参FDA雷达宽带多目标成像模式

Fig. 5 Multi-targets imaging mode of coherent FDA radar with wideband and ROI coverage

具体来说，当相参FDA雷达处在目标搜索阶段时，在发射端如图4(a)所示，通过对载频差、脉冲宽度等系统参数的设计可以保证脉内波束扫描覆盖大尺度观测空域。该模式下，雷达基带发射波形可设置为LFM或其他频率调制波形，这样一方面可在照射范围内形成小于基带波形带宽的窄带信号，降低接收端采样及数据传输负担[3]；另一方面还可以获得良好的峰值旁瓣性能[8]。在接收端如图4(b)所示，可利用接收DBF技术形成多个紧密排列的数字波束以覆盖整个探测空间。由于此时各个方向上的实际探测波形均为窄带信号，因此可使用较低的采样率对回波进行采样，从而保证多路接收DBF的输出数据能够同时传输并实时处理。该模式的优势体现在基带波形简单且容易实现，形成均匀增益的窄带宽覆盖可保证图3中多路接收DBF信号的实时传输和信号处理。

当相参FDA雷达于窄带搜索模式下发现并确定高价值目标位置时，系统可转入宽带成像模式，获得特定角度方向上的目标高分辨率一维距离像以进行识别或高精度跟踪。相参FDA可以通过系统参数设计将特定子脉冲内的基带波形发射至特定方向，从而在空间上形成“宽窄交替”的探测模式[3]。在发射端如图5(a)所示，首先根据搜索阶段获得感兴趣目标的距离、角度等信息设计相参FDA雷达的系统参数，以在特定方向上形成(相比于窄带搜索模式)更高的发射增益以提高成像信噪比。接下来，根据系统参数和目标运动特征、散射特性等先验信息设计特定子脉冲内的基带波形，以形成特定角度方向上具有良好旁瓣性能的高分辨率探测波形，对于ROI以外的其他角度区间，仍用窄带波形进行搜索。针对多目标场景，为了降低来自不同方向的目标回波之间的互扰，还需要优化多个特定子脉冲内波形间的互相关性。最后，如图5(b)所示，与搜索模式下用多个密集排列的数字波束覆盖整个观测空间相区别的是，在成像模式下系统优先保障有限个目标所在方向上的接收DBF，以实现宽带实时处理，若数据传输带宽仍有余量，则可以针对ROI以外的其他角度区间做额外的接收DBF，以实现对其他空域的目标搜索。

以上所述搜索成像一体化处理框架的优势体现在，充分利用了相参FDA多自由度灵活探测能力，通过单脉冲发射即可实现对多个方向上目标的宽带实时成像，后续的波形优化设计可以保证良好的旁瓣性能和多目标之间的低互相关。同时，该模式依然保留了对其他非ROI空域的窄带搜索能力，可以在传输带宽允许的情况下实现真正意义上的单脉冲“搜索-成像”一体化。接下来将依次介绍这种框架下相参FDA的系统参数设计及波形优化方法。

3 面向多目标成像的相参FDA多自由度灵活探测设计方法

由2.2节可知，相参FDA雷达通过灵活的波束扫描可以实现多维发射资源的空间分集配置。文献[3]提出了定量化的相参FDA多自由度探测方法，本节以此为基础展开介绍2.2节中提出的多目标成像模式的相参FDA雷达系统参数设计方法。

3.1 相参FDA多维发射资源空间分集配置原理

由于相参FDA的瞬时波束指向随脉内时间变化，因此可通过设计特定的子脉冲实现定制化的发射资源空间分集配置。首先，根据搜索阶段确定的目标数量和位置信息，在宽覆盖观测空域中选定L个ROI方向，设为$\boldsymbol{\Theta}=[\Theta_1,\Theta_2,\cdots,\Theta_L]$，根据式(9)得到的相参FDA波束扫描角速度$\omega_{\theta,\mathrm{FDA}}$，可得在某个特定方向$\Theta_l$上的波束驻留时间为

$$T_{s,l}=\frac{\sin\left(\Theta_l+\theta_{bw}/2\right)-\sin\left(\Theta_l-\theta_{bw}/2\right)}{\omega_{\theta,\mathrm{FDA}}} \tag{11}$$

其中，$\theta_{bw}\approx 0.886\dfrac{\lambda}{D}=0.886\dfrac{\lambda}{Md}$表示半功率点波束宽度。代入$\omega_{\theta,\mathrm{FDA}}=\lambda\Delta f/d$，并利用积化和差对式(11)进行化简可得

$$T_{s,l}=\frac{2\cos\Theta_l\sin\left(\theta_{bw}/2\right)}{\omega_{\theta,\mathrm{FDA}}}=\frac{\cos\Theta_l\sin\left(\dfrac{0.886}{M}\right)}{\Delta f} \tag{12}$$

由式(12)可知，在目标方向(即ROI方向)确定的情况下，波束驻留时间仅与载频差Δf及阵列天线孔径有关。因此，为了实现不同方向上发射增益的定量化提升，需要延长该方向上的波束驻留时间，即在完整基带波形的特定位置嵌入设计好的子脉冲并调整子脉冲内阵元间的载频差Δf。需要注意的是，这里所说的“发射增益提升”是指设计后的发射方向图增益高于相参FDA波束匀速扫描的“宽覆盖搜索模式”(如图4(a)所示)。最后，为了获得ROI方向上良好的旁瓣性能，需要对设计子脉冲内的波形编码进行优化设计。

假设L个目标所对应的L个子脉冲的脉冲宽度之和为$\tilde{T}_S=\sum_{l=1}^{L}T_{\mathrm{s},l}$，并假设剩余的非ROI空域共对应$K$个子脉冲，其子脉冲宽度之和为$\tilde{T}_K=\sum_{k=1}^{K}T_k=T_\mathrm{p}-\tilde{T}_S$，则此时一个完整的发射脉冲共包含$N_\mathrm{p}=L+K$个子脉冲，若将它们合并可得第$m$个阵元的全脉冲发射信号表达式为

$$s_m(t)=\sum_{i=1}^{N_\mathrm{p}}\mathrm{rect}\left(\frac{t-\eta_i}{T_{\mathrm{p},i}}\right)\varphi_i\left(t-\eta_i\right)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{m,i}t\right),\quad i\in[1,N_\mathrm{p}] \tag{13}$$

其中，η_i表示用于排列第i个子脉冲的时延间隔，$\varphi_i\left(t-\eta_i\right)$和$f_{m,i}$分别表示第$i$个子脉冲对应的基带波形和通道载频，其表达式如下

$$\begin{cases}f_{m,i}=f_0+(m-1)\Delta f_i\\ \eta_i=\left(-T_\mathrm{p}+T_{\mathrm{p},l}\right)/2+\sum_{i=1}^{l-1}T_{\mathrm{p},i}\end{cases} \tag{14}$$

按照式(13)、式(14)所示的设计方法，相参FDA雷达通过脉内波束扫描依次将N_p个子脉冲内的波形投射到对应的方向上，实现的探测效果如图6所示。

为了实现对L个目标方向的高分辨率成像，需要对L个子脉冲内的相位编码波形进行定制化的设计，使其具有较低的自相关峰值旁瓣(Auto-correlation Peak-to-Sidelobe Level, APSL)和互相关积分旁瓣(Integrated Cross-correlation Sidelobe Level, ICSL)。而对于其他K个非ROI空域，可使用LFM波形进行窄带搜索。在系统参数方面，为了降低待优化问题的复杂性，可在完成对L个定制化子脉冲的设计后，再对K个非ROI空域对应的脉内载频差Δf_K进行统一设计，其表达式为

$$\Delta f_K=\frac{\Xi_{\mathrm{FDA}}-\sum_{l=1}^{L}\Xi_l}{2\left(T_\mathrm{p}-\sum_{l=1}^{L}T_{s,l}\right)} \tag{15}$$

其中，$\Xi_l=\left|\sin\left(\Theta_l+\theta_{bw}/2\right)-\sin\left(\Theta_l-\theta_{bw}/2\right)\right|$，$\Xi_{\mathrm{FDA}}$的定义如式(10)所示。

3.2 相参FDA雷达系统参数设计流程

根据3.1节的分析，面向多目标成像的相参FDA雷达系统参数设计应该遵照以下流程：首先，根据搜索阶段得到的先验信息确定L个目标方向，再根据目标方向上定量化发射增益提升的方案确定L个定制化子脉冲的时宽和载频差；接着计算剩余K个非ROI子脉冲内的载频差和子脉冲宽度；在系统参数确定后再进行子脉冲内的波形优化设计，先对L个定制化子脉冲内的相位编码波形进行优化设计，再设计剩余K个非ROI子脉冲内的波形；最后，将

