

引用格式:刘方正,周峰,曾瑞琪,等.电磁频谱战场景下的多功能一体化波形研究[J].信息对抗技术,2025,4(3):22-39. [LIU Fangzheng, ZHOU Feng, ZENG Ruiqi, et al. Multi-functional integrated waveform research in electromagnetic spectrum warfare scenarios[J]. Information Countermeasure Technology, 2025, 4(3):22-39. (in Chinese)]

## 电磁频谱战场景下的多功能一体化波形研究

刘方正<sup>1</sup>,周 峰<sup>2</sup>,曾瑞琪<sup>3\*</sup>,龚 阳<sup>1</sup>,李天琪<sup>1</sup>

(1. 国防科技大学电子对抗学院,安徽合肥 230037; 2. 西安电子科技大学电子信息攻防与  
仿真技术教育部重点实验室,陕西西安 710071; 3. 95478 部队,重庆 401329)

**摘要** 雷达、干扰、通信是在电磁域遂行作战的主要单元,现代战争随着作战单元数量、功能的增多,敌我双方雷达、干扰、通信波形在时频域的交织变得愈加复杂,在电磁频谱作战的体系下,敌我双方雷达、干扰、通信波形在时频域呈现动态的博弈对抗与协作态势。传统独立的雷达、干扰、通信波形与装备架构在电磁域的时频协作困难,难以满足电磁频谱战对电磁域频谱机动的性能要求。多功能一体化研究为雷达、干扰、通信融合一体提供了一种思路,基于电磁频谱机动的基本需求分析了近年来一体化技术的研究成果,指出了电磁频谱作战中多功能一体化技术需要解决的主要矛盾和研究的主要方向,提出了一种ZMQ-OFDM (Zadoff-Chu Mersenne-Twister QPSK-orthogonal frequency division multiplex)雷达、干扰、通信多功能一体化波形架构和数学模型及其峰均比约束算法。仿真实验表明,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形具备较好的探测、通信、干扰能力,具有低峰均比特性,且能够较好地满足电磁频谱机动的需求,可用于电磁频谱战。

**关键词** 电磁频谱战;多功能一体化波形;电磁频谱机动

**中图分类号** TN 973

**文章编号** 2097-163X(2025)03-0022-18

**文献标志码** A

**DOI** 10.12399/j.issn.2097-163x.2025.03.002

## Multi-functional integrated waveform research in electromagnetic spectrum warfare scenarios

LIU Fangzheng<sup>1</sup>, ZHOU Feng<sup>2</sup>, ZENG Ruiqi<sup>3\*</sup>, GONG Yang<sup>1</sup>, LI Tianqi<sup>1</sup>

(1. College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China;  
2. Key Laboratory of Electronic Information Countermeasure and Simulation Technology,  
Ministry of Education, Xidian University, Xi'an 710071, China; 3. Unit 95478 of PLA, Chongqing 401329, China)

**Abstract** Radar, jamming, and communication are the main units for conducting operations in the electromagnetic domain. In modern warfare, with the increase in the number and functions of combat units, the interweaving of radar, jamming, and communication waveforms between the enemy and friendly sides in the time-frequency domain has become increasingly complex. In the system of electromagnetic spectrum operations, the radar, jamming, and communication waveforms from both sides present a dynamic game of confrontation and cooperation in the time-frequency domain. Traditional independent radar,

