

一种基于分布式孔径的雷达通信一体化波形设计方法

刘柳^{①②} 梁兴东^{*①②} 李焱磊^{①②} 曾致远^{①②} 唐海波^①

^①(中国科学院空天信息创新研究院微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院大学电子电气与通信工程学院 北京 100049)

摘要: 雷达通信一体化波形设计是近年来的研究热点。基于紧凑型阵列的一体化波形支持多方向目标探测和多用户通信,但面对主瓣内同方向不同距离的干扰和窃听行为时,存在抗主瓣干扰能力差、通信信息泄露等问题。因此,该文提出了一种基于分布式孔径的雷达通信一体化波形设计方法以操控波形在三维空间的分布。首先,根据近场信号传播模型建立波形合成约束,在指定位置合成所需的雷达和通信波形。然后,对各个子孔径增加恒模约束,构建以最小化发射功率为准则的一体化波形优化模型。由于模型的非凸性,采用交替投影算法进行迭代求解。仿真结果表明,该文所提方法在雷达目标和通信目标位置同时合成了期望波形,实现了三维空间波形操控。

关键词: 雷达通信一体化; 分布式孔径; 三维空间操控; 波形合成; 恒模约束

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2023)02-0297-15

DOI: 10.12000/JR23019

引用格式: 刘柳, 梁兴东, 李焱磊, 等. 一种基于分布式孔径的雷达通信一体化波形设计方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 297–311. doi: 10.12000/JR23019.

Reference format: LIU Liu, LIANG Xingdong, LI Yanlei, *et al.* A novel joint radar-communication waveform design method based on distributed aperture[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 297–311. doi: 10.12000/JR23019.

A Novel Joint Radar-communication Waveform Design Method Based on Distributed Aperture

LIU Liu^{①②} LIANG Xingdong^{*①②} LI Yanlei^{①②}

ZENG Zhiyuan^{①②} TANG Haibo^①

^①(National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China)

^②(School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Joint radar-communication waveform design has been the focus of intensive research in recent years. The integrated waveform based on a collocated antenna can simultaneously detect targets and communicate with multiple users in different directions. However, integrated waveforms possess poor anti-jamming properties and lack secure communication abilities, which limits their capacity to address the jamming and eavesdropping behaviors that generate at various ranges in the same beam direction. In this study, a novel joint radar-communication waveform design method based on a distributed aperture is proposed to control waveform distributions in the three-dimensional space. First, the waveform synthesis constraint is established to synthesize the desired radar and communication waveforms in designated directions. Second, the constant modulus constraint is added to each sub-aperture, following which an integrated waveform optimization model is established based on the minimum transmission power. Finally, the alternating projection algorithm is used

收稿日期: 2023-02-08; 改回日期: 2023-03-22; 网络出版: 2023-04-14

*通信作者: 梁兴东 xdliang@mail.ie.ac.cn *Corresponding Author: LIANG Xingdong, xdliang@mail.ie.ac.cn

基金项目: 国家部委基金

Foundation Item: The National Ministries Foundation

责任编辑: 廖桂生 Corresponding Editor: LIAO Guisheng

to iteratively solve the nonconvex optimization problem. Simulation results demonstrate that the proposed method synthesizes desired waveforms at target positions and realizes three-dimensional spatial waveform manipulation.

Key words: Joint radar-communication; Distributed aperture; Three-dimensional spatial manipulation; Waveform synthesis; Constant modulus constraint

1 引言

随着现代信息技术不断发展,信息化在各行各业的应用越来越广泛,智能交通^[1]、智慧家居^[2]等新型应用需要同时具备高速率数据通信和高分辨率雷达感知能力。雷达通信一体化波形可在同时同频条件下完成雷达和通信功能,成为满足上述需求的不二选择^[3-6]。同时数字阵列技术的进步,为一体化波形设计提供了丰富的空间自由度和巨大的波形分集增益,基于阵列天线进行雷达通信一体化波形设计引发广泛关注^[7-9]。

根据各阵元发射波形的相关性,可以将基于阵列天线的雷达通信一体化波形设计方案分为两类:(1)基于正交波形的一体化波形设计方案^[10-15];(2)基于相关波形的一体化波形设计方案^[16-25]。基于正交波形的一体化波形设计方案中,文献^[10,11]将雷达跳频正交波形(Frequency Hopping, FH)与相移键控(Phase Shift Keying, PSK)相结合,实现了雷达通信一体化。文献^[12,13]将正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术引入到多输入多输出(Multi-Input Multi-Output, MIMO)体制中,并提出了目标距离和角度的高分辨率估计算法,在满足MIMO雷达波形正交性要求的同时,提高了通信传输速率。文献^[14]提出了一种空时编码一体化波形,通过对波形空时编码矩阵进行改进,在距离-多普勒域实现了雷达和通信功能的分离。文献^[15]利用正交波形的置换矩阵传递通信信息,并对通信用户和窃听用户密码本进行约束,以防止通信信息的泄露。基于相关波形的一体化波形设计方案中,文献^[16-18]利用发射波束图主瓣完成探测功能,调整通信方向的旁瓣电平或相位,传递通信信息。文献^[19-21]综合考虑下行链路通信用户干扰、发射方向图形态和发射功率分配等指标,构建一体化波形优化模型,并提出了高效的求解算法。在文献^[22-25]中,一体化波形在空间相参叠加,分别在雷达和通信方向上合成了期望的波形,同时形成指向目标方向的多个波束,进一步支撑多功能的实现。

基于阵列天线的雷达通信一体化波形设计方案将空域自由度引入波形设计中,发挥了空间复用优势,支持多方向的目标探测和多用户通信需求。然

而现有方案主要基于紧凑式阵列体制,仅能实现方位向和俯仰向的二维空间操控,不具备距离向操控能力。面对来自主瓣方向的干扰和信息截获^[26-28]时,一体化波形的干扰抑制效果和通信安全性能将大大降低,并且高辐射功率的主瓣会增大一体化系统的暴露概率。值得注意的是,频率分集阵列^[29,30]的发射方向图具有角度-距离-时间三维耦合特性,可实现“定点”波束,但方向图的时变性无法消除,波束在目标位置的驻留时间缩短,无法同时执行多方向目标探测和用户通信功能。因此,本文提出一种基于分布式孔径的雷达通信一体化波形设计方案,可在任意时间、任意空间、任意频段合成任意功能波形,操控波形在三维空间的分布,满足主瓣干扰抑制和信息安全保障需求,提升一体化系统的生存能力。具体而言,发射阵列由多个间隔较远的子孔径^[31,32]构成,每个子孔径对目标的观测角度互不相等,来自多个角度的一体化波形在目标位置相参叠加,其中假设各子孔径已完成时空频同步^[33,34]。为满足雷达和通信功能需求,建立波形合成约束,使得一体化波形在目标位置相参合成雷达期望波形和通信期望波形;为避免波形通过饱和功率放大器后发生失真,进一步对各个子孔径施加恒模约束。在最小化发射功率准则下,结合波形合成约束和恒模约束,构建基于分布式孔径的雷达通信一体化波形优化模型,并采用交替投影法对优化模型迭代求解。仿真结果证明了本文所提方法的可行性和优越性。

2 信号模型

基于紧凑式阵列的雷达通信一体化波形可在不同方向分别完成雷达探测功能和通信信息传递功能,但无法避免来自目标方向的干扰和信息泄露问题。分布式孔径具有灵活性高、扩展性强等优势,可为一体化波形设计提供更精细的空间操控能力。下文将首先分析如何利用分布式孔径实现空间三维操控,随后提出相应的一体化波形优化模型。

2.1 基于分布式孔径的“波胞形成”技术

根据阵元在空间中的分布情况,MIMO雷达可分为紧凑式MIMO雷达^[35]和分布式MIMO雷达^[36]。在紧凑式阵列体制中,阵元间距较小,阵列与目标

满足远场关系，即各阵元辐射至目标的电磁波近似平行，利用波束形成技术对阵元间距引起的相位误差进行补偿，形成指向目标的发射波束图，将发射能量主要集中在目标方向。雷达通信一体化波形设计利用波束形成技术在不同方向同时完成雷达和通信功能，提高了雷达探测性能和信息传输速率，如图1所示。

面对雷达抗主瓣干扰和保密通信等需求时，远场波束形成仅具备二维角度操控能力，无法实现距离向操控，致使现有基于紧凑式阵列的雷达通信一体化波形设计方案难以应对。以文献[22]所提一体化波形设计方案为例，一体化波形在 -36.87° 方向雷达目标A处合成了期望的线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)波形，在 45° 方向通信用户B处合成了期望的通信调制波形，同时完成了雷达探测和无线通信功能，如图2所示。忽略时延对波形的影响，位于雷达波束方向的位置C处同样合成了LFM，位于通信波束方向的位置D处的波形也具备传递通信信息的能力，文献[22]所提方案仅实现了波形的定向操控，不具备波形“定点”操控的能力，难以抵抗来自主瓣方向的干扰或窃听。因此，基于紧凑式阵列的雷达通信一体化波形无法抑制雷达主瓣干扰和避免通信信息泄露。本文考虑分布式阵列体制，提出了基于分布式孔径的“波胞形成”技术。