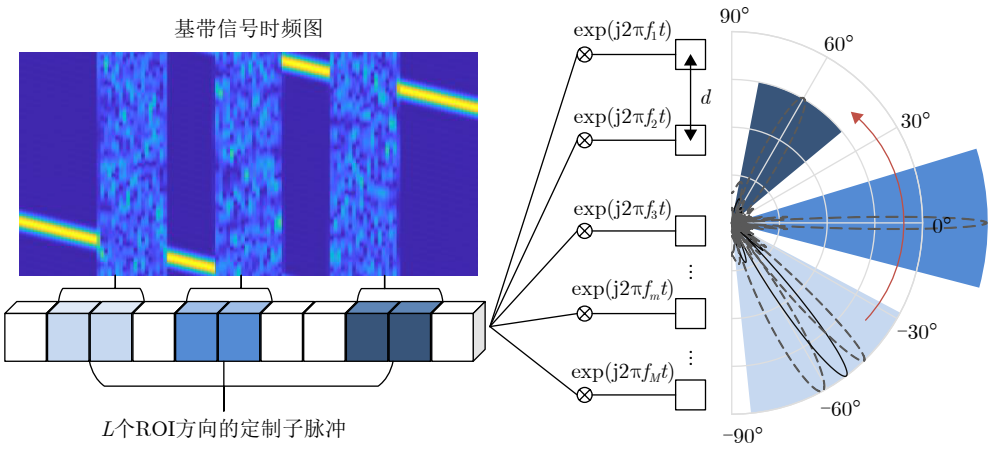


图 6 多目标成像模式下的相参FDA雷达探测效果示意图

Fig. 6 Visualization of multi-targets imaging mode based on coherent FDA radar

设计好的N_p个子脉冲组合成完整的发射信号反馈至相参FDA雷达发射端。其具体设计方法如算法1所示。

4 基于残差自编码网络的基带波形优化

第3节构建了相参FDA搜索-成像一体化框架，通过联合优化发射参数，实现了对L个ROI对应的发射增益进行协同调控。然而，系统的最终性能高度依赖于一个核心问题：如何为分配至各ROI的L个子脉冲设计一组基带相位编码波形$\{x_l(n)\}_{l=1}^{L}$，其中$n=1,2,\cdots,N_L$，N_L为各子脉冲的码元长度。该波形集必须同时满足两个特性：(1)恒模特性，以保证发射机功率放大器工作在饱和区的高效模式；(2)优良的相关特性，即低自相关旁瓣与低互相关电平，以确保脉冲压缩后的能量聚焦性与多目标场景下的干扰抑制能力。本节将描述该优化问题的数学建模，并构建基于残差自编码网络的深度学习求解框架。

4.1 优化问题建模

波形设计的首要约束是恒模特性。为在优化过程中固有地满足此约束，优化变量设为相位矩阵$\boldsymbol{\Phi}\in\mathbb{R}^{L\times N_L}$，而非复数波形。波形矩阵$\boldsymbol{X}\in\mathbb{C}^{L\times N_L}$则通过逐元素的复指数映射生成$x_l(n)=\exp(\mathrm{j}\phi_l(n))$。这种相位参数化方法，使得$|x_l(n)|=1$的恒模约束在优化变量$\boldsymbol{\Phi}$的整个实数域$\mathbb{R}^{L\times N_L}$上得以满足，从而规避了传统投影算法可能引入的计算复杂性与不可微问题。

优化的目标是最小化波形集的相关性。定义任意两个子波形$\boldsymbol{x}_l$和$\boldsymbol{x}_i$之间的非周期互相关函数：

$$r_{li}(k)=\sum_{n=1}^{N_L-k}x_l(n)x_i^*(n+k),\quad k=-(N_L-1),(N_L-2),\cdots,(N_L-1) \tag{16}$$

当$l=i$时，$r_{ll}(k)$为非周期自相关函数。在波形集的设计中，自相关与互相关性能是相互耦合的核心指标，本文考虑其中两类：

(1) 针对自相关，需要抑制脉冲压缩后最差情况的旁瓣泄露，以确保高动态范围下的弱目标检测能力。此目标由APSL度量，定义为所有波形在所有非零时延$k\neq0$上的最大平方幅度

$$J_{\mathrm{APSL}}(\boldsymbol{\Phi})=\max_{l,k\neq0}\{|r_{ll}(k)|^2\} \tag{17}$$

(2) 针对互相关，需要最小化来自所有非匹配波形的总体干扰能量，以保证多ROI场景下的信干噪比性能。此目标由ICSL度量，定义为所有不同波形对$(l\neq i)$在所有时延k上的平方幅度之和

算法 1 多目标成像模式的相参FDA雷达系统参数设计方法

Alg. 1 System design of multi-targets imaging mode based on coherent FDA radar

输入：相参FDA发射/接收阵元数M, N，阵元间距d，参考载频f_{c}，脉冲宽度T_{p}，搜索阶段确定的L个ROI方向$\boldsymbol{\Theta}=[\Theta_1,\Theta_2,\cdots,\Theta_L]$。

初始化：阵元间载频差Δf^0，L个方向上的波束驻留时间序列$\left[T_{\mathrm{s},1}^0,T_{\mathrm{s},2}^0,\cdots,T_{\mathrm{s},L}^0\right]$，目标方向上的设计发射增益$[G_1,G_2,\cdots,G_L]$，迭代步长$\Delta_T$和发射增益设计拟合误差$\delta_g$。

1 代入当前参数，通过式(5)计算L个方向上的发射增益。

2 for $l=1,2,\cdots,L$ do

3 while $\Delta G_l>\delta_g$ do

4 针对第l个目标方向，令$T_{s,l}^q\leftarrow(1+i\Delta_T)\,T_{\mathrm{s},l}^0$；

5 适当调整并代入$T_{\mathrm{s},l}^i$，通过式(12)计算第l个子脉冲内的载频差$\Delta f_l{}^i$；

6 代入当前参数，通过式(5)计算第l个方向上的发射增益；

7 计算第l个方向上的实际增益与设计增益G_l差的绝对值ΔG_l；

8 $i\leftarrow i+1$；

9 end

10 end

11 更新系统参数，通过式(15)计算K个非ROI子脉冲对应的载频差Δf_K；

12 通过式(12)计算K个非ROI子脉冲的子脉冲宽度；

13 针对L个定制子脉冲设计低APSL, ICSL的相位编码波形；

14 针对K个非ROI子脉冲设计窄带搜索波形；

15 根据设计所得系统参数及基带波形，通过式(13)组合N_{p}个子脉冲得到M个通道的发射波形组。

输出: 相参FDA雷达M个通道发射波形组$\boldsymbol{s}(t)=[s_1(t),s_2(t),\cdots,s_M(t)]^{\mathrm{T}}$。

$$J_{\mathrm{ICSL}}(\boldsymbol{\Phi})=\sum_{l\neq i}\sum_{k}|r_{li}(k)|^2 \tag{18}$$

综合上述两个核心优化目标，我们采用的代价函数为这两项的加权和：

$$\min_{\boldsymbol{\Phi}\in\mathbb{R}^{L\times N_L}}\mathrm{Loss}(\boldsymbol{\Phi})=\lambda_a J_{\mathrm{APSL}}(\boldsymbol{\Phi})+\lambda_c J_{\mathrm{ICSL}}(\boldsymbol{\Phi}) \tag{19}$$

其中，$\lambda_a>0$和$\lambda_c>0$为各项的权重超参数。

该优化问题的求解在数学上面临两方面的困难。一是非凸性，从相位$\boldsymbol{\Phi}$到波形$\boldsymbol{S}$的映射和从波形$\boldsymbol{S}$到相关函数$r_{li}(k)$的计算都是高度非线性的。这导致代价函数$\mathrm{Loss}(\boldsymbol{\Phi})$的函数结构复杂，在高维相位空间中呈现出大量的局部最小值。二是光滑性，J_{APSL}项中max算子的引入，使得代价函数$\mathrm{Loss}(\boldsymbol{\Phi})$在其峰值旁瓣相等的点集上梯度未定义，函数不具有连续性，呈现非光滑特征。

这两个数学特性使得传统基于梯度的迭代算法极易陷入次优解，且其优化结果对初始值$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{init}}$的选择具有高度敏感性，难以保证解的全局质量和稳定性。传统优化算法采用迭代优化策略，针对单一的初始点$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{init}}$执行计算，通过多次迭代逐步搜索单个的最优解$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{opt}}$。因此，此类方法的计算负担集中于“在线推理”阶段，使其难以满足雷达系统对实时波形重构的需求。

4.2 基于残差自编码网络的优化策略

为规避上述局限性，本文引入摊销优化范式[16]。其核心思想转变了优化目标，即不再求解单个问题实例，转而利用深度神经网络强大的非线性函数逼近能力，构建并训练一个高维非线性映射$G_{\boldsymbol{\theta}}$。该映射旨在建立从随机初始相位空间到满足预设性能准则的最优相位空间的直接映射关系

$$G_{\boldsymbol{\theta}}:\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{init}}\mapsto\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{opt}}\approx\arg\min_{\boldsymbol{\Phi}}\mathrm{Loss}(\boldsymbol{\Phi}) \tag{20}$$