收稿日期:2024-11-21 修回日期:2025-03-10

通信作者:曾瑞琪,E-mail:490014719@qq.com

基金项目:军队高层次科技创新人才工程项目(202301-RCGC-ZZ-003)

jamming, communication waveforms and equipment architectures face difficulties in time-frequency cooperation in the electromagnetic domain, making it difficult to meet the performance requirements of electromagnetic spectrum warfare for electromagnetic spectrum maneuvering. The research on multi-functional integration provides a way to integrate radar, jamming and communication. Based on the basic requirements of electromagnetic spectrum maneuvering, this article analyzed the research results of integrated technology in recent years, and pointed out the main contradictions that need to be solved in multi-functional integration technology in electromagnetic spectrum warfare, and the main directions of the research. It proposed a ZMQ-OFDM radar jamming communication multi-functional integrated waveform architecture and mathematical model, as well as its peak-to-average ratio constraint algorithm. Simulation experiments show that the ZMQ-OFDM multi-functional integrated waveform has good detection, communication, and jamming capabilities, with a low peak-to-average ratio characteristic. It can better meet the needs of electromagnetic spectrum maneuvering and is suitable for electromagnetic spectrum warfare.

**Keywords** electromagnetic spectrum warfare; multi-functional integrated waveform; electromagnetic spectrum maneuvering

## 0 引言

近年来电磁域已发展为独立于陆海空天以外的单独作战域,随着现代战场的时频资源日益紧张,敌我双方雷达、通信之间的干扰和反干扰对抗日益加剧,雷达、通信、干扰之间的电磁兼容问题日益突出。因此,构建集雷达、干扰、通信多功能于一体的多功能一体化波形架构,实现电磁域作战中探干通3种效能“攻守”统一、避“实”击“虚”,是电磁频谱作战的重要研究内容。

现有的多功能一体化技术研究主要包含空时频资源复用一体化和空时频资源共用一体化,其中空时频资源共用一体化将探干通效能集成在空时频资源完全统一的波形上,具有空时频资源共享程度高的特点。代表性的研究包括基于随机编码和混沌编码的探干一体化波形研究<sup>[1-5]</sup>、基于通信码的探通一体化波形研究<sup>[6-16]</sup>,主要围绕编码优化和信号处理算法优化来统一探干通不同效能对信号空时频资源的约束要求。然而,不管是探干还是探通的空时频资源共用一体化波形,在电磁频谱作战场景下均存在2个无法克服的矛盾缺陷:一是由于探测、干扰、通信波形的频域特征不同,该体制无法实现雷达、干扰、通信在频域上的完全统一;二是该体制波形的探测、干扰、通信完全共用相同的频域资源,造成了敌方雷达波形或通信波形对我方雷达干扰通信多

功能一体化波形形成同频干扰的结果<sup>[17]</sup>,上述2种矛盾缺陷限制了雷达、干扰、通信波形在时频上的灵活性和机动性,造成雷达干扰通信在性能上的减弱。

空时频资源复用一体化将探干通在空域、时域、频域3个维度的2个维度中实现资源共用,在另一个维度中实现资源复用,使得雷达、干扰、通信在资源利用上更加灵活。该类一体化主要可分为空分复用多功能一体化、时分复用多功能一体化、频分复用多功能一体化。其中,空分复用多功能一体化利用天线波束分集的方式,使得雷达、干扰、通信功能集成到同一个系统架构上,但其未在信号层面深层次融合、难以解决电磁兼容问题<sup>[18-23]</sup>;时分复用多功能一体化通过分时工作的方式实现雷达、干扰、通信的共用共享,但由于雷达、干扰、通信时序上的工作流程差别较大,通过简单的时域前后拼接方式实现的多功能一体化无法满足性能需求<sup>[24-26]</sup>。

频分复用多功能一体化通过将雷达、干扰、通信波形的频谱能量分别约束到相互正交的多段频域区间的方式实现,其在时域和空域上保证完全共用共享,能够使雷达、干扰、通信的电磁兼容问题得到根本的解决,在电磁频谱作战中,该方法能最大程度上解决雷达、干扰、通信波形在电磁频谱机动过程中可能发生的频谱冲突问题。文献[27-30]提出了多种频分复用多功能一体化