如图3所示，考虑分布式阵列由 M_N 个线性排列的子孔径构成，每个子孔径为 M_M 个阵元等间距排列的线性阵列。对每个子孔径而言，目标位于子孔径的远场区域，即子孔径内阵元辐射至目标处的波形近似平行，可形成指向目标方向的波束。对于空间中存在的任一目标 P_k ，与每个子孔径中心的距离 $r_{m_0,k}$ 应满足辐射远场条件：

$$r_{m_0,k} > \frac{2(M_M d)^2}{\lambda} \quad (1)$$

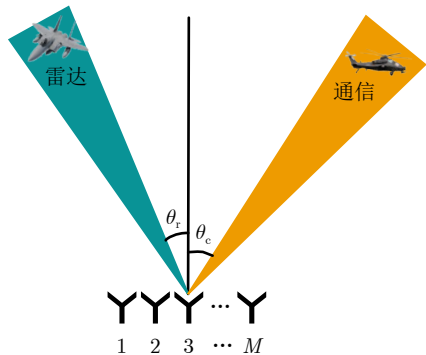


图1 远场波束形成

Fig. 1 Far-field beamforming

其中， d 为子孔径内阵元间距， $m = 1, 2, \dots, M_N$ 。

对于分布式孔径而言，目标位于阵列的近场区域，即子孔径间距远大于波长量级，各子孔径对目标的观测角度互不相等，此时各子孔径中心到目标的视线无法近似平行。目标 P_k 与分布式孔径中心的距离 r_k 应满足近场条件：

$$r_k < \frac{2D_A^2}{\lambda} \quad (2)$$

其中， D_A 为分布式孔径的长度， λ 为波长。当目标位于分布式孔径的近场区时，各阵元辐射到目标的波形为球面波。根据波动方程^[37]可推导近场信号传播模型为

$$s(t, r) = \frac{A_0}{r} \exp\left(j2\pi f\left(t - \frac{r}{c}\right)\right) \quad (3)$$

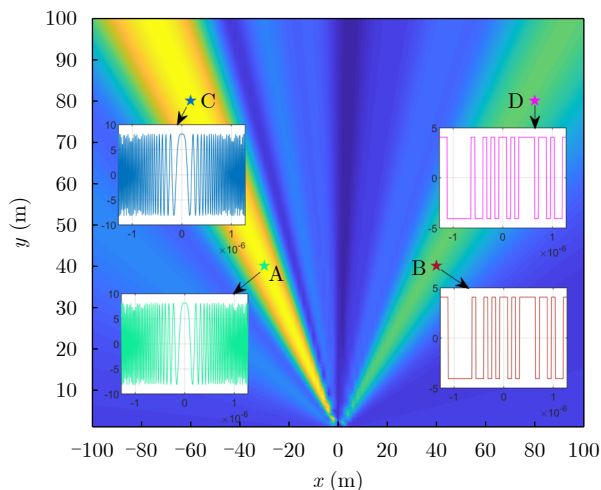


图2 基于紧凑式阵列的一体化波形空间能量和波形分布示意图

Fig. 2 Space energy and waveform distribution of the integrated waveform based on collocated antenna

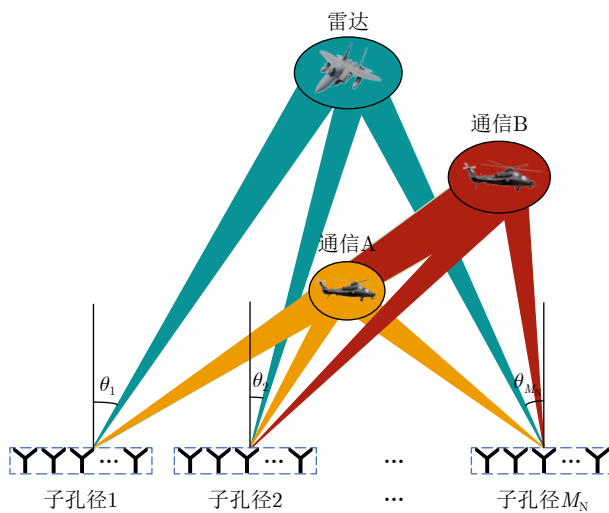


图3 近场“波胞形成”

Fig. 3 Near-field “wave cell”

其中, A_0 为发射波形的幅度, r 为阵元到目标的距离, f 为发射波形的频率, $t = 0, 1, \dots, N-1$, N 为离散采样点个数。由传播模型可知, 目标位置处接收波形的幅度衰减和相位延迟均与距离 r 相关。

为了同时完成雷达和通信功能, 每个子孔径形成指向雷达目标和通信目标的波束, 来自多个角度、频率相同、相位具有特定关系的电磁波波束在目标位置交叉并相参叠加, 在指定方向和指定距离处形成高能量密度区域^[38], 实现了三维波束形成, 具备了距离向、方位向和俯仰向的三维操控能力。本文将分布式孔径的三维空间操控能力称为“波胞(wave cell)形成”, 以波束的3 dB主瓣宽度为约束, 所有指向雷达方向的波束共同覆盖区域称为雷达波胞, 所有指向通信方向的波束共同覆盖区域称为通信波胞。当目标位于分布式孔径的远场区域时, 目标相

$$W = \sqrt{\left(\frac{R}{\cos(\theta - \alpha/2)}\right)^2 + \left(\frac{R}{\cos(\theta + \alpha/2)}\right)^2 - \frac{2R^2 \cos \alpha}{\cos(\theta - \alpha/2) \cos(\theta + \alpha/2)}} \\ = \frac{|\sin \alpha| \cdot R}{|\cos(\theta - \alpha/2)| \cdot |\cos(\theta + \alpha/2)|} \quad (4)$$

根据波胞宽度的定义可知, 波胞宽度取决于最窄波束, 式(4)中 θ 即为最窄波束的辐射方向, $\alpha = 0.886\lambda/(D_0 \cos \theta)$ 为最窄波束对应的3 dB波束宽度。

波胞高度定义为所有波束在垂直方向上的公共宽度, 同样取决于最窄波束, 具体表达式为

$$H = D \left(\cot\left(\theta - \frac{\alpha}{2}\right) - \cot\left(\theta + \frac{\alpha}{2}\right) \right) \\ = \frac{2 \sin \alpha \cdot D}{\cos \alpha - \cos(2\theta)} \quad (5)$$

基于分布式孔径的波胞形成技术利用电磁波相干叠加在目标位置形成能量的聚集, 获取距离向操

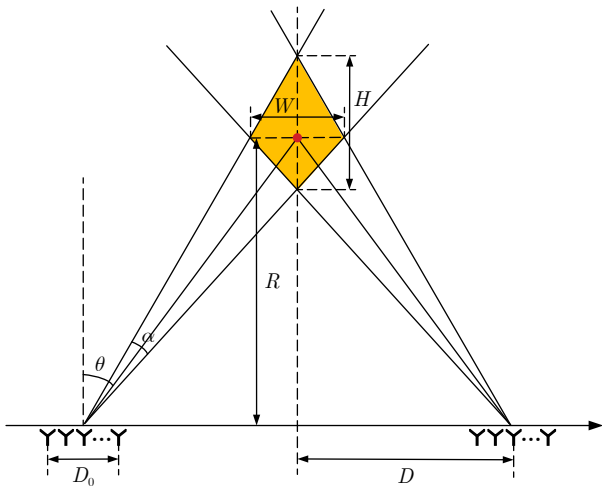


图4 分布式孔径与波胞的几何关系

Fig. 4 Geometric relationship between distributed aperture and wave cell

对于各个子孔径的距离和角度将近似相等, 多个波束在目标位置平行叠加, 波胞形成技术将退化为传统的波束形成技术。

为了对波胞形成技术的空间特性进行定量分析, 采用波胞宽度和波胞高度对波胞的尺寸进行评价。以两个子孔径为例, 分布式孔径和波胞的几何关系如图4所示。其中, D_0 为子孔径长度, θ 为子孔径发射波束图的方向, α 为波束宽度, R 为目标相对于分布式孔径的高度, D 为在目标方向上3 dB主瓣宽度最窄的子孔径与目标之间的水平距离, W 为波胞宽度, H 为波胞高度。

多个子孔径同步对目标进行波束辐射, 在目标处交叉融合, 所有波束共同辐射的区域如图4中桔色区域所示。波胞宽度定义为目标高度处所有波束在水平方向上的公共宽度, 表达式为

控能力。为了完成雷达通信一体化功能, 需进一步对目标位置合成波形的时频表现进行约束。

2.2 基于“波胞形成”技术的雷达通信一体化波形设计

在分布式孔径中, 总阵元个数为 $M = M_N M_M$, 假设每个阵元为全向性天线, 目标处辐射电场的方向相互平行, 第 m 个阵元的发射波形为 $x_m(t)$, 目标 P_k 位于分布式孔径的近场范围内, 根据近场传播模型(3)可知, 目标 P_k 处的合成波形可表示为

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t) \cdot \frac{1}{r_{mk}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{mk}}{c}\right) \quad (6)$$

其中, r_{mk} 为第 m 个阵元与目标 P_k 之间的距离, f_0 为发射波形的载频。

以空间中存在雷达和通信两个目标为例, 期望在雷达目标处合成线性调频波形 $s_r \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 在通信目标处合成携带通信信息的通信波形 $s_c \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。根据式(6)可将雷达和通信位置处合成波形表示为

$$\begin{cases} \sum_{m=1}^M x_m(t) \cdot \frac{1}{r_{mr}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{mr}}{c}\right) = s_r(t) \\ \sum_{m=1}^M x_m(t) \cdot \frac{1}{r_{mc}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{mc}}{c}\right) = s_c(t) \end{cases} \quad (7)$$