其中，$\boldsymbol{\theta}$表示神经网络的可训练参数集。

通过在“离线训练”阶段对$G_{\boldsymbol{\theta}}$进行充分优化，迭代求解所需的高昂计算成本被预先摊销至该训练过程中。在“在线推理”阶段，网络仅需一次前向传播即可从一个随机输入$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{init}}$生成一组高性能的波形$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{opt}}$，实现毫秒级的波形生成。本文选用RAE网络作为映射函数$G_{\boldsymbol{\theta}}$的骨干网络架构。RAE特有的“编码器-瓶颈层-解码器”架构为实现此优化映射提供了理想的实现框架。编码器将高维输入压缩至一个低维的潜在空间，此过程迫使网络在信息压缩中提取对波形相关性起决定性作用的低维流形特征，并滤除无关的冗余信息；解码器则基于该低维潜在表征重构出优化的相位序列。该“压缩-重构”机制显著提升了网络在高维相位空间中学习非线性映射的效率与鲁棒性。

RAE网络$G_{\boldsymbol{\theta}}$由编码器$E(\cdot)$、瓶颈层$B(\cdot)$和解码器$D(\cdot)$ 3部分级联而成。其前向传播的数据路径如图7所示。

本文提出的恒模波形设计RAE网络主要由以下部分组成。

(1) 输入层：网络的输入为一随机生成的初始相位矩阵$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{init}}\in\mathbb{R}^{L\times N_L}$，其相位值服从$\mathcal{U}(-\pi,\pi)$的均匀分布。该矩阵被向量化为一个$D=L\times N_L$维的输入向量$\boldsymbol{x}_{\mathrm{in}}$。

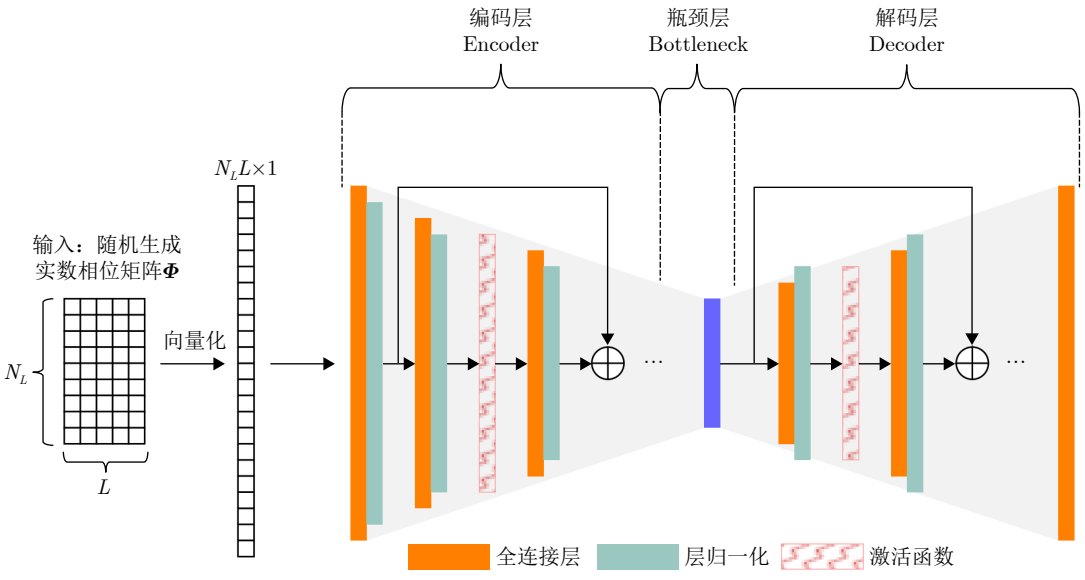


图 7 残差自编码(RAE)网络结构示意图

Fig. 7 Visualization of Residual Auto-Encoder (RAE) network

(2) 编码器$E(\cdot)$：采用维度-压缩结构，通过一系列级联的残差块对输入特征进行递进式提取与压缩。首先，初始嵌入层将$\boldsymbol{x}_{\text{in}}$映射为高维特征$\boldsymbol{z}_0 \in \mathbb{R}^{d_1}$，其中$d_1$为网络主维度

$$\boldsymbol{z}_0 = \text{Dropout}(\text{GELU}(\text{LayerNorm}(\text{Linear}(\boldsymbol{x}_{\text{in}})))) \tag{21}$$

随后，$\boldsymbol{z}_0$流经K_e个残差块，特征表征的维度被逐步压缩：$d_1 \to d_2 \to \cdots \to d_z$，最终输出编码器特征为$\boldsymbol{z}_e \in \mathbb{R}^{d_z}$。

(3) 潜在空间$B(\cdot)$：编码器特征$\boldsymbol{z}_e$通过瓶颈层的非线性映射，形成对波形相关特性的潜在空间表征$\boldsymbol{z} = B(\boldsymbol{z}_e) \in \mathbb{R}^{d_{\text{latent}}}$。

(4) 解码器$D(\cdot)$：解码器$D(\cdot)$采用与编码器对称的维度-扩展结构。它将潜在向量$\boldsymbol{z}$作为输入，通过K_d个同构的残差块逐步恢复高维特征，实现维度上$d_{\text{latent}} \to d_z \to \cdots \to d_1$的扩展。

(5) 输出层与参数化：解码器末层输出高维特征$\boldsymbol{z}_d \in \mathbb{R}^{d_1}$后，由一个最终的全连接层将其重映射至原始相位向量空间，输出$\boldsymbol{z}_{\text{out}} \in \mathbb{R}^{D}$。为确保输出相位严格位于$[-\pi,\pi]$区间，同时保持梯度在整个定义域内的有效性，采用tanh激活函数构建输出参数化层：

$$\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}} = \pi \cdot \tanh(\boldsymbol{z}_{\text{out}}) \tag{22}$$

其中，$\tanh(\cdot)$函数作为一种可微的平滑算子，相比于硬截断或基于Sigmoid的线性缩放，它在$[-\pi,\pi]$边界附近提供了更稳定的梯度，显著改善了训练过程的收敛性。

RAE网络的训练采用性能驱动的无监督学习方式，其特性体现在训练过程不依赖任何波形标签，而是由网络输出$\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}}$所对应的物理性能指标来直接驱动网络参数的优化。网络权重$\boldsymbol{\theta}$的优化目标是最小化在当前训练批次的随机输入$\boldsymbol{\Phi}_{\text{init}}$下，由网络输出$\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}} = G_{\boldsymbol{\theta}}(\boldsymbol{\Phi}_{\text{init}})$计算得到的代价函数的数学期望：

$$\min_{\boldsymbol{\theta}} \mathbb{E}_{\boldsymbol{\Phi}_{\text{init}} \sim \mathcal{U}}[\lambda_a J_{\text{APSL}}(\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}}) + \lambda_c J_{\text{ICSL}}(\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}})] \tag{23}$$

该优化过程采用Adam算法，针对代价函数中由J_{APSL}的max算子所引入的非光滑性，依托pytorch深度学习框架的自动微分引擎解决。在数学上的不可微点，自动微分机制将自动采用次梯度进行反向传播。这意味着梯度将从当前处于激活状态的旁瓣峰值(即满足$|r_{ll}(k)|^2 = J_{\text{APSL}}$的$(l,k)$索引)处回传。此机制确保了即使在非光滑点，网络权重$\boldsymbol{\theta}$依然能获得有效的梯度信息，并朝着降低最大旁瓣峰值的方向稳定更新。

在离线训练阶段，网络持续接收服从$\mathcal{U}(-\pi,\pi)$均匀分布的随机初始相位。此输入随机化策略迫使网络学习一个从任意初始点出发均能收敛至可行最优解集的全局映射，而非拟合某个特定初始值的优化轨迹。训练完成后，网络对不同的随机输入表现出高度的鲁棒性，尽管输出的$\boldsymbol{\Phi}_{\text{opt}}$在相位细节上可能不同，但其性能指标均高度一致地收敛于最优值附近，展现了强大的泛化能力与工程可用性。

5 仿真分析

5.1 实验方案设计

本节采用数值仿真来验证所提相参FDA雷达搜索成像一体化波形设计方法的有效性。考虑收发共址的一维均匀线阵相参FDA雷达，假设共有3个位于不同方向的点目标，雷达系统及目标位置参数如表1所示。

由3.2节中算法1所提出的设计流程可知，为了在ROI方向上形成更高的发射增益，需要延长ROI方向上的波束驻留时间$T_{\text{s},l}$(即定制化子脉冲宽度)，这里定义一个用于评估发射增益提升幅度的增益因子ε，用来表示设计波束驻留时间$T_{\text{s},l}$与全向匀速扫描情况下的波束驻留时间$T_{\text{s},l}^0$的比值，即

$$T_{\text{s},l} = \varepsilon T_{\text{s},l}^0, \varepsilon \geq 1 \tag{24}$$

在该实验中，将增益因子设置为$\varepsilon = 1.1$，由此可根据式(24)计算定制化子脉冲宽度$T_{\text{s},1} = T_{\text{s},2} = T_{\text{s},3} = 1.707$ μs，从而得到单个定制化子脉冲的编码长度$N_L = 512$。