波形,文献[27]提出的4种雷达、干扰多功能一体化波形中,基于线性调频波形的频分复用多功能一体化波形由经过带通滤波器滤波后的正弦调频干扰波形和经过带通滤波器滤波后的线性调频雷达波形在时域相加而成,是典型的频分复用雷达、干扰多功能一体化波形。文献[28]提出一种利用固定调频率的主载波承载雷达信息、副载波承载通信信息的基于调频率调制的雷达通信多功能一体化波形,该波形通过频分的方式实现同时承载雷达波形和通信波形,但由于通信信息的随机性,使得该波形的时域呈现较大的起伏特性。在文献[29]中,研究者提出了一种基于多载波调频 Chirp 信号的多功能一体化波形架构。该架构利用多个载波上的 Chirp 信号,将载波频率点分为奇数和偶数 2 个序列,其中偶数载波频点上的 Chirp 信号用于调制通信序列,而奇数载波频点上的 Chirp 信号作为雷达信号使用。为确保雷达和通信信号在频域内不发生重叠,该架构要求雷达和通信信号之间保留一定的频率间隔作为保护带。为了提升频谱利用率并降低雷达与通信信号之间的相互干扰,文献[29]提出了一种策略,即调整相邻 Chirp 信号载波的调频斜率,使其互为负值,从而实现载波间的部分频谱重叠,同时将相互干扰降至最低。文献[30]研究了雷达、通信多功能一体化的多载波信号功率分配问题,包括雷达与通信功率联合分配问题、单用户 SSIS(signal sharing integrated system)多载波信号功率分配(multi-carrier signal power allocation, MCSPA)问题、多用户 SSIS 多功能一体化 MCSPA 问题等;提出了多种算法有效提高雷达信噪比,满足单用户 SSIS 的多功能一体化 MCSPA 问题,解决多用户 SSIS 的多功能一体化 MCSPA 问题。文献[31]提出了一种基于滤波器组多载波交错梳状谱(filter bank multi-carrier, FBMC)的雷达通信多功能一体化信号设计方法,在一定程度上解决了基于正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)信号在高动态应用场景中的问题,在快时变信道下实现了高数据率、低误码率的数据传输和精确雷达探测。上述文献提出的频分复用多功能一体化波形设计方法为电磁频谱战场景下的多功能一体化波形研究提供了思路,但仍不足:文献[27-28]提出的波形调制方式易由于干

扰信息或通信信息的随机性导致波形的峰均比(peak-to-average power ratio, PAPR)较大;文献[29-31]提出的波形破坏了探测序列在频域载波调制中的连续性,使得探测性能有所下降;同时,上述文献尚未有对探测、通信、干扰三维一体的多功能一体化波形进行研究。

本文针对上述问题,提出了一种新的适用于电磁频谱机动作战的多功能一体化波形架构,给出了波形的数学模型和 PAPR 抑制算法,并就该波形的探测、通信、干扰功能进行了仿真。

## 1 电磁频谱机动作战背景下的多功能一体化波形设计

电磁频谱机动作战背景下对雷达、干扰、通信多功能一体化研究提出了新的目标要求,主要包含 4 点:1) 灵活、机动、统一的多功能一体化波形时频架构;2) 稳定、有序的探测时频分布,以确保波形的探测性能;3) 完整的通信帧结构设计,以确保波形的通信性能;4) 高效的时频资源共享。针对上述 4 点目标要求,本文提出一种新的电磁频谱机动作战背景下的多功能一体化波形,该波形采用 OFDM 架构,分别利用 Zadoff-Chu 序列、Mersenne-Twister 序列、QPSK 序列作为雷达干扰通信的调制序列,简称为 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形。