其中, r_{mr} 和 r_{mc} 分别表示第 m 个阵元与雷达目标和通信目标之间的距离。对式(7)进行矩阵化处理, 可得到波形合成约束

$$\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{S} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为一体化波形矩阵, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_r \ \mathbf{s}_c]^T \in \mathbb{C}^{2 \times N}$ 为期望合成波形矩阵, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_r \ \mathbf{a}_c]^T \in \mathbb{C}^{2 \times M}$ 为阵列近场响应矩阵, 由雷达目标对应的阵列近场响应矢量和通信目标对应的阵列近场响应矢量构成, 阵列近场响应矢量的具体形式如下:

$$\mathbf{a}_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{1r}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{1r}}{c}\right) & \frac{1}{r_{2r}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{2r}}{c}\right) \\ \cdots & \frac{1}{r_{Mr}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{Mr}}{c}\right) \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

$$\mathbf{a}_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{1c}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{1c}}{c}\right) & \frac{1}{r_{2c}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{2c}}{c}\right) \\ \cdots & \frac{1}{r_{Mc}} \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{r_{Mc}}{c}\right) \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

为了利用最少的发射功率满足波形合成约束, 可建立雷达通信一体化波形优化模型,

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}} \quad & \|\mathbf{X}\|_F^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{S} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\|\cdot\|_F^2$ 为Frobenius范数。该优化问题为典型凸优化问题, 直接推导解析解为

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{S} \quad (12)$$

受通信信息随机性影响, 式(12)求得的一体化波形具有较高的峰均比(Peak-to-Average-Power Ratio, PAPR), 即一体化波形不具有恒模特性。在雷达系统中, 为了保证探测距离, 常采用饱和功率放大器, 若发射波形不具有恒模特性, 经过饱和和放大后将会产生波形失真。因此, 为了提高发射功率效率并且保证波形性能, 需对一体化波形施加恒模约束。

为了兼顾模型计算效率和波形性能, 以子孔径为单位进行幅度加权, 要求每个子孔径内的一体化波形具有相同的幅度, 而子孔径间的波形幅度不受限制, 即不同的子孔径拥有不同的幅度加权。第 m_N 个子孔径一体化波形的恒模约束可表示为

$$|x_{m_N}(t)| = \sigma_{m_N}, t = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

其中, σ_{m_N} 为第 m_N 个子孔径一体化波形的幅度, $m_N = 1, 2, \dots, M_N$ 。

以最小化一体化波形发射功率为准则建立目标函数, 结合波形合成约束和恒模约束, 建立一体化波形的优化模型

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}, \sigma_{m_N}} \quad & \|\mathbf{X}\|_F^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{S} \\ & |x_{m_N}(t)| = \sigma_{m_N}, m_N = 1, 2, \dots, M_N, \\ & t = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (14)$$

3 一体化波形优化模型求解算法

优化模型(14)中恒模约束是非凸的, 导致模型无法直接获得解析解, 因此采用交替投影法将非凸优化问题拆分为两个具有解析解的子优化问题迭代求解。在第 i 次迭代中, 先获得满足波形合成约束的一体化波形 $\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}$, 然后在最小化波形迭代误差的准则下, 获得满足恒模约束的一体化波形 $\mathbf{X}^{(i)}$ 。本节将详细介绍模型的求解算法, 并对算法的收敛性和复杂度进行分析。

3.1 优化模型求解算法设计

根据优化模型的约束条件, 式(14)可拆分为两个子优化问题, 分别表示为

$$\begin{aligned} \min_{\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}} \quad & \left\| \tilde{\mathbf{X}}^{(i)} - \mathbf{X}^{(i-1)} \right\|_F^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}^{(i)} = \mathbf{S} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}^{(i)}, \sigma_{m_N}} \quad & \left\| \mathbf{X}^{(i)} - \tilde{\mathbf{X}}^{(i)} \right\|_F^2 \\ \text{s.t.} \quad & |x_{m_N}^{(i)}(t)| = \sigma_{m_N}, m_N = 1, 2, \dots, M_N, \\ & t = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (16)$$

子优化问题(15)是一个凸优化问题, 可利用拉格朗日乘子法将其转化为无约束优化问题

$$\begin{aligned} \min_{\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}} \quad & f(\tilde{\mathbf{X}}) = \text{tr} \left(\left(\tilde{\mathbf{X}}^{(i)} - \mathbf{X}^{(i-1)} \right)^H \right. \\ & \left. \cdot \left(\tilde{\mathbf{X}}^{(i)} - \mathbf{X}^{(i-1)} \right) \right) - 2w \left(\mathbf{A}\tilde{\mathbf{X}}^{(i)} - \mathbf{S} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, w 为拉格朗日乘子。式(17) 1阶导数为零对应的解析解为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}^{(i)} = & \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{S} - \mathbf{A}^H (\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} \mathbf{A} \mathbf{X}^{(i-1)} \\ & + \mathbf{X}^{(i-1)} \end{aligned} \quad (18)$$

在子优化问题(16)中, 各个子孔径幅度加权相互独立, 因此可以分别计算每个子孔径的幅度, 对应的优化问题表示为

$$\begin{aligned} \min_{\sigma_{m_N}} \quad & \left\| (\sigma_{m_N} \otimes \mathbf{I}_{M_M}) \exp\left(j\angle\left(\tilde{\mathbf{X}}_{m_N}^{(i)}\right)\right) - \tilde{\mathbf{X}}_{m_N}^{(i)} \right\|_F^2, \\ & m_N = 1, 2, \dots, M_N \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{I}_{M_M} \in \mathbb{C}^{M_M \times M_M}$ 为单位矩阵, $\tilde{\mathbf{X}}_{m_N}^{(i)} = \tilde{\mathbf{X}}^{(i)}((m_N-1)M_M+1:m_N M_M; :)$ $\in \mathbb{C}^{M_M \times N}$ 为第 m_N 个子孔径的一体化波形, \otimes 为克罗内克积运算。为了简化计算, 对式(19)中的矩阵进行向量化处理, 子优化问题进一步整理为

$$\min_{\sigma_{m_N}} \left\| \mathbf{p}_{m_N} \sigma_{m_N} - \tilde{\mathbf{x}}_{m_N}^{(i)} \right\|_F^2, m_N = 1, 2, \dots, M_N \quad (20)$$

其中, $\mathbf{p}_{m_N} = \exp(j\angle(\tilde{\mathbf{x}}_{m_N}^{(i)})) \in \mathbb{C}^{M_M \times 1}$, $\tilde{\mathbf{x}}_{m_N}^{(i)} = \text{vec}(\tilde{\mathbf{X}}_{m_N}^{(i)}) \in \mathbb{C}^{M_M \times 1}$ 为子孔径一体化波形按列进行向量化处理的结果。此时子优化问题可直接求得解析解为

$$\sigma_{m_N} = (\mathbf{p}_{m_N}^H \mathbf{p}_{m_N})^{-1} \mathbf{p}_{m_N}^H \tilde{\mathbf{x}}_{m_N}^{(i)} \quad (21)$$

第 m_N 个子孔径的恒模一体化波形表示为

$$\mathbf{X}_{m_N}^{(i)} = (\sigma_{m_N} \otimes \mathbf{I}_{M_M}) \exp(j\angle(\tilde{\mathbf{X}}_{m_N}^{(i)})) \quad (22)$$

依次计算各子孔径的幅度加权, 获得第 i 次迭代的恒模一体化波形。

通过对两个子优化问题迭代优化, 当两次迭代结果满足收敛条件或达到最大迭代次数时, 终止迭代并输出结果, 获得满足空间波形和能量分布要求的一体化波形, 具体流程如算法1所示。

3.2 算法收敛性与计算复杂度分析

一体化波形的优化模型(14)是非凸的, 采用了交替投影算法进行迭代求解。两个子优化问题在各自满足波形约束的前提下, 目标函数均以最小化迭代误差为准则, 根据误差减小算法^[39]可知,

$$\begin{aligned} \dots &\leq \left\| \tilde{\mathbf{X}}^{(i+1)} - \mathbf{X}^{(i)} \right\|_{\text{F}} \leq \left\| \mathbf{X}^{(i)} - \tilde{\mathbf{X}}^{(i)} \right\|_{\text{F}} \\ &\leq \left\| \tilde{\mathbf{X}}^{(i)} - \mathbf{X}^{(i-1)} \right\|_{\text{F}} \leq \dots \end{aligned} \quad (23)$$

随着迭代次数的增加, 迭代误差逐渐减小直至收敛。图5展示了所提算法在4种场景中的收敛曲线, 图例标注了不同场景中雷达目标和通信目标的位置, 具体为: 第1种场景中雷达目标位于(0,1000)、通信目标位于(600,800); 第2种场景中雷达目标位于(0,900)、通信目标位于(0,500); 第3种场景中雷达目标位于(600,800)、通信目标位于(700,500); 第

算法 1 基于“波胞形成”的一体化波形优化模型求解算法流程

Alg. 1 Integrated waveform optimization model solving algorithm based on “wave cell”

1. 输入: $\mathbf{A}, \mathbf{S}, I, \varepsilon$
2. 初始化: 计算 $\mathbf{X}^{(0)}$ (根据式(12))
3. for $i = 1, 2, \dots, I$ 执行
4. 计算 $\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}$ (根据式(18))
5. for $m_N = 1, 2, \dots, M_N$
6. 计算 σ_{m_N} (根据式(21))
7. 计算 $\mathbf{X}^{(i)}$ ($(m_N - 1)M_M + 1 : m_N M_M, :$) (根据式(22))
8. end for (当 $m_N = M_N$ 时)
9. 计算迭代误差 $\Delta \mathbf{X} = \left\| \mathbf{X}^{(i)} - \mathbf{X}^{(i-1)} \right\|_{\text{F}} / \left\| \mathbf{X}^{(i-1)} \right\|_{\text{F}}$
10. end for (当 $\Delta \mathbf{X} \leq \varepsilon$ 或 $i = I$ 时)
11. 输出: $\mathbf{X}^{(i)}$