在残差自编码网络参数设计上，网络输入层的维度为$L \times N_L = 1536$，编码器由1个初始嵌入层和3个级联的残差块构成，实现特征的逐层压缩。瓶颈层将编码器输出的特征向量进一步非线性映射至低维的潜在空间，形成对波形特性的紧凑编码。解

表 1 相参FDA雷达系统参数

Tab. 1 System parameters of coherent FDA radar

参数	数值
参考载频f_{c}	10 GHz
发射/接收阵元数目N/M	12
阵元间距d	0.015 m
脉冲重复周期T_{p}	10 μs
采样频率F_{s}	300 MHz
波束扫描覆盖范围Ω_{FDA}	$[-90°, 90°]$
目标1位置Θ_1	–30°
目标2位置Θ_2	0°
目标3位置Θ_3	30°

码器由对称的3个残差块构成，能够逐步、精细地从潜在空间重构出高维相位信息。输出层采用tanh激活函数，并将其输出乘以π。在损失函数方面，将权重系数设置为$\lambda_a=1$, $\lambda_c=0.1$，即重点考虑自相关峰值旁瓣性能的优化，这是因为在相参FDA的接收处理流程(如图3所示)中经过接收和等效发射DBF来自其他方向的接收信号增益已被两次空域滤波大幅抑制，因此弱化ICSL在损失函数中的权重。RAE网络参数设计如表2所示。

5.2 性能评估方法

由于相参FDA雷达的发射信号具有空时耦合性，因此传统的自相关函数、互相关函数以及传统模糊函数等方法，不能全面地评价和反映相参FDA波形设计的效果。为了评估波形设计的性能，本文采用文献[11]中提出的多维模糊函数用于评估波形设计性能，多维模糊函数的定义为

$$\begin{aligned}|\chi(\tau,f_{\mathrm{d}},\theta,\theta_0)|^2=&\underbrace{\left|\sum_{k=1}^{N}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda}(\sin\theta-\sin\theta_0)}\right.}_{\text{等效接收DBF}}\\&\times\underbrace{\sum_{n=1}^{M}\sum_{m=1}^{M}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\frac{d}{\lambda}[(m-1)\sin\theta-(n-1)\sin\theta_0]}}_{\text{等效发射DBF}}\\&\times\underbrace{\left.\int_{-\infty}^{+\infty}s_m(t)\,s_n^*(t-\tau)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}t}\mathrm{d}t\right|^2}_{\text{发射波形互相关}}\end{aligned}\tag{25}$$

式(25)所示的多维模糊函数可以分为3个部分，第1部分用来表示等效接收DBF，其中θ表示目标回波方向，θ_0表示接收DBF的方向；第二部分用来表示等效发射DBF，方向同样设置为θ_0；第3部分表示各通道间发射波形的互相关运算，这部分与经典模糊函数含义相同，其中f_{d}表示目标的多普勒频率。式(25)的第1、第2部分评价了多通道阵列雷达的空域能量聚焦性能和空间角分辨能力，第2、第3部分体现了相参FDA的空时耦合发射特性，并借助传统模糊函数评价了发射波形的自相关性能和多普勒容忍性。整体上多维模糊函数等价于图3中右侧括号所对应的接收信号处理过程。

表 2　RAE网络参数设计

Tab. 2　Parameters of RAE network

参数	数值
编码器残差块维度	[512, 256, 128]
潜在空间维度d_{lat}	64
解码器残差块维度	[128, 256, 512]
损失函数权重系数	$\lambda_a=1$, $\lambda_c=0.1$
学习率	0.001
批处理大小(Batch size)	10
训练周期(Epochs)	1000

多维模糊函数具有3种可视化的二维表示形式[8]，本文主要使用其中的两个。“距离-角度”模糊函数$|\chi(\tau,\theta;\theta_0=\Theta_l,f_{\mathrm{d}}=0)|^2$用来评估在零多普勒条件下，波束形成方向$\theta_0=\Theta_l$时，系统对$\theta\in[-90°,90°]$各个不同方向的归一化目标回波的距离压缩性能(假设所有方向上的回波能量相同)。“角度-角度”模糊函数$|\chi(\theta,\theta_0;\tau=0,f_{\mathrm{d}}=0)|^2$则评估了在零时延、零多普勒($\tau=0,f_{\mathrm{d}}=0$)条件下，目标不同方位角$\theta$和波束形成方向$\theta_0$对接收增益的影响，主要用来评价阵列发射端的空域覆盖能力和空间副瓣性能。

此外，为了定量化评估相参FDA的发射增益，还需要计算其一维等效发射方向图。由于相参FDA的脉内波束扫描特性，一个脉冲周期内其发射能量并不完全聚焦于固定方向，可以利用归一化后阵列发射信号的协方差矩阵来计算相参FDA的一维发射方向图增益，其表达式为

$$\begin{aligned}P_t(\theta)&=\int_{-T_{\mathrm{p}}/2}^{T_{\mathrm{p}}/2}\left[\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{H}}(\theta)\,\boldsymbol{s}(t)\right]\left[\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{H}}(\theta)\,\boldsymbol{s}(t)\right]^{\mathrm{H}}\mathrm{d}t\\&=\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{H}}(\theta)\,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}(\theta)\end{aligned}\tag{26}$$

其中，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}(\theta)$表示发射阵列的导向矢量，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}(\theta)=\left[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi d\sin\theta/\lambda},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(M-1)d\sin\theta/\lambda}\right]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{s}(t)=[s_1(t),s_2(t),\cdots,s_M(t)]^{\mathrm{T}}$表示发射信号矢量，$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}}$表示阵列发射信号的协方差矩阵，其定义为

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s}}=\int_{-T_{\mathrm{p}}/2}^{T_{\mathrm{p}}/2}\boldsymbol{s}(t)\,\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{H}}\mathrm{d}t\tag{27}$$

式(27)中协方差矩阵在定量化发射增益计算上具有物理意义的前提是需要对发射信号做归一化处理，即$||\boldsymbol{s}(t)||_2=1/M$。

5.3 算法有效性分析

参考3.2节中算法1所描述的设计流程，首先，根据式(12)计算3个定制化子脉冲内的载频差$[\Delta f_1,\Delta f_2,\Delta f_3]$，分别为$\Delta f_1=\Delta f_3=37.32$ kHz，$\Delta f_2=43.10$ kHz。进而根据式(15)计算非ROI方向上的载频差Δf_K并计算非ROI子脉冲的脉冲宽度。再基于RAE网络波形设计方法得到3个定制化子脉冲内的相位编码波形$\boldsymbol{X}=[\boldsymbol{x}_1,\boldsymbol{x}_2,\boldsymbol{x}_3]^{\mathrm{T}}$。接下来，

设计剩余非ROI子脉冲内的窄带搜索波形(这里采用调频率为$\tilde{\mu}=1.589\times10^{13}$的基带LFM波形)。最后，根据式(13)组合上述所有子脉冲得到最终设计好的发射信号矩阵$\boldsymbol{s}(t)=[s_1(t),s_2(t),\cdots,s_M(t)]^{\mathrm{T}}$，其中第1个通道的发射信号$s_1(t)$的基带时频图如图8，其他通道的发射信号在$s_1(t)$的基础上增加相应的均匀线性频偏。

如图8所示，由于在波束扫描范围Ω_{FDA}内设置了3个不同的ROI方向，基带波形被划分为7段子脉冲(3个定制化子脉冲和4个非ROI子脉冲)，在非ROI子脉冲内采用窄带LFM波形进行目标搜索，在定制化子脉冲内则嵌入由RAE网络设计的低旁瓣、低互相关相位编码波形组以实现高分辨率成像。

接下来，利用“角度-角度”模糊函数$|\chi(\theta,\theta_0;\tau=0,f_{\mathrm{d}}=0)|^2$和相参FDA的一维等效发射方向图来评价阵列发射端波形优化设计后的空间覆盖能力，结果如图9所示。