### 1.1 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形架构

ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的子载波调制过程如图 1 所示,该波形利用正交多载波调制的方式从频域的角度对波形的子载波进行定义,实现了统一、灵活、机动的多功能一体化波形架构设计。图 2 为多功能一体化波形时频资源分布图,从图中可以看出,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的雷达时频资源单元在一组脉冲内分布总是保持稳定的,而干扰时频资源单元在每一个时隙的分布均能根据要求进行灵活机动,通信时频资源单元可根据通信数据率要求进行数量上的灵活调整,波形的雷达、干扰、通信时频资源之间保持完全的隔离,满足了电磁频谱战场景对雷达、干扰、通信多功能一体化波形灵活、机动、统一时频架构的性能要求。图 3 所示为一个脉冲内 2 个不同的 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形中频时频域仿真图:脉冲 I 雷达部分频率 70~90 MHz,通信部分频率 50~55 MHz,干扰部分

频率 $110\sim160$  MHz;脉冲II雷达部分频率 $70\sim90$  MHz,通信部分频率 $50\sim55$  MHz,干扰部分频率 $140\sim190$  MHz。

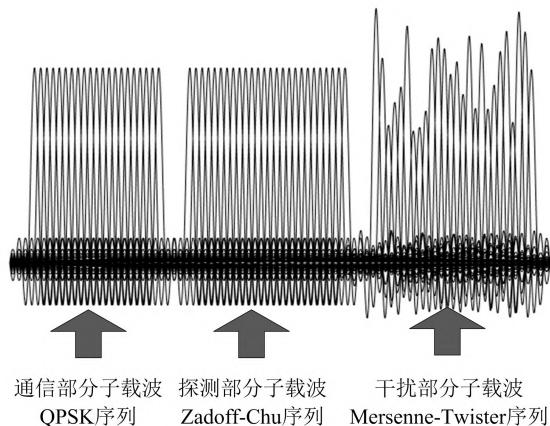


图1 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的子载波调制图

Fig. 1 Sub-carrier modulation diagram of the ZMQ-OFDM multi-functional integrated waveform

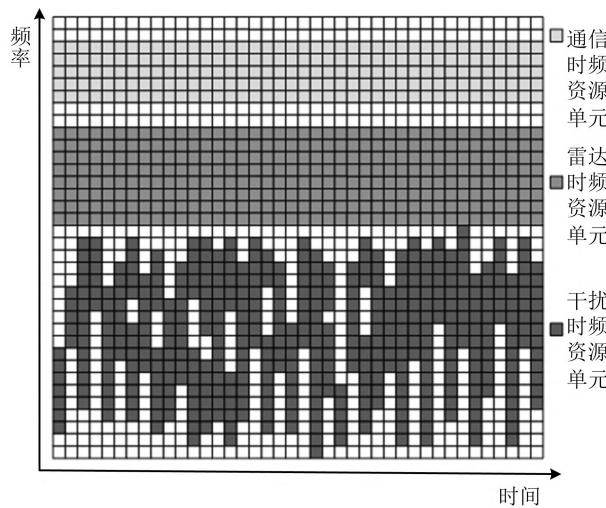


图2 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的时频资源分布图

Fig. 2 Time-frequency distribution diagram of the ZMQ-OFDM multi-functional integrated waveform

## 1.2 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形数学模型

设ZMQ-OFDM多功能一体化波形的载波频率为 $f_c$ ,脉冲宽度为 $t_p$ ,中频多功能一体化波形的采样率为 $f_s$ ,采样时长 $T_s=t_p$ ,则波形的子载波频率间隔为 $\Delta f=1/T_s=1/t_p$ ,子载波总数 $N_a=f_s \times t_p$ ,探测部分的频率范围为 $[f_{R_1}, f_{R_2}]$ ,探测部分的带宽 $B_R=f_{R_2}-f_{R_1}$ ;通信部分的频率范围为 $[f_{t_1}, f_{t_2}]$ ,通信部分的带宽 $B_t=f_{t_2}-f_{t_1}$ ;干扰部分的频率范围为 $[f_{g_1}, f_{g_2}]$ ,干扰部分的带宽 $B_g=f_{g_2}-f_{g_1}$ 。根据上述参数设置,令 $\xi_n$ 表示第n个子载波,则雷达探测功能赋能的子载波为 $\{\xi_{a_1}, \xi_{a_1+1}, \dots, \xi_{a_2}\}$ 的共 $N_R=B_R \times t_p$ 个子载