4种场景中雷达目标位于(0,900)、通信目标A位于(0,500)、通信目标B位于(540,720), 分布式孔径参数与第4节设置相同。可以发现, 随着迭代次数的增加所提算法逐渐收敛到稳定值, 与理论分析相符。

下面进一步对计算复杂度进行分析。波胞模型求解时, 计算复杂度与迭代次数有关。在每次迭代中, 需要更新 $\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}$ 和 $\mathbf{X}^{(i)}$, 其中 $\tilde{\mathbf{X}}^{(i)}$ (式(18))的计算复杂度为 $O(K^3 + K^2M + M^2K + M^2N + KMN)$, K 为空间目标个数, $\mathbf{X}^{(i)}$ (式(21)和式(22))的计算复杂度为 $O(MNM_M)$ 。因此波胞模型优化算法总的计算复杂度为 $O(I_{\text{opt}}(K^3 + K^2M + M^2K + M^2N + KMN + MNM_M))$, 其中 I_{opt} 为实际迭代次数。

4 数值仿真分析

本节利用数值仿真结果分析了所提雷达通信一体化波形设计方法在不同场景中的表现, 证明了波胞形成技术可在空间指定位置同时完成雷达和通信功能, 具备三维空间操控的能力。

仿真参数设置如下: 分布式孔径中子孔径的个数 $M_N = 16$, 子孔径间距为 50 m, 子孔径内阵元个数为 $M_M = 32$, 阵元间距为 $d = 0.05$ m。以分布式孔径中心为原点建立直角坐标系, 执行雷达功能的期望合成波形为线性调频信号, 波形载频为 $f_0 = 3$ GHz, 信号带宽 $B = 300$ MHz, 信号持续时间 $T = 2.048$ μs , 采样点数 $N = 1024$; 通信信息采用正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制, 符号个数为 64, 通信合成波形的功率比雷达合成波形低 3 dB, 最大迭代次数为 300, 各项参数汇总如表1所示。

场景1: 当雷达目标和通信目标的距离相同、方向不同时, 分析合成波形空间分布情况和空间能量分布情况, 其中雷达目标坐标为(0,1000), 通信目标坐标为(600,800)(默认目标坐标单位为m)。

图6给出了合成波形空间能量分布情况, 图中

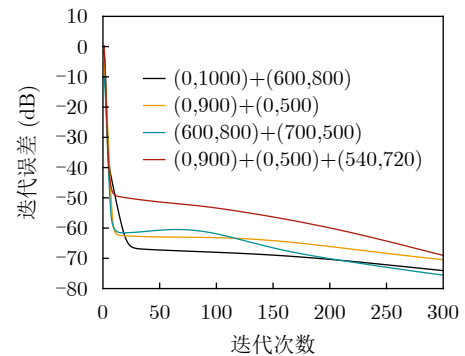


图 5 算法收敛曲线

Fig. 5 Convergence comparison of different scenarios

红色的五角星表示目标的位置，红色圆点包围的区域是所有子孔径波束的公共区域，即为理想波胞区域。在辐射空间中，目标位置处形成了明显的能量聚集，支撑空间多功能的实现。同时可以看出，子

孔径形成了同时指向雷达方向和通信方向的多波束方向图，多个波束在目标位置交叉叠加，汇聚成波胞，与图3要求相符。各个子孔径3 dB主瓣宽度对应的直线如图7所示，通过逐点标记获得波胞边缘离散采样点，并依此测量波胞尺寸。雷达波胞和通信波胞的尺寸如表2所示，测量值与理论值基本相同，波胞宽度和高度的相对误差均不超过0.1%。

在波胞形成一体化波形模型中，期望在目标位置及其周围区域合成指定功能的波形，形成能量的聚集，而在非目标区域的合成波形不具备执行雷达或通信功能的能力。为了分析可执行雷达功能的合成波形在空间分布情况，采用脉压峰值作为评价指标，同时衡量波形相似性和波形功率的表现。将空间任意位置的合成波形与雷达期望合成波形进行匹

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数名称	参数符号	数值
分布式孔径总阵元个数	M	512
子孔径个数	M_N	16
子孔径内阵元个数	M_M	32
子孔径内阵元间距(m)	d	0.05
子孔径间距(m)	D_d	50
采样点数	N	1024
波形载频(GHz)	f_0	3
波形时宽(μ s)	T	2.048
雷达波形带宽(MHz)	B	300
符号个数	N_{sym}	64
期望波形间功率差(dB)	ΔP_{rc}	3
最大迭代次数	I	300

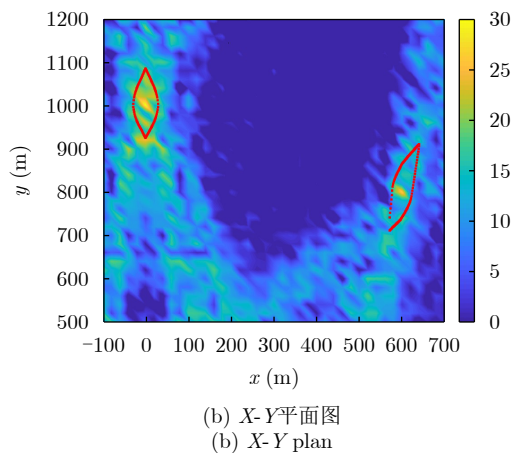
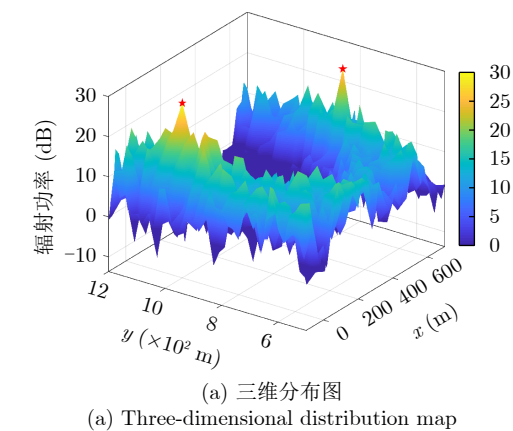


图 6 场景1中空间能量分布情况

Fig. 6 Spatial energy distribution in the first scenario

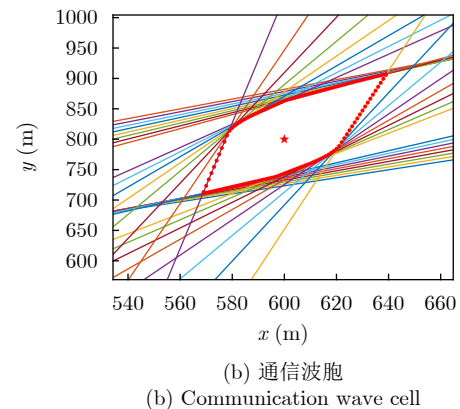
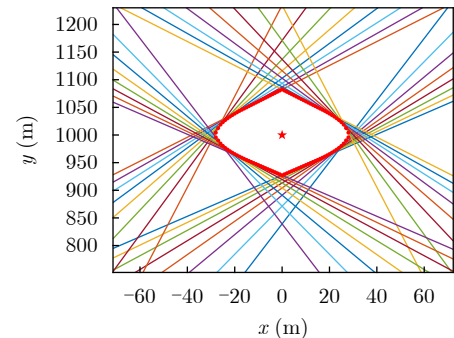


图 7 场景1中波胞几何示意图

Fig. 7 Schematic diagram of wave cell in the first scenario

表 2 场景1中波胞尺寸分析

Tab. 2 Wave cell size analysis in the first scenario

类别	理论值(m)		测量值(m)		误差(%)	
	宽度	高度	宽度	高度	宽度	高度
雷达波胞	59.098	160.380	59.068	160.380	0.05	0
通信波胞	46.835	123.191	46.797	123.136	0.08	0.04

配滤波处理, 脉压峰值表现如图8所示。在辐射空间中, 仅限雷达目标位置及其附近区域脉压性能表现良好, 具有较高的脉压峰值, 而空间其他区域无法获得有效的脉压峰值。为了进一步分析雷达目标周围区域合成波形分布情况, 选取目标周围($\pm 50, \pm 100$)范围内合成波形的脉压表现进行放大。可以发现, 波胞内合成波形的脉压峰值规律分布, 为雷达目标位置估计误差提供了一定的容限, 波形相似性区域与理想雷达性能边界吻合。

图9分析了雷达目标位置(0,1000)、雷达波胞内任一位置(0,970)、雷达波胞外任一位置(-26,940)处合成波形的实部和相位表现, 性能表现如表3所示。对比可知, 雷达目标指定位置处合成了期望波形, 雷达波胞内合成波形的时域表现与期望波形存在误差, 但相位和脉压表现与期望波形相似, 具备执行雷达功能的能力。而雷达波胞外合成波形的时域和相位表现均与期望雷达波形不符, 无法执行雷达功能。

为了分析执行通信功能的通信合成波形在整个辐射空间以及通信目标周围($\pm 40, \pm 100$)区域的分布情况, 采用误码率作为评价指标, 仿真结果如图10所示。在辐射空间中, 通信目标位置及其附近区域误码率为0, 与理想通信性能边界匹配, 具有良好的空间相似性表现, 并且通信波胞内大量离散分布的通信合成波形在实现信息准确传递的同时, 增大了通信接收机的定位误差容限, 有利于通信功能的实现。