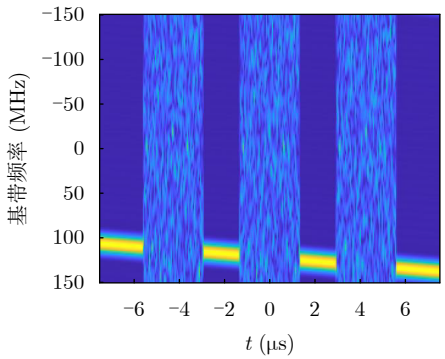


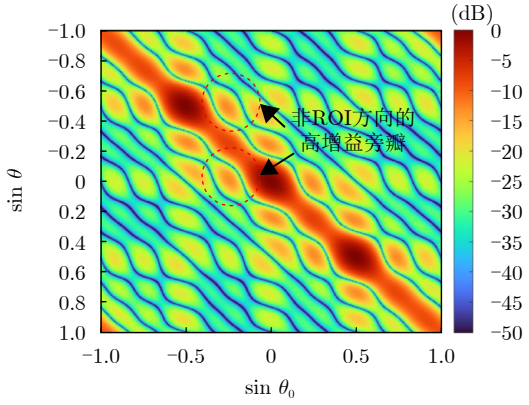
图 8 第1个发射通道的设计波形时频图

Fig. 8 Spectrogram of the designed waveform at the first transmit element

如图9(a)所示，“角度-角度”模糊函数的对角线上形成高于其他位置的信号处理增益，这说明当波束形成指向θ_0与目标角度θ相等时获得最大处理增益，对角线延伸至$\sin\theta=\pm1$说明所设计的波形实现了$\Omega_{\mathrm{FDA}}=[-90°,90°]$的宽覆盖。由图9(a)还可以看出，在$0°,\pm30°$这3个ROI方向上具有比模糊函数对角线上其他位置更高的处理增益，这说明通过对定制化子脉冲内波束扫描角速度的调节可实现驻留时间的延长和发射增益(相比于宽覆盖搜索模式)的提升。此外，需要说明的是波束驻留时间的延长不会影响测角精度，这是因为波束主瓣宽度不会随波束扫描角速度的变化而变化。但是，从图9(a)中红色虚线圈出的位置可以看出，在与ROI邻近的非ROI方向上(例如$\theta_0=-15°$)波束主瓣两边存在由邻近区域能量扩散所引入的高增益旁瓣。这些高增益旁瓣的能量比波束主瓣低约10 dB，其可能会对雷达测角造成类似于栅瓣的测角模糊，需要在回波信号处理中通过旁瓣对消技术加以抑制。

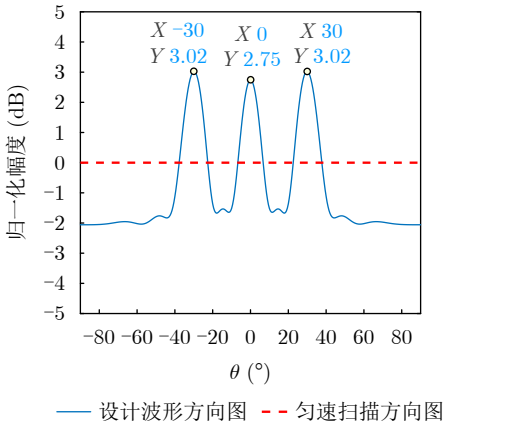
图9(b)所示的一维等效发射方向图对发射增益提升的幅度进行了定量化分析，其中蓝色线条表示设计波形对应的一维等效发射方向图，红色虚线表示当$\Delta f=1/T_{\mathrm{p}}$(对应$\Delta f$ =100 kHz)时，相参FDA匀速扫描实现宽覆盖搜索的一维等效发射方向图(设其增益为0 dB)。从图中可知，在3个ROI方向上按照设计方案，相比于匀速扫描模式可实现约2.91 dB的发射增益提升，相应的在非ROI方向上，发射增益相比于均匀扫描有所损失。

接下来，利用“距离-角度”模糊函数$|\chi(\tau,\theta;\theta_0=\Theta_l,f_{\mathrm{d}}=0)|^2$来分别分析$\Theta_l=0°,\pm30°$ 3个ROI方向上的实际探测波形(即通过相参FDA的脉内波束扫



(a) “角度-角度”模糊函数

(a) Angle-angle ambiguity function



(b) 相参FDA一维等效方向图

(b) Equivalent transmit beampattern of coherent FDA

图 9 根据ROI设计波形的空间覆盖能力分析

Fig. 9 Spatial coverage analysis of the designed waveform according to ROIs

描，实际照射到ROI方向上的波形)的自相关和互相关性能，实验结果如图10所示。

首先，如图10所示在3个ROI方向上都获得较好的距离向脉压和能量方向性聚焦效果，这说明在该设计参数条件下，基于相参FDA雷达可实现同时多角度、多目标成像能力。此外，如图10所示，虽然在“距离-角度”模糊函数的定义中假设来自不同方向的目标回波具有相同的能量，但当波束形成的指向$\theta_0=\Theta_l$时，其他方向上的回波能量都得到了明显的抑制，并在其余两个ROI方向上形成了明显的能量“凹陷”，这说明通过低互相关积分旁瓣设计和两次空域滤波可以有效抑制其他方向的回波能量，缓解因宽覆盖导致的信杂比抬高问题。为了定量化地评估所提基于RAE的低APSL、低ICSL波形优化方法，将图10中$\theta_0=0°,\pm30°$ 3个方向的距离维剖面分别提取并进行了对比，其结果如图11所示，图11中标注了自相关和互相关的峰值。

如图11所示，在3个ROI方向上距离向互相关峰值旁瓣的数值则分别低至–69.19 dB, –80.01 dB ($\theta_0=-30°$), –69.02 dB, –74.75 dB ($\theta_0=0°$)和–69.85 dB, –75.78 dB ($\theta_0=30°$)，极低的互相关旁瓣保证了在宽覆盖同时多目标成像中较低的能量耦合。在自相关峰值旁瓣方面，在$\theta_0=-30°,0°,30°$ 3个方向上APSL的数值分别为–34.42 dB, –32.31 dB和–32.40 dB。此外，文献[7]中还提出了一种利用子脉冲信号进行匹配滤波的相参FDA接收信号处理方法，使用该方法可以更好地隔离其他方向上的波形对ROI方向上定制化波形的影响，具有重要参考价值。现将使用子脉冲匹配接收得到的结果与全脉冲匹配结果(即图11所示结果)进行对比，如图12所示。

由图12可知，使用子脉冲匹配(蓝色曲线)接收可以得到略低于全脉冲匹配(红色曲线)接收的峰值旁瓣比得益(平均来看约为–3.75 dB)，但同时会引入–2.21 dB的主瓣增益损失，这是因为该方法本质上属于一种非匹配滤波方法。而相比于文献[14]所提方法，子脉冲匹配接收方法节约了凸优化计算所用的时间，因此也具有实用价值。

接下来，从实际场景出发，讨论当目标的DOA

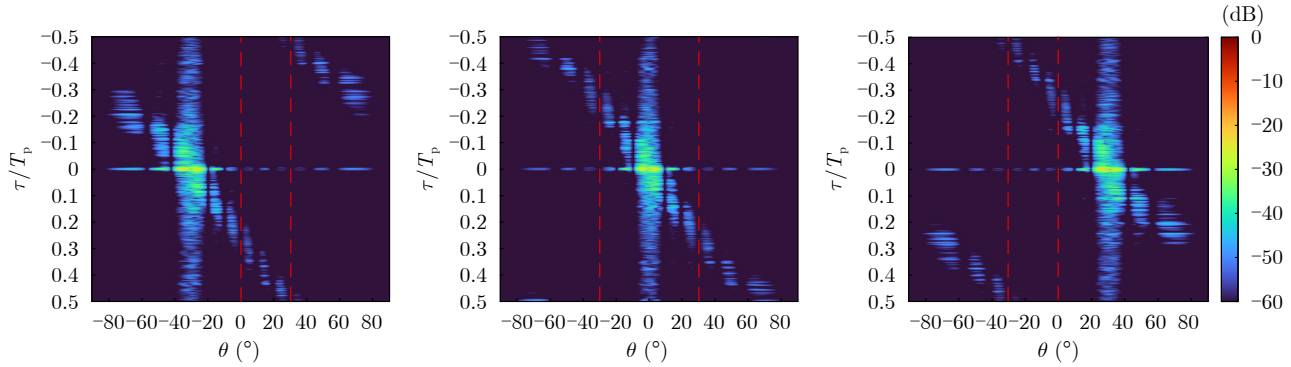


图 10 3个ROI方向上的“距离-角度”模糊函数

Fig. 10 Range-angle ambiguity functions in three different ROIs

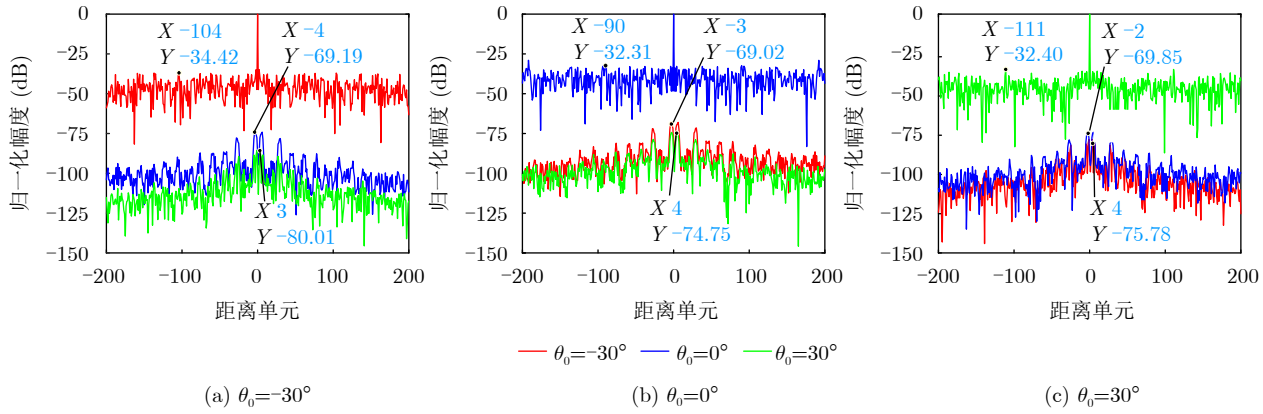


图 11 3个ROI方向上距离角度模糊函数的一维距离向剖面

Fig. 11 The range profile of range-angle ambiguity functions in three different ROIs