波,其中 $\alpha_1=f_{R_1} \times t_p, \alpha_2=f_{R_2} \times t_p$ ;通信功能赋能的子载波为 $\{\xi_{\lambda_1}, \xi_{\lambda_1+1}, \dots, \xi_{\lambda_2}\}$ ,共 $N_t=B_t \times t_p$ 个子载波,其中 $\lambda_1=f_{t_1} \times t_p, \lambda_2=f_{t_2} \times t_p$ ;干扰功能赋能的子载波为 $\{\xi_{\beta_1}, \xi_{\beta_1+1}, \dots, \xi_{\beta_2}\}$ 的共 $N_g=B_g \times t_p$ 个子载波,其中 $\beta_1=f_{g_1} \times t_p, \beta_2=f_{g_2} \times t_p$ 。用Zadoff-Chu序列和QPSK调制的通信序列以及Mersenne-Twister序列分别对子载波 $\{\xi_{a_1}, \xi_{a_1+1}, \dots, \xi_{a_2}\}$ 和子载波 $\{\xi_{\lambda_1}, \xi_{\lambda_1+1}, \dots, \xi_{\lambda_2}\}$ 以及子载波 $\{\xi_{\beta_1}, \xi_{\beta_1+1}, \dots, \xi_{\beta_2}\}$ 进行调制得到ZMQ-OFDM多功能一体化波形。

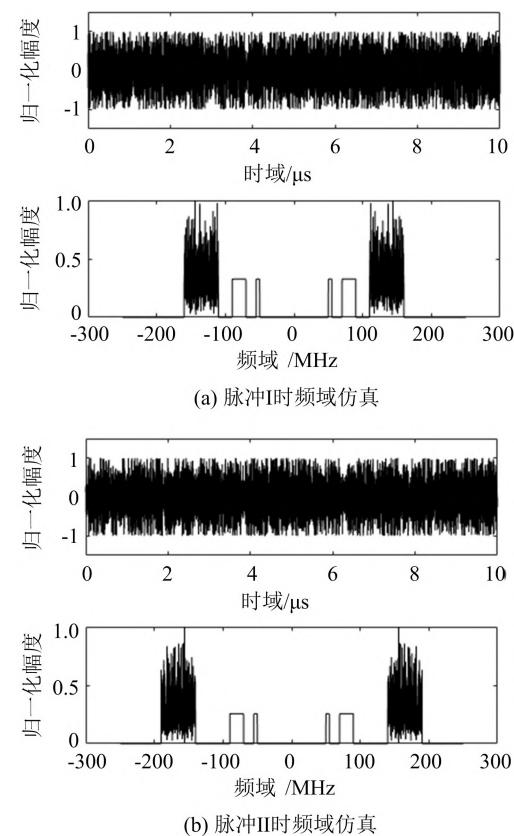


图3 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的中频时频域仿真图

Fig. 3 Intermediate frequency time-frequency domain simulation diagram of ZMQ-OFDM multi-functional integrated waveform

ZMQ-OFDM多功能一体化发射波形可表示为:

$$s_t(t) = \text{rect} \left[ \frac{t}{T_p} \right] \cdot A_t \sum_{k=0}^{N_a-1} a(k) e^{j2\pi k \Delta f t} \cdot e^{j2\pi f_c t} \quad (1)$$

式中, $\sum_{k=0}^{N_a-1} a(k) e^{j2\pi k \Delta f t}$ 为发射端ZMQ-OFDM多功能一体化中频波形。 $a(k)$ 为多功能一体化波形频域调制序列,由Zadoff-Chu序列 $\{z_1, z_2, \dots, z_{N_R}\}$ 、QPSK调制的通信序列 $\{q_1, q_2, \dots, q_{N_t}\}$ 以