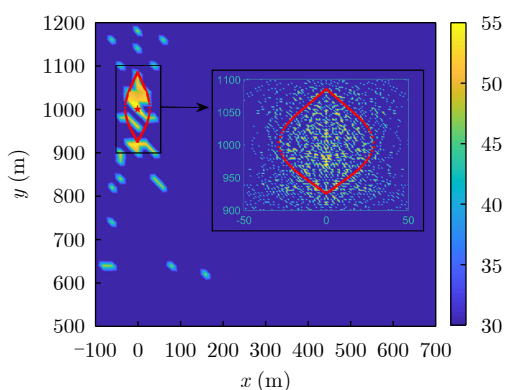


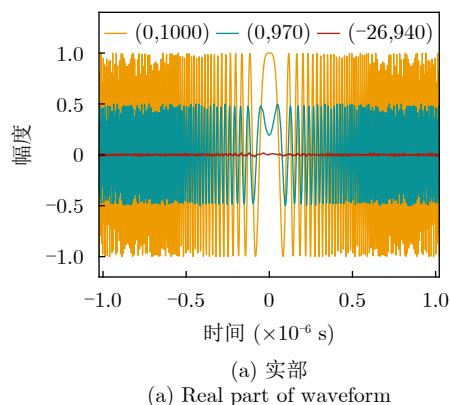
图 8 场景1中雷达合成波形的空间分布情况

Fig. 8 Spatial distribution of radar synthetic waveform in the first scenario

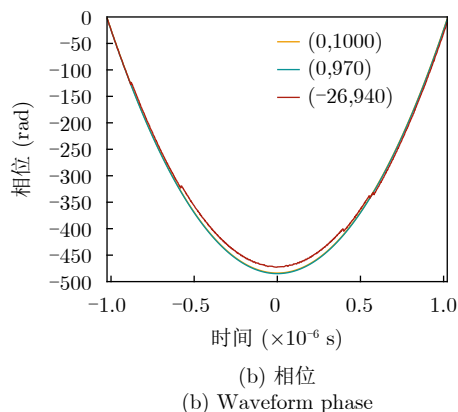
图11具体展示了通信目标位置(600,800)、通信波胞内任一位置(608,805)、通信波胞外任一位置(614,745)处合成波形的实部表现与对应的星座图, 在星座图中不同的标记代表不同的通信码元。对比可知, 仅有通信波胞内的合成波形误码率为0, 具有优良的通信性能, 而(614,745)位置处合成波形的误码率为0.48, 不具备传递信息的能力, 可有效避免通信信息的泄露。

场景2: 当雷达目标和通信目标的方向相同、距离不同时, 分析合成波形空间分布情况和空间能量分布情况, 其中雷达目标的坐标为(0,900), 通信目标的坐标为(0,500)。

图12描绘了合成波形空间能量分布情况。在辐射空间中, 多个子孔径的波束在目标位置相参叠加, 形成波胞, 支撑空间多功能的实现。在目标方



(a) 实部
(a) Real part of waveform



(b) 相位
(b) Waveform phase

图 9 场景1中雷达目标周围合成波形的时域表现

Fig. 9 Time domain representation of synthetic waveforms around radar target in the first scenario

表 3 场景1中空间合成波形雷达性能表现

Tab. 3 Radar performance of spatial synthetic waveform in the first scenario

空间坐标(m)	是否位于雷达波胞内	脉压峰值(dB)	峰值旁瓣比(dB)	积分旁瓣比(dB)
(0,1000)	是	60.21	-13.30	-9.73
(0,970)	是	53.94	-13.30	-9.72
(-26,940)	否	18.38	-13.22	-3.39

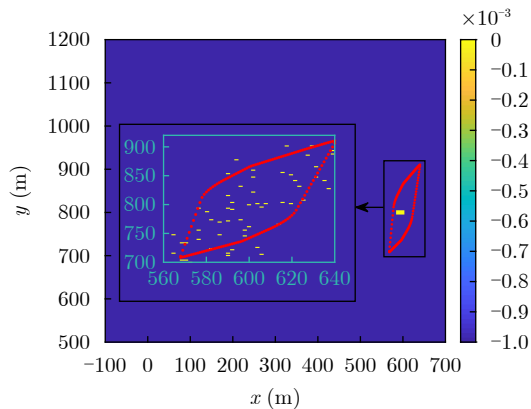
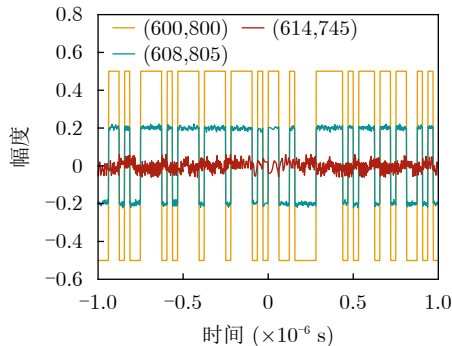
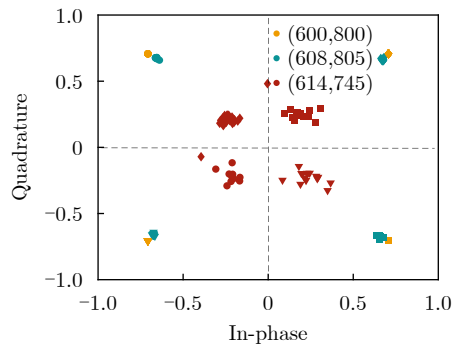


图 10 场景1中通信合成波形的空间分布情况

Fig. 10 Spatial distribution of communication synthetic waveform in the first scenario



(a) 实部
(a) Real part of waveform



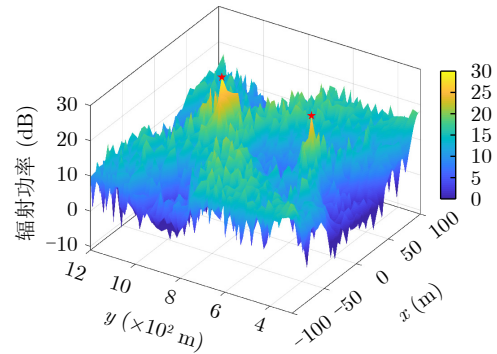
(b) 星座图
(b) Constellation diagram

图 11 场景1中通信目标周围合成波形表现

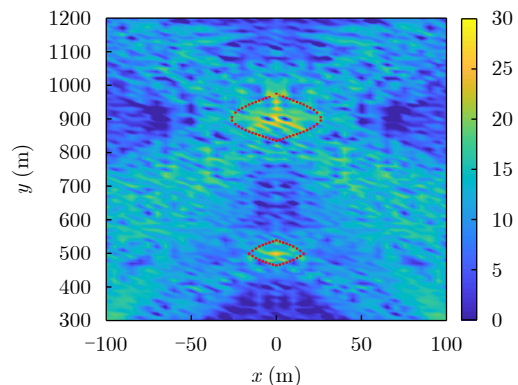
Fig. 11 Performance of synthetic waveforms around communication user in the first scenario

向的其余距离处，因位于子孔径发射波束图的旁瓣区域，合成波形功率远低于波胞内部，降低了对雷达探测功能和通信功能的干扰。雷达波胞与通信波胞的几何示意图如图13所示，波胞尺寸如表4所示，其中理论值与测量值吻合，相对误差不超过0.05%。

空间合成波形的脉压峰值表现如图14所示。在辐射空间中，雷达波胞内波形脉压性能表现良好，



(a) 三维分布图
(a) Three-dimensional distribution map



(b) X-Y平面图
(b) X-Y plan

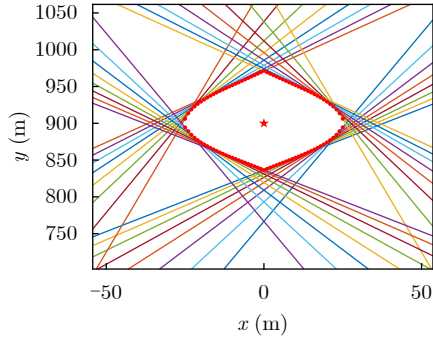
图 12 场景2中空间能量分布情况

Fig. 12 Spatial energy distribution in the second scenario

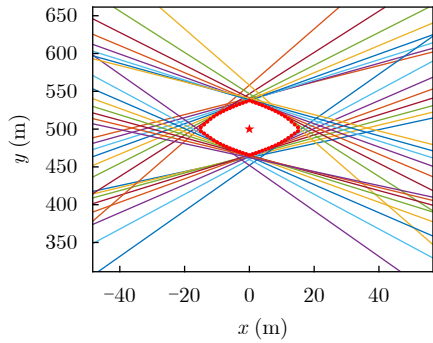
具有较高的脉压峰值，而空间其他区域无法获得有效的脉压峰值，即本文所提方法实现了波形在三维空间分布的操控，可在特定位置完成雷达功能。在非目标区域中，部分位置的合成波形因处于子波束方向，发射功率较高，脉压峰值表现突出，但与波胞内脉压峰值相比，脉压峰值至少低15 dB，不具备执行雷达功能的能力。

图15给出了雷达目标位置(0,900)、雷达波胞内任一位置(3,904)、雷达波胞外任一位置(-30,840)处合成波形的实部和相位表现，性能表现如表5所示。对比可知，仅有雷达波胞内的合成波形与雷达期望波形具有良好的相似性，可完成雷达探测功能。

图16展示了通信合成波形的空间分布情况。在辐射空间中，误码率为0的位置主要位于通信波胞内，与理想通信性能边界匹配，具有良好的空间相似性表现。在通信波胞边界邻近区域处，部分位置的合成波形误码率为0，这是因为通信波胞位于分布式孔径的正上方，波胞邻近区域仍为多数子孔径波束的共同区域，并且通信波形具有一定的鲁棒性，从而造成了通信合成波形的扩散，但不足以对通信信息的安全构成威胁。