估计存在误差时，空时匹配滤波角度θ_0与目标实际波达角Θ_l不一致造成的影响。在图13中分别展示了空时匹配滤波角度偏差$\Delta\theta=|\theta_0-\Theta_l|$取不同数值情况时的峰值旁瓣性能，其中图13(a)—图13(c)为3个ROI方向上一维距离像剖面的对比，图14则给出了APSL和主瓣峰值增益损失随角度偏差$\Delta\theta$变化的统计曲线。

从图13可以看出，当空时匹配滤波与目标实际DOA偏差较小时主瓣峰值增益的损失微乎其微，其中$\Delta\theta$=0.5°时峰值增益损失约为–0.04 dB，$\Delta\theta$=1.0°时约为–0.14 dB。相比之下，角度偏差造成的APSL性能恶化较为明显，尤其是在$\theta_0=\pm30°$这两个方向上，角度偏差导致的非匹配滤波产生了较高的第一旁瓣，使得APSL性能恶化近10 dB。从图14(a)所示的统计结果可知，当角度偏差较小时，$\theta_0=0°$方向上的PSLR性能受影响程度相对较低，但随着$\Delta\theta$增大，该方向上的恶化程度也逐渐加剧，当$\Delta\theta$=3°时3个方向上APSL数值相等约为–21.29 dB。同时也注意到，当角度偏差$\Delta\theta$小于阵列波束主瓣宽度的一半(即$\Delta\theta\le4.2°$)时，3个ROI方向上的APSL均控制在–17.60 dB以下。从图14(b)可见，峰值增益的损失随角度偏差近似呈抛物线变化，当角度偏差$\Delta\theta$较小时，峰值增益损失相对较低。当角度偏差$\Delta\theta$等于阵列波束主瓣宽度的一半(即$\Delta\theta$=4.2°)时，峰值增益损失最大不超过–2.94 dB (对应为$\theta_0=0°$方向)。综上所述，当空时匹配滤波与目标实际DOA存在偏差时，APSL性能和峰值增益损失都会受到影响发生恶化。需要注意的是，在信噪比条件允许的情况下，单脉冲测角的误差一般不会超过半个波束主瓣宽度[23]。当$\Delta\theta\le4.2°$时(半个主瓣宽度)，从图14可以看出APSL和增值增益损失基本控制在可接受的范围内。

如前所述，近年来不乏将深度学习方法引入波形设计的研究工作，因此本文将所提RAE算法的优化结果与我们根据文献[21]复现的CON算法，以及Multi-CAN算法[24]在相参FDA发射模式下进行了对比，其结果如图15所示。

图15中用红色实线、蓝色虚线、黑色点划线分别对应RAE, CON[21]和Multi-CAN[24]方法，并用相同的颜色标出了APSL的数值。从图中可以看出，

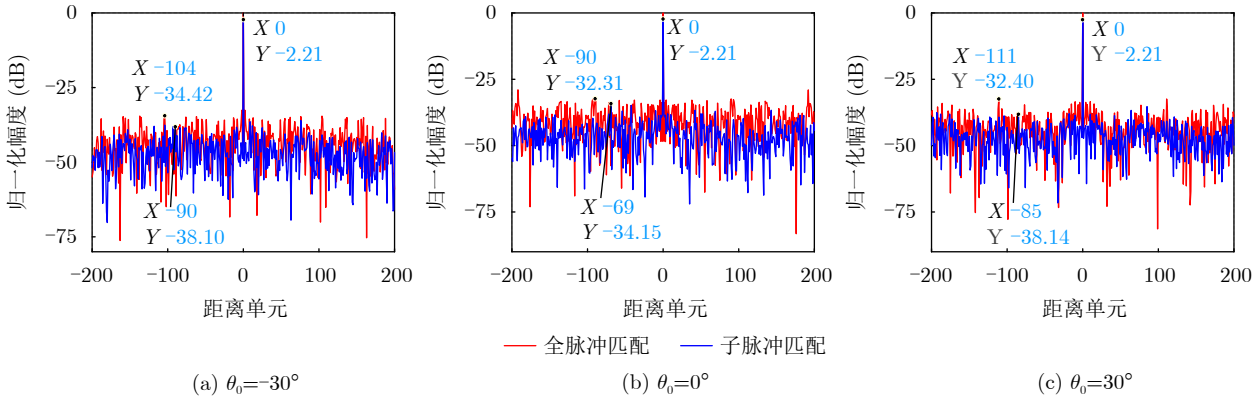


图 12 全脉冲匹配与子脉冲匹配在3个ROI方向上的一维距离向剖面对比

Fig. 12 Comparisons between full-pulse compression and subpulse compression in three different ROIs

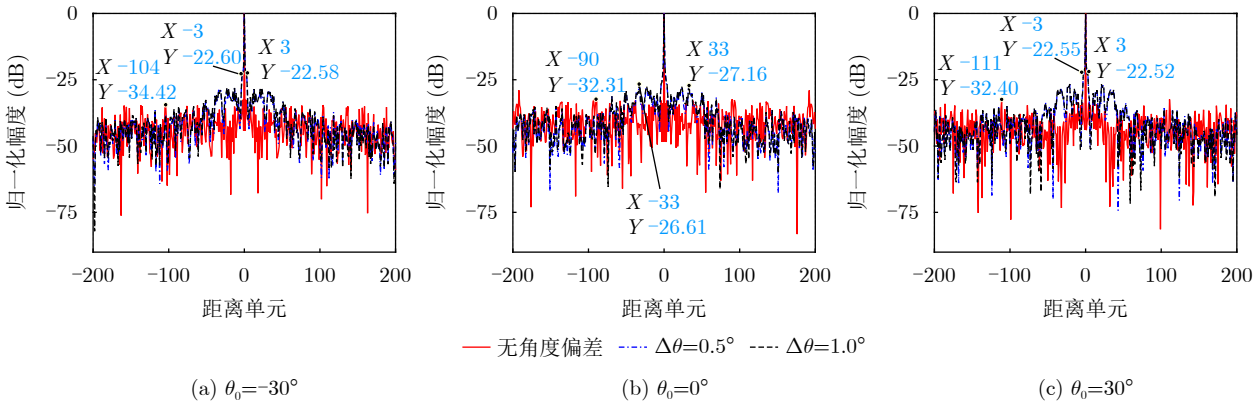
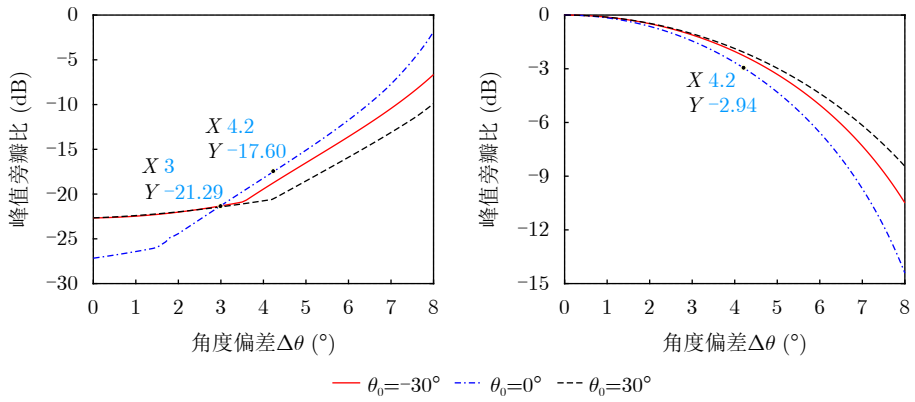