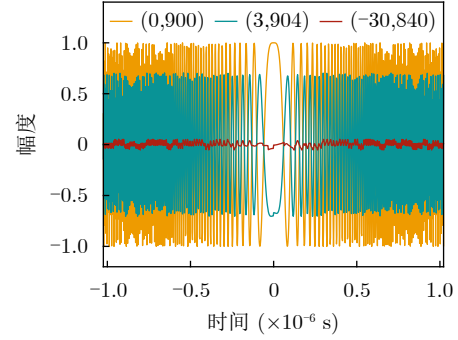


(a) 雷达波胞
(a) Radar wave cell

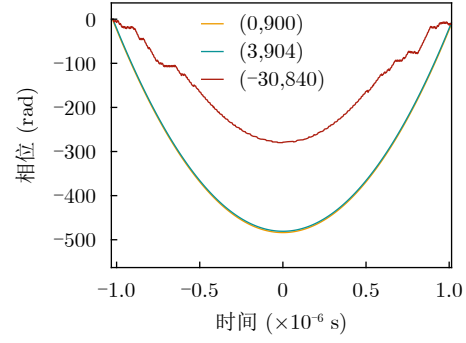


(b) 通信波胞
(b) Communication wave cell

图 13 场景2中波胞几何示意图
Fig. 13 Schematic diagram of wave cell in the second scenario



(a) 实部
(a) Real part of waveform



(b) 相位
(b) Waveform phase

图 15 场景2中雷达目标周围合成波形的时域表现
Fig. 15 Time domain representation of synthetic waveforms around radar target in the second scenario

表 4 场景2中波胞尺寸分析

Tab. 4 Wave cell size analysis in the second scenario

类别	理论值(m)		测量值(m)		误差(%)	
	宽度	高度	宽度	高度	宽度	高度
雷达波胞	53.597	139.095	53.570	139.097	0.05	0.001
通信波胞	32.495	74.472	32.500	74.470	0.02	0.003

表 5 场景2中空间合成波形雷达性能表现

Tab. 5 Radar performance of spatial synthetic waveform in the second scenario

空间坐标 (m)	是否位于雷达波胞内	脉压峰值 (dB)	峰值旁瓣比 (dB)	积分旁瓣比 (dB)
(0,900)	是	60.21	-13.30	-9.73
(3,904)	是	56.87	-13.30	-9.72
(-30,840)	否	27.82	-12.02	0.15

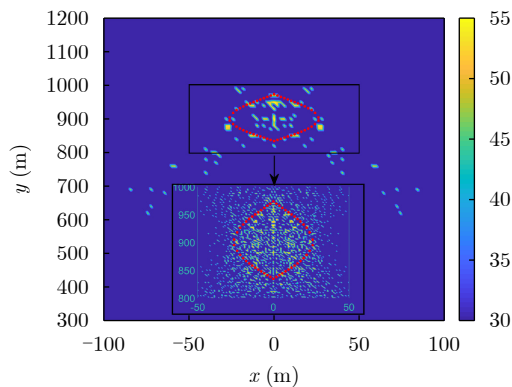


图 14 场景2中雷达合成波形的空间分布情况
Fig. 14 Spatial distribution of radar synthetic waveforms in the second scenario

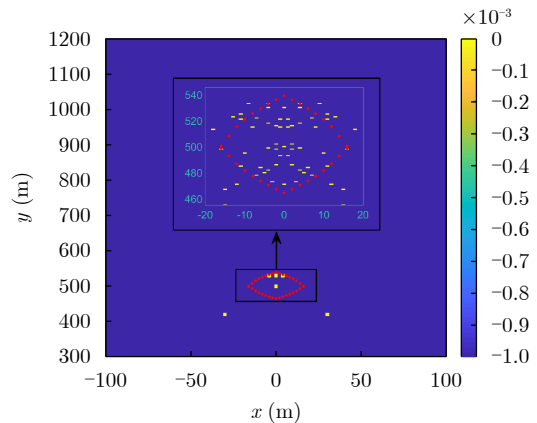


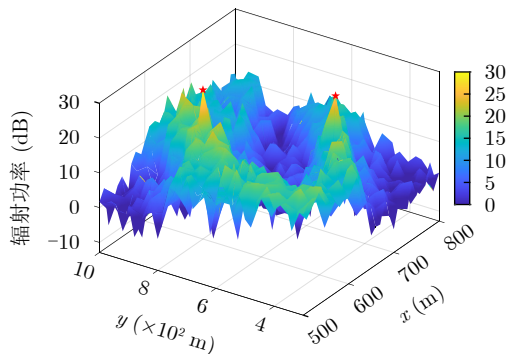
图 16 场景2中通信合成波形的空间分布情况
Fig. 16 Spatial distribution of radar synthetic waveform in the second scenario

图17展示了通信目标位置(0,500)、通信波胞内任一位置(4,518)、通信波胞外任一位置(0,600)处合成波形的实部表现与对应的星座图。对比可知，仅有通信波胞内的合成波形与期望波形相似，波胞外相同方向不同距离位置(0,600)的合成波形误码率为1，无法有效传递通信信息。

场景3：当雷达目标和通信目标的距离和方向均不相同，分析合成波形空间分布情况和空间能量分布情况，其中雷达目标的坐标为(600,800)，通信目标的坐标为(700,500)。

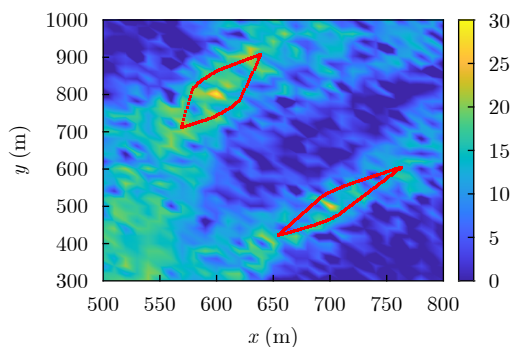
图18展示了合成波形空间能量分布情况。当雷达目标和通信目标的距离、方向都不相同时，本文所提方法依然具备在目标周围形成波胞的能力。各个子孔径形成指向目标方向的多波束发射方向图，多个波束在目标处交叉汇合，形成雷达波胞与通信波胞。根据各子孔径波束的3 dB主瓣宽度直线，如图19所示，确定波胞边缘采样点并计算波胞尺寸的测量值，与理论值相比，相对误差不超过0.002%，具体的理论值和测量值如表6所示。

图20分析了辐射空间与目标周围(±50,±100)范围内合成波形的脉压峰值表现。在辐射空间中，脉



(a) 三维分布图

(a) Three-dimensional distribution map

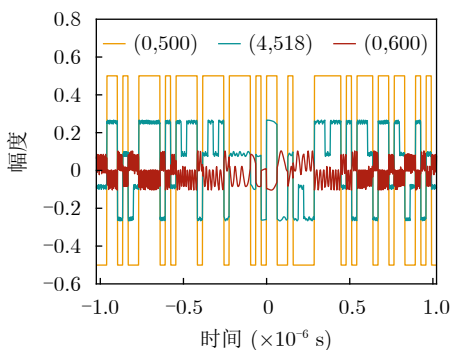


(b) X-Y平面图

(b) X-Y plan

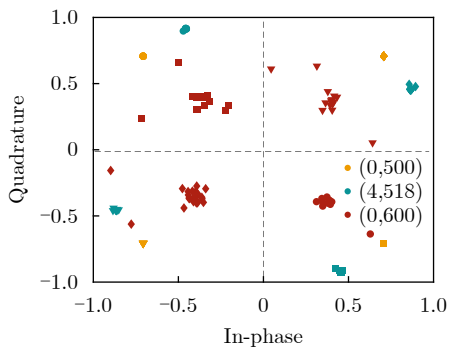
图 18 场景3中空间能量分布情况

Fig. 18 Spatial energy distribution in the third scenario



(a) 实部

(a) Real part of waveform

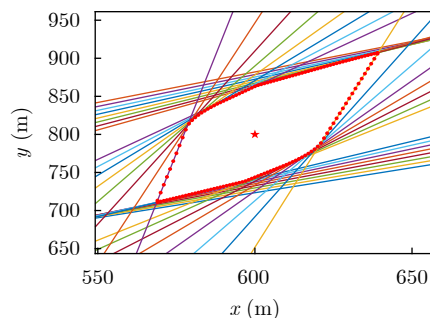


(b) 星座图

(b) Constellation diagram

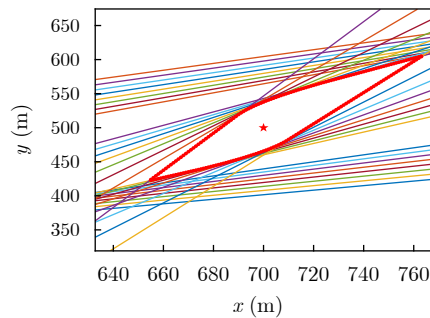
图 17 场景2中通信目标周围合成波形表现

Fig. 17 Performance of synthetic waveforms around communication user in the second scenario



(a) 雷达波胞

(a) Radar wave cell



(b) 通信波胞

(b) Communication Wwave cell

图 19 场景3中波胞几何示意图

Fig. 19 Schematic diagram of wave cell in the third scenario

压峰值表现良好的位置主要集中于雷达波胞内部。除雷达波胞内，部分位于雷达目标方向的合成波形受多个子孔径波束影响具有较高的功率，导致波形脉压峰值表现突出，但其分布离散且脉压峰值低于波胞内部，对雷达探测性能的影响可忽略。

图21给出了雷达目标位置(600,800)、雷达波胞内任一位置(580,800)、雷达波胞外任一位置(560,800)处合成波形的实部和相位表现，性能表现如表7所示。对比可知，虽然3个位置距分布式孔径的高度相同，但合成波形和脉压表现互不相同，雷达波胞内的合成波形与雷达期望波形具有良好的相似性，波胞外合成波形的积分旁瓣比严重恶化，与雷达期望波形存在明显差异。