图 13 $\Delta\theta$分别取0.5°和1.0°时，3个ROI方向上一维距离像剖面的对比

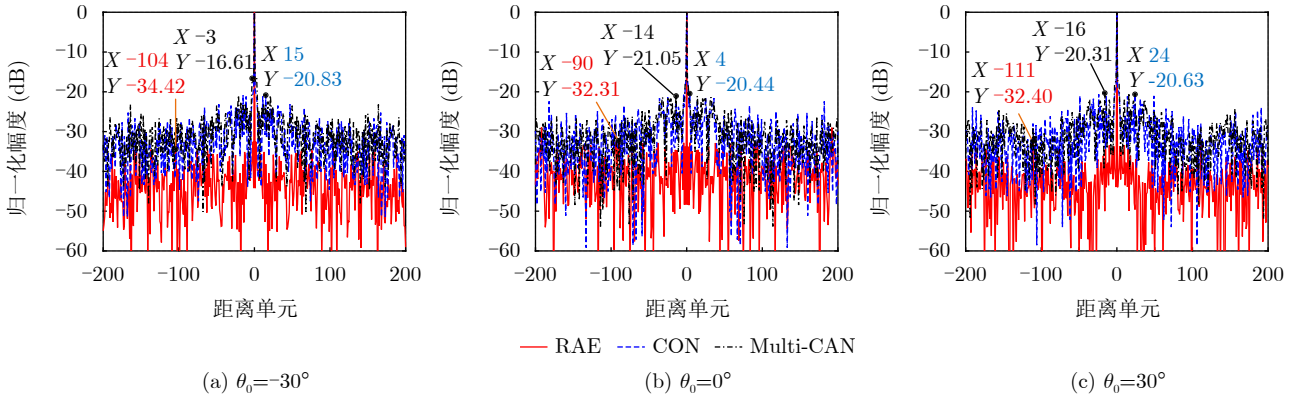
Fig. 13 Comparisons of range profiles in three different ROIs when $\Delta\theta$=0.5° and 1.0°



(a) 峰值旁瓣比　　(b) 峰值增益损失
(a) APSL　　(b) Peak gain loss

图 14 APSL、峰值增益损失随角度偏差$\Delta\theta$变化的统计曲线

Fig. 14 Statistical variations of APSL and peak gain loss induced by angle bias $\Delta\theta$



(a) θ_0=−30°　　(b) θ_0=0°　　(c) θ_0=30°

图 15 所提RAE算法与CON算法、Multi-CAN算法在3个ROI方向上的一维距离向剖面对比

Fig. 15 Comparisons of range profiles between the RAE, CON and Multi-CAN in three different ROI directions

在相参FDA发射模式下CON算法具有略优于Multi-CAN算法的APSL性能。与二者相比，本文提出的RAE算法优化得到的相位编码波形在相参FDA的实际探测中自相关APSL性能具有显著优势，在$\theta_0=-30°,0°,30°$ 3个方向上APSL数值均优于CON算法和Multi-CAN算法10 dB以上，这一方面得益于RAE网络对波形相位结构与优化目标函数之间非线性映射关系的学习；另一方面得益于本文优化了损失函数的结构，并针对相参FDA空时匹配滤波的特点，在损失函数设计中对APSL性能施加了更高的权值系数。

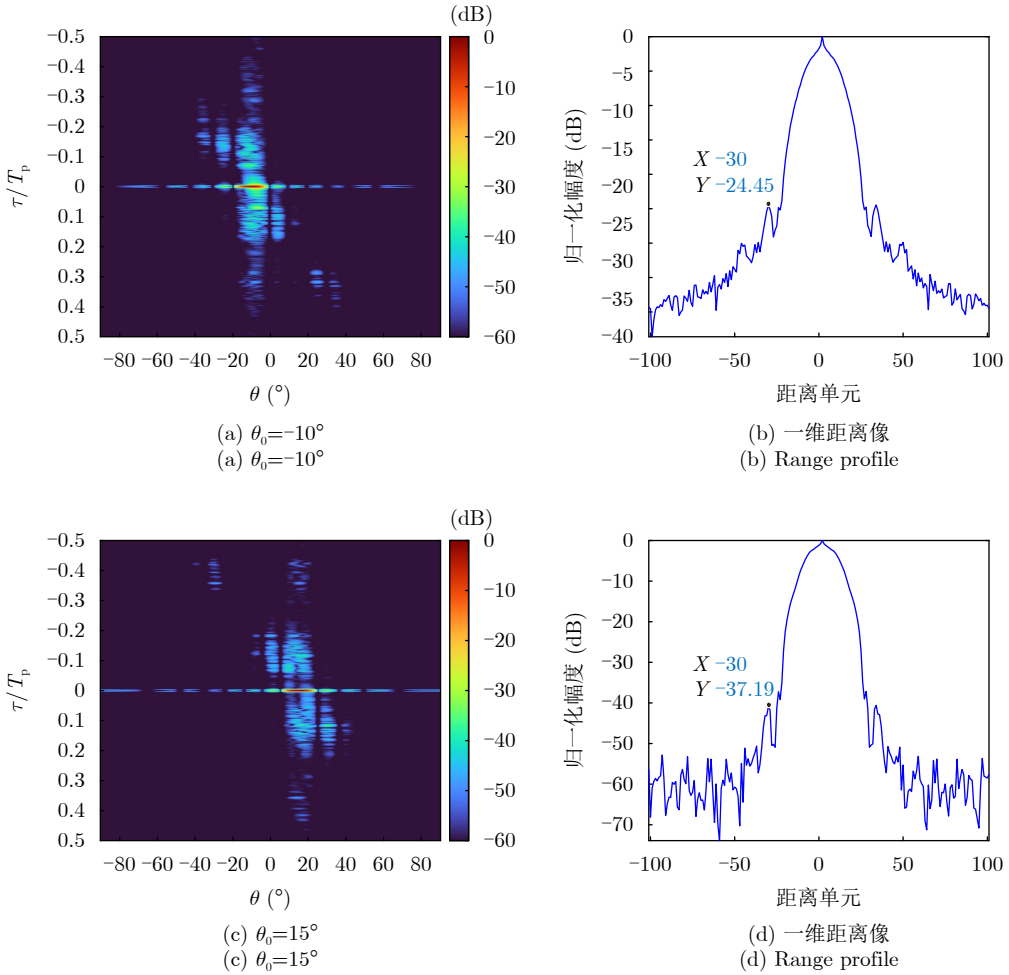
最后，对该设计方案中非ROI区间内实现窄带目标检测的波形性能进行验证。在此选择$\theta_0=-10°,15°$两个非ROI方向，求其“距离-角度”模糊函数，并对峰值位置的一维距离向进行剖面展示，其结果如图16所示。

如图16(a)、图16(c)所示，在所选的两个非ROI方向上，均形成了良好的能量方位聚焦性能，这说明在当前的波形及系统参数设计方案下，通过空时匹配滤波和接收DBF，可实现对非ROI方向的能量聚焦以实现目标搜索。由图16(b)、图16(d)可见，在$\theta_0=-10°,15°$两个非ROI方向上一维距离像具有较低的距离分辨率(均为10 m)和较低的APSL(分别为–24.45 dB和–37.19 dB)，可以有效实现对非ROI区间的窄带目标检测，从在多角度宽带成像的同时实现窄带搜索。

综合上述实验结果，充分说明了通过本文提出的相参FDA波形及系统参数联合设计方法，可以实现在3个不同方位角度上多目标高分辨成像的同时，对非ROI区域保持较好的窄带搜索能力，从而在只需单脉冲发射的情况下，实现宽覆盖搜索与高分辨率成像的同时多任务一体化。

5.4 工程可实现性

相参FDA雷达的工程可实现性是学术界对该体制关注和质疑的焦点。在此，作者结合所在研究团队近年来在频率分集阵列相关领域的工程实践经验[25]，对相参FDA雷达的工程实现方法做出说



(a) θ_0=−10°
(a) θ_0=−10°

(b) 一维距离像
(b) Range profile

(c) θ_0=15°
(c) θ_0=15°

(d) 一维距离像
(d) Range profile

图 16 非ROI区间$\theta_0 = -10°, 15°$对应的“距离-角度”模糊函数及距离向剖面

Fig. 16 Range-angle ambiguity functions and range profiles when $\theta_0 = -10°, 15°$ (outside of ROI)

明。作者认为相参FDA雷达至少有两种可行的实现方式：

(1) 具有多发多收功能的全数字阵列雷达。即要求雷达系统发射端具备多个可发射任意波形的独立发射通道，具备通道间的时间同步和相位同步，系统可以共用时钟和本振。雷达系统接收端如图3所示。在这种体制下，完全可以通过软件化的方式将不同通道间的载频差Δf(本文所提的相参体制FDA雷达，其载频差Δf仅为kHz量级)引入基带波形设计中(例如，将基带波形设计为$s_m(t) = \varphi(t)\exp[\mathrm{j}2\pi(m-1)\Delta f t]$)从而实现相参FDA模式发射。具备上述功能的全数字阵列雷达无须针对相参FDA发射模式对射频、硬件电路进行改造，即可通过软件化的方式实现本文所提出的宽覆盖同时多任务能力。

(2) 射频电路改造后的数字相控阵雷达。对于不具备多发多收能力的数字阵雷达，同样可以通过射频端的硬件改造(例如FPGA编程)，将载频差Δf(如前文所述，为kHz量级)通过射频控制引入不同发射通道间，从而实现相参FDA功能。通过这种方式，可以实现相参FDA雷达的波束扫描宽覆盖、波形分集、覆盖范围调节等能力。在实际应用中，脉内变Δf难以通过硬件编程实现，因此在该方式下难以通过脉内变Δf实现相参FDA对发射增益的空间分集。