通信合成波形的空间分布情况如图22。在辐射空间中，除通信目标周围区域，剩余范围内合成波形的误码率表现均不满足要求，无法准确传递通信信息，避免了信息泄露。进一步观察通信目标周围(±60,±100)范围内合成波形的误码率表现，发现误

码率为0的位置主要集中于通信波胞内，基本与理想通信波胞边界匹配，具有良好的空间相似性表现。

图23展示了通信目标位置(700,500)、通信波胞内任一位置(696,485)、通信波胞外任一位置(722,510)处合成波形的实部表现与对应的星座图。对比可知，仅有通信波胞内的合成波形与期望波形相似，波胞外合成波形误码率为1，无法有效传递通信信息，并且波形能量较低，对期望波形的干扰可忽略。

5 结 语

针对雷达通信一体化系统中雷达抗主瓣干扰能力不足、通信信息安全保障问题，本文提出了一种基于分布式孔径的雷达通信一体化波形设计方法，结合分布式孔径和信号近场传播特性，实现了波形

表 6 场景3中波胞尺寸分析

Tab. 6 Wave cell size analysis in the third scenario

类别	理论值(m)		测量值(m)		误差(%)	
	宽度	高度	宽度	高度	宽度	高度
雷达波胞	45.355	119.372	45.354	119.372	0.002	0
通信波胞	36.607	72.135	34.607	72.134	0	0.001

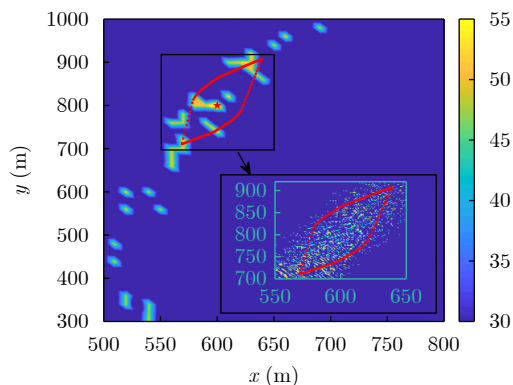
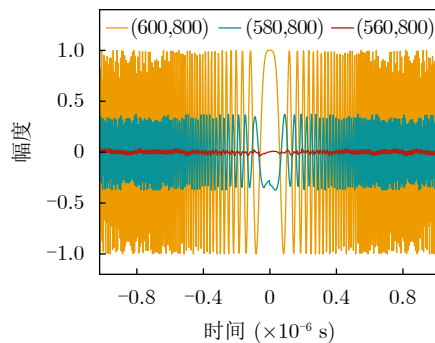
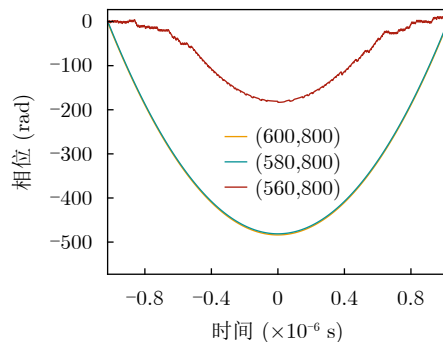


图 20 场景3中雷达合成波形的空间分布情况

Fig. 20 Spatial distribution of radar synthetic waveforms in the third scenario



(a) 实部
(a) Real part of waveform



(b) 相位
(b) Waveform phase

图 21 场景3中雷达目标周围合成波形的时域表现

Fig. 21 Time domain representation of synthetic waveforms around radar target in the third scenario

表 7 场景3中空间合成波形雷达性能表现

Tab. 7 Radar performance of spatial synthetic waveform in the third scenario

空间坐标(m)	是否位于雷达波胞内	脉压峰值(dB)	峰值旁瓣比(dB)	积分旁瓣比(dB)
(600, 800)	是	60.21	-13.30	-9.73
(580, 800)	是	44.59	-13.30	-9.67
(560, 800)	否	22.96	-12.87	0.16

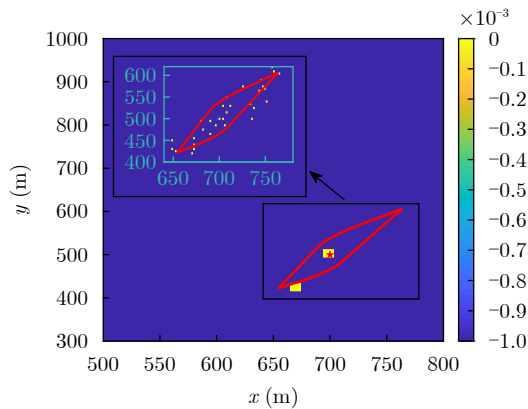


图 22 场景3中通信合成波形的空间分布情况

Fig. 22 Spatial distribution of radar synthetic waveform in the third scenario

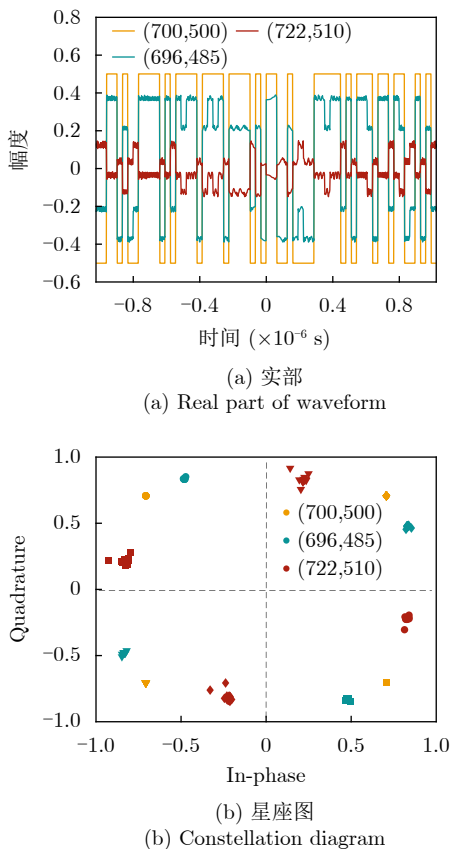


图 23 场景3中通信目标周围合成波形表现

Fig. 23 Performance of synthetic waveforms around communication user in the third scenario

空间三维操控。在波形合成约束和恒模约束下,所提方法在目标指定位置合成了期望的波形,同时形成能量的聚集。对每个子孔径而言,与目标的距离满足远场条件,形成了指向目标的多波束发射方向图,辐射功率主要集中在目标方向,提高了发射功率利用效率;子孔径间因与目标的角度互不相等,多个波束在目标处交叉汇合实现能量聚集,一体化

发射波形相参合成期望波形,同时满足了雷达和通信需求。仿真实验表明,所提方法在多种目标参数设置下均能在指定位置形成指定波形和能量汇聚。值得注意的是,期望波形不仅仅可以是线性调频波形和QPSK调制的通信波形,还可以根据实际任务需求设置为任意波形。另外,本文方法是在分布式孔径实现时空频同步的基础上提出的,后续工作将进一步分析该方法对发射波形的时间、频率和相位同步精度需求以及子孔径单元的站址误差边界,并开展实测实验验证该方法的有效性。

参考文献

- [1] MA Dingyou, SHLEZINGER N, HUANG Tianyao, *et al.* FRaC: FMCW-based joint radar-communications system via index modulation[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(6): 1348–1364. doi: [10.1109/JSTSP.2021.3118219](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2021.3118219).
- [2] ZHOU Zimu, WU Chenshu, YANG Zheng, *et al.* Sensorless sensing with WiFi[J]. *Tsinghua Science and Technology*, 2015, 20(1): 1–6. doi: [10.1109/TST.2015.7040509](https://doi.org/10.1109/TST.2015.7040509).
- [3] 梁兴东, 李焱磊, 刘云龙, 等. 一体化信号处理与先进处理架构展望[J]. *信号处理*, 2022, 38(11): 2221–2233. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2022.11.001](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2022.11.001).
- LIANG Xingdong, LI Yanlei, LIU Yunlong, *et al.* Prospect of integrated signal processing and advanced processing architecture[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(11): 2221–2233. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2022.11.001](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2022.11.001).
- [4] ZHANG J A, RAHMAN L, WU Kai, *et al.* Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—A survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(1): 306–345. doi: [10.1109/COMST.2021.3122519](https://doi.org/10.1109/COMST.2021.3122519).
- [5] LIYANAARACHCHI S D, RIIHONEN T, BARNETO C B, *et al.* Optimized waveforms for 5G-6G communication with sensing: Theory, simulations and experiments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(12): 8301–8315. doi: [10.1109/TWC.2021.3091806](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3091806).
- [6] JACYNA G M, FELL B, and MCLEMORE D. A high-level overview of fundamental limits studies for the DARPA SSPARC program[C]. 2016 IEEE Radar Conference, Philadelphia, USA, 2016: 1–6. doi: [10.1109/RADAR.2016.7485100](https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485100).
- [7] 刘永军, 廖桂生, 李海川, 等. 电磁空间分布式一体化波形设计与信息获取[J]. *中国科学基金*, 2021, 35(5): 701–707. doi: [10.16262/j.cnki.1000-8217.2021.05.005](https://doi.org/10.16262/j.cnki.1000-8217.2021.05.005).
- LIU Yongjun, LIAO Guisheng, LI Haichuan, *et al.* Distributed integrated waveform design and information acquisition in electromagnetic space[J]. *Bulletin of National Natural Science Foundation of China*, 2021, 35(5): 701–707. doi: [10.16262/j.cnki.1000-8217.2021.05.005](https://doi.org/10.16262/j.cnki.1000-8217.2021.05.005).

- [8] 刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望[J]. 雷达学报, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
LIU Fan, YUAN Weijie, YUAN Jinhong, *et al.* Radar-communication spectrum sharing and integration: Overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [9] 马丁友, 刘祥, 黄天耀, 等. 雷达通信一体化: 共用波形设计和性能边界[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
MA Dingyou, LIU Xiang, HUANG Tianyao, *et al.* Joint radar and communications: Shared waveform designs and performance bounds[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [10] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Phase-modulation based dual-function radar-communications[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(8): 1411–1421. doi: [10.1049/iet-rsn.2015.0484](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2015.0484).
- [11] HASSANIEN A, HIMED B, and RIGLING B D. A dual-function MIMO radar-communications system using frequency-hopping waveforms[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1721–1725. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944485](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944485).
- [12] LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, *et al.* Joint range and angle estimation for an integrated system combining MIMO radar with OFDM communication[J]. *Multidimensional Systems and Signal Processing*, 2019, 30(2): 661–687. doi: [10.1007/s11045-018-0576-2](https://doi.org/10.1007/s11045-018-0576-2).
- [13] LIU Yongjun, LIAO Guisheng, CHEN Yufeng, *et al.* Super-resolution range and velocity estimations with OFDM integrated radar and communications waveform[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 11659–11672. doi: [10.1109/TVT.2020.3016470](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3016470).
- [14] WANG Jie, LIANG Xingdong, CHEN Longyong, *et al.* First demonstration of airborne MIMO SAR system for multimodal operation[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 5204113. doi: [10.1109/TGRS.2021.3066478](https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3066478).
- [15] 杨婧, 余显祥, 沙明辉, 等. MIMO系统探通一体化信号矩阵设计方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 262–274. doi: [10.12000/JR22087](https://doi.org/10.12000/JR22087).
YANG Jing, YU Xianxiang, SHA Minghui, *et al.* Dual function radar and communication signal matrix design method for MIMO system[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 262–274. doi: [10.12000/JR22087](https://doi.org/10.12000/JR22087).
- [16] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Dual-function radar-communications: Information embedding using sidelobe control and waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 2168–2181. doi: [10.1109/TSP.2015.2505667](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2505667).
- [17] JI Shilong, CHEN Hui, HU Quan, *et al.* A dual-function radar-communication system using FDA[C]. 2018 IEEE Radar Conference, Oklahoma City, USA, 2018: 224–229. doi: [10.1109/RADAR.2018.8378561](https://doi.org/10.1109/RADAR.2018.8378561).
- [18] NUSENU S Y, SHAO Huaizong, PAN Ye, *et al.* Dual-function radar-communication system design via sidelobe manipulation based on FDA butler matrix[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(3): 452–456. doi: [10.1109/LAWP.2019.2894015](https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2894015).
- [19] LIU Fan, ZHOU Longfei, MASOUIROS C, *et al.* Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264–4279. doi: [10.1109/TSP.2018.2847648](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2847648).
- [20] LIU Fan, MASOUIROS C, and GRIFFITHS H. Dual-functional radar-communication waveform design under constant-modulus and orthogonality constraints[C]. 2019 Sensor Signal Processing for Defence Conference, Brighton, UK, 2019: 1–5. doi: [10.1109/SSPD.2019.8751644](https://doi.org/10.1109/SSPD.2019.8751644).
- [21] LIU Fan, MASOUIROS C, RATNARAJAH T, *et al.* On range sidelobe reduction for dual-functional radar-communication waveforms[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(9): 1572–1576. doi: [10.1109/LWC.2020.2997959](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2997959).
- [22] MCCORMICK P M, BLUNT S D, and METCALF J G. Simultaneous radar and communications emissions from a common aperture, Part I: Theory[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1685–1690. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944478](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944478).
- [23] MCCORMICK P M, RAVENSCROFT B, BLUNT S D, *et al.* Simultaneous radar and communication emissions from a common aperture, Part II: Experimentation[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1697–1702. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944480](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944480).
- [24] JIANG Mengchao, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, *et al.* Integrated waveform design for an integrated radar and communication system with a uniform linear array[C]. 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Hangzhou, China, 2020: 1–5. doi: [10.1109/SAM48682.2020.9104360](https://doi.org/10.1109/SAM48682.2020.9104360).
- [25] JIANG Mengchao, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, *et al.* Integrated radar and communication waveform design based on a shared array[J]. *Signal Processing*, 2021, 182: 107956. doi: [10.1016/j.sigpro.2020.107956](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2020.107956).
- [26] 王文钦, 张顺生. 频控阵雷达技术研究进展综述[J]. 雷达学报, 2022, 11(5): 830–849. doi: [10.12000/JR22141](https://doi.org/10.12000/JR22141).
WANG Wenqin and ZHANG Shunsheng. Recent advances in frequency diverse array radar techniques[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(5): 830–849. doi: [10.12000/JR22141](https://doi.org/10.12000/JR22141).
- [27] 兰岚, 廖桂生, 许京伟, 等. 基于频率分集阵列的多功能一体化

- 波形设计与信号处理方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(5): 850–870. doi: 10.12000/JR22163.
- LAN Lan, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Waveform design and signal processing method of a multifunctional integrated system based on a frequency diverse array[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(5): 850–870. doi: 10.12000/JR22163.
- [28] 刘泉华, 张凯翔, 梁振楠, 等. 地基分布式相参雷达技术研究综述[J]. 信号处理, 2022, 38(12): 2443–2459. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.12.001.
- LIU Quanhua, ZHANG Kaixiang, LIANG Zhennan, *et al.* Research overview of ground-based distributed coherent aperture radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(12): 2443–2459. doi: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.12.001.
- [29] BALLANCE W P and MILLER T W. Impact of mainlobe interference angular extent on adaptive beamforming[C]. 1991 Conference Record of the Twenty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, USA, 1991: 989–993. doi: 10.1109/ACSSC.1991.186595.
- [30] 陈炜宇, 骆俊杉, 王方刚, 等. 无线隐蔽通信容量限与实现技术综述[J]. 通信学报, 2022, 43(8): 203–218. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022153.
- CHEN Weiyu, LUO Junshan, WANG Fanggang, *et al.* Survey of capacity limits and implementation techniques in wireless covert communication[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(8): 203–218. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022153.
- [31] 宋庆大, 高进涛, 荣辉. 关于分布式雷达组网的技术研究[J]. 科技创新导报, 2009(6): 17–18. doi: 10.3969/j.issn.1674-098X.2009.06.013.
- SONG Qingda, GAO Jintao, and RONG Hui. Research on distributed radar networking technology[J]. *Science and Technology Innovation Herald*, 2009(6): 17–18. doi: 10.3969/j.issn.1674-098X.2009.06.013.
- [32] 鲁耀兵, 高红卫, 周宝亮. 分布式孔径相参合成雷达技术[J]. 雷达学报, 2017, 6(1): 55–64. doi: 10.12000/JR17014.
- LU Yaobing, GAO Hongwei, and ZHOU Baoliang. Distributed aperture coherence-synthetic radar technology[J]. *Journal of Radars*, 2017, 6(1): 55–64. doi: 10.12000/JR17014.
- [33] GRATHWOHL A, STELZIG M, KANZ J, *et al.* Taking a look beneath the surface: Multicopter UAV-based ground-penetrating imaging radars[J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2022, 23(10): 32–46. doi: 10.1109/MMM.2022.3188126.
- [34] NANZER J A, MGHABGHAB S R, ELLISON S M, *et al.* Distributed phased arrays: Challenges and recent advances[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, 69(11): 4893–4907. doi: 10.1109/TMTT.2021.3092401.
- [35] LI Jian and STOICA P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106–114. doi: 10.1109/MSP.2007.904812.
- [36] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R S, *et al.* Spatial diversity in radars—Models and detection performance[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 823–838. doi: 10.1109/TSP.2005.862813.
- [37] 杨善元, 杨燕译. 波[M]. 北京: 地震出版社, 1988: 4–15.
- YANG Shanyuan, YANG Yan, translation. *Waveform*[M]. Beijing: Seismological Press, 1988: 4–15.
- [38] 张嘉焱, 舒挺, 袁成卫. 高功率微波空间功率合成的初步研究[J]. 强激光与粒子束, 2007, 19(6): 915–918.
- ZHANG Jiayan, SHU Ting, and YUAN Chengwei. Primary study on spatial powers combining of parallel and intersectant beams of high power microwave[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2007, 19(6): 915–918.
- [39] BAUSCHKE H H, COMBETTES P L, and LUKE D R. Phase retrieval, error reduction algorithm, and Fienup variants: A view from convex optimization[J]. *Journal of The Optical Society of America A*, 2002, 19(7): 1334–1345. doi: 10.1364/JOSAA.19.001334.

作者简介

刘柳, 博士生, 主要研究方向为多功能一体化信号设计。

梁兴东, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为新概念新体制雷达通信一体化系统、高分辨率合成孔径雷达系统、干涉合成孔径雷达系统、成像处理及应用、实时信号处理。

李焱磊, 研究员, 硕士生导师, 主要研究方向为新体制雷达信号处理、一体化信号波形设计、可重构异构处理架构、穿墙感知雷达技术。

曾致远, 博士生, 主要研究方向为毫米波雷达信号处理、雷达SLAM。

唐海波, 助理研究员, 主要研究方向为微波毫米波理论与技术、相控阵天线理论与工程实践、射频微系统、三维成像雷达、涡旋电磁波成像雷达技术等。

(责任编辑: 于青)