综上所述，结合本团队近年的工程实践经验[25]，本文所述的相参FDA雷达体制具有较好的工程可实现性。首先，其接收端如图3可以直接兼容现有数字阵列雷达接收阵，在接收端无须针对载频差Δf做二次解调。其次，其发射端可以使用具备MIMO功能的全数字阵，在共用时钟和本振的条件下，通过软件化的方式实现相参FDA发射。对于不具备MIMO功能的数字相控阵，也可以通过对FGPA等硬件的重新设计，通过射频控制引入载频差Δf从而实现相参FDA雷达的大部分能力。

6 结语

本文针对相参FDA雷达宽覆盖搜索与高分辨

率成像一体化探测需求，提出了一种基于残差自编码网络的相参FDA波形优化设计方法。该方法充分利用了相参FDA灵活的波束控制能力，通过多自由度的系统参数设计，实现了多维发射资源定量化的空间分集配置。此外，该方法利用RAE网络优秀的非线性映射能力，从数据中学习复杂波形参数与性能指标之间的非线性关系，实现多个定制化子脉冲内低旁瓣、低互相关的恒模波形设计。最终，通过本文提出的相参FDA雷达搜索成像一体化处理框架，可在实现窄带宽覆盖搜索的同时，在多个特定ROI方向上形成(相对于“宽覆盖搜索”模式的)发射增益提升、高分辨率、低旁瓣和低互扰的成像性能。仿真实验证明了该设计方法相比于传统方法和同类深度学习方法的性能优势。最后，本文还提出了两种切实可行的相参FDA雷达系统工程实现方案，进一步揭示了相参FDA雷达系统在要地防空、小型无人机探测等宽覆盖对空监视任务中具有重要的应用潜力。

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] 吴曼青, 赵逸超, 何峰, 等. 计算阵列-计算赋能的数字阵列技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2022, 52(12): 2270–2289. doi: 10.1360/SSI-2021-0368.
WU Manqing, ZHAO Yichao, HE Feng, *et al*. Computational array-digital array with computational empowerment[J]. *SCIENTIA SINICA Informationis*, 2022, 52(12): 2270–2289. doi: 10.1360/SSI-2021-0368.

[2] 郭瑞, 张月, 田彪, 等. 全息凝视雷达系统技术与发展应用综述[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 389–411. doi: 10.12000/JR22153.
GUO Rui, ZHANG Yue, TIAN Biao, *et al*. Review of the technology, development and applications of holographic staring radar[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 389–411. doi: 10.12000/JR22153.

[3] YU Lei, HE Feng, and SU Yi. Multiscale observation in wide-spatial radar surveillance based on coherent FDA design[J]. *Science China Information Sciences*, 2024, 67(2): 122304. doi: 10.1007/s11432-022-3816-3.

[4] ANTONIK P, WICKS W, GRIFFITHS H, *et al*. Frequency diverse array radars[C]. 2006 IEEE Conference on Radar, Verona, USA, 2006: 470–475. doi: 10.1109/RADAR.2006.1631800.

[5] 许京伟, 朱圣棋, 廖桂生, 等. 频率分集阵雷达技术探讨[J]. 雷达学报, 2018, 7(2): 167–182. doi: 10.12000/JR18023.
XU Jingwei, ZHU Shengqi, LIAO Guisheng, *et al*. An overview of frequency diverse array radar technology[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 167–182. doi: 10.12000/JR18023.

[6] 桂荣华. 频控阵雷达自适应处理关键技术研究[D]. [博士论文], 电子科技大学, 2020. doi: 10.27005/d.cnki.gdzku.2020.000097.
GUI Ronghua. Research on adaptive processing technology for frequency diverse array radar[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2020. doi: 10.27005/d.cnki.gdzku.2020.000097.

[7] 许京伟, 兰岚, 朱圣棋, 等. 相干频率分集阵雷达匹配滤波器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(8): 1720–1728. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2018.08.08.
XU Jingwei, LAN Lan, ZHU Shengqi, *et al*. Design of matched filter for coherent FDA radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(8): 1720–1728. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2018.08.08.

[8] 于雷, 何峰, 董臻, 等. 一种基于非线性调频信号和空域编码的FDA雷达波形设计方法[J]. 雷达学报, 2021, 10(6): 822–832. doi: 10.12000/JR21008.
YU Lei, HE Feng, DONG Zhen, *et al*. A waveform design method based on nonlinear frequency modulation and space-coding for coherent frequency diverse array radar[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(6): 822–832. doi: 10.12000/JR21008.

[9] WANG Huake, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al*. Transmit beampattern design for coherent FDA by piecewise LFM waveform[J]. *Signal Processing*, 2019, 161: 14–24. doi: 10.1016/j.sigpro.2019.03.010.

[10] YU Lei, HE Feng, SU Yi, *et al*. Transmitting strategy with high degrees of freedom for pulsed-coherent FDA radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2022, 16(4): 659–667. doi: 10.1049/rsn2.12210.

[11] 王华柯. 新型发射分集MIMO雷达方向图设计及信号处理研究[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2021. doi: 10.27389/d.cnki.gxadu.2021.000001.
WANG Huake. Research on beampattern design and signal processing for transmit diversity MIMO radar[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2021. doi: 10.27389/d.cnki.gxadu.2021.000001.

[12] WANG Huake, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al*. Space-time matched filter design for interference suppression in coherent frequency diverse array[J]. *IET Signal Processing*, 2020, 14(3): 175–181. doi: 10.1049/iet-spr.2019.0227.

[13] YU Lei, ZHANG Qilei, HE Feng, *et al*. A controllable range resolution enhancement method for coherent FDA radar[C]. 2021 CIE International Conference on Radar (Radar), Haikou, China, 2021: 1963–1967. doi: 10.1109/Radar53847.2021.10028540.

[14] YU Lei, HE Feng, ZHANG Yongsheng, *et al*. Low-PSL mismatched filter design for coherent FDA radar using

phase-coded waveform[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2023, 20: 3507405. doi: 10.1109/LGRS.2023.3309827.

[15] QIU Xiangfeng, JIANG Weidong, ZHANG Xinyu, *et al*. Simultaneous design of PCFM waveforms and receive filters toward ISRJ suppression[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2024, 21: 3509305. doi: 10.1109/LGRS.2024.3457536.

[16] LI Yongzhe and VOROBYOV S A. Fast algorithms for designing unimodular waveform(s) with good correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(5): 1197–1212. doi: 10.1109/TSP.2017.2787104.

[17] KANG B, KWEON J, RANGASWAMY M, *et al*. Deep learning for radar waveform design: Retrospectives and the road ahead[C]. 2023 IEEE International Radar Conference (RADAR), Sydney, Australia, 2023: 1–6. doi: 10.1109/RADAR54928.2023.10371126.

[18] ZHAO Ziwei, HU Jinfeng, ZHONG Kai, *et al*. MIMO radar waveform design for range-ISL optimization via iterative deep unfolding network[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2024, 21: 3503405. doi: 10.1109/LGRS.2024.3368446.

[19] SEKIYA R, MORI H, HASHIMOTO H, *et al*. Design of long-sequence unimodular waveforms using an original autoencoder for MIMO radar systems[C]. 2023 20th European Radar Conference (EuRAD), Berlin, Germany, 2023: 339–342. doi: 10.23919/EuRAD58043.2023.10289508.

[20] SEKIYA R, MORI H, HASHIMOTO H, *et al*. Use of ResNet autoencoders for designing phase-quantized sequences with good correlation for MIMO radar systems[J]. *IEEE Transactions on Radar Systems*, 2025, 3: 681–694. doi: 10.1109/TRS.2025.3562698.

[21] HU Jinfeng, WEI Zhiyong, LI Yuzhi, *et al*. Designing unimodular waveform(s) for MIMO radar by deep learning method[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2021, 57(2): 1184–1196. doi: 10.1109/TAES.2020.3037406.

[22] GUI Ronghua, WANG Wenqin, CUI Can, *et al*. Coherent pulsed-FDA radar receiver design with time-variance consideration: SINR and CRB analysis[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(1): 200–214. doi: 10.1109/TSP.2017.2764860.

[23] BARTON D K. Low-angle radar tracking[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1974, 62(6): 687–704. doi: 10.1109/PROC.1974.9509.

[24] HE Hao, STOICA P, and LI Jian. Designing unimodular sequence sets with good correlations-including an application to MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(11): 4391–4405. doi: 10.1109/TSP.2009.2025108.

[25] ZHANG Ben, ZHANG Yongsheng, HE Feng, *et al*. Range resolution control and fractional Fourier domain target localization with nonlinear time-variant phase diverse FDA[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2025, 61(6): 17151–17171. doi: 10.1109/TAES.2025.3601572.

作 者 简 介

于 雷，博士，讲师，主要研究方向为数字阵列雷达多维调制与信号处理技术。

余若峰，博士，主要研究方向为雷达波形优化设计。

何 峰，博士，研究员，主要研究方向为SAR系统设计与信号处理技术。

董 臻，博士，研究员，主要研究方向为SAR系统设计与信号处理技术。

粟 毅，博士，教授，主要研究方向为雷达信号处理与遥感技术。

张 犇，博士生，主要研究方向为频率分集阵列信号处理技术。

(责任编辑：于青)