及 Mersenne-Twister 序列  $\{m_1, m_2, \dots, m_{N_g}\}$  以及 0 值序列共同组成,  $\text{rect}\left[\frac{t}{T}\right] = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ ,

$A_t$  为多功能一体化发射波形幅度。需要注意的是,为了避免产生同频干扰,我方的雷达探测部分频率和通信部分频率在通常情况下不

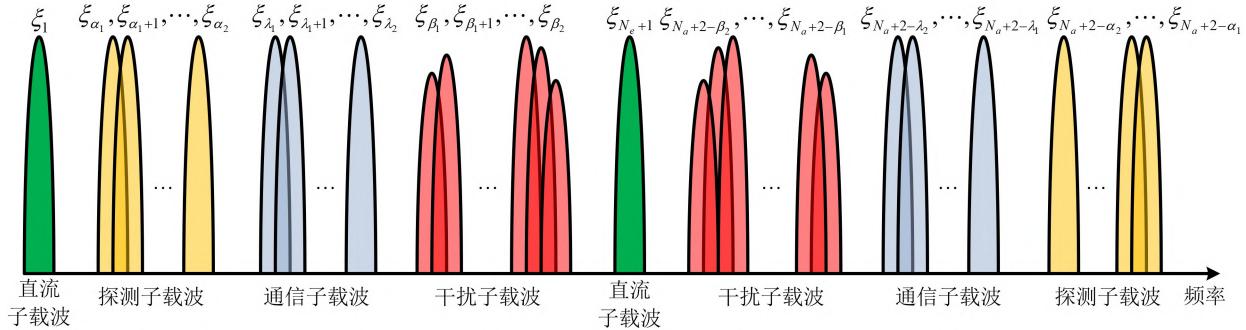


图 4 ZMQ-OFDM 多功能一体化中频波形频域子载波调制示意图

Fig. 4 Frequency-domain sub-carrier modulation diagram of the ZMQ-OFDM multi-functional integrated intermediate frequency waveform

如图 4 所示, ZMQ-OFDM 多功能一体化中频波形共由  $N_a$  个频域子载波组成, 其中  $\xi_1$  与  $\xi_{N_e+1}$  ( $N_e = N_a/2$ ) 为波形的直流子载波, 子载波  $\{\xi_2, \xi_3, \dots, \xi_{N_e}\}$  与子载波  $\{\xi_{N_e+2}, \xi_{N_e+3}, \dots, \xi_{N_a}\}$  关于子载波  $\xi_{N_e+1}$  呈共轭对称, ZMQ-OFDM 多功能一体化中频波形的频域子载波调制序列  $a(k)$  可表示为:

$$a(k) =$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{1, 2, \dots, \xi_{\alpha_1}-1}, \underbrace{z_1, z_2, \dots, z_{N_R}}_{\xi_{\alpha_1}, \xi_{\alpha_1+1}, \dots, \xi_{\alpha_2}}, \\ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\xi_{\alpha_2}+1, \xi_{\alpha_2+2}, \dots, \xi_{\lambda_1}-1}, \underbrace{q_1, q_2, \dots, q_{N_t}}_{\xi_{\lambda_1}, \xi_{\lambda_1+1}, \dots, \xi_{\lambda_2}}, \\ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\xi_{\lambda_2}+1, \xi_{\lambda_2+2}, \dots, \xi_{\beta_1}-1}, \underbrace{m_1, m_2, \dots, m_{N_g}}_{\xi_{\beta_1}, \xi_{\beta_1+1}, \dots, \xi_{\beta_2}}, \\ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\xi_{N_a+2-\beta_2}, \xi_{N_a+3-\beta_2}, \dots, \xi_{N_a+2-\beta_1}}, \underbrace{m_{N_g}^*, m_{N_g-1}^*, \dots, m_1^*}_{\xi_{N_a+3-\beta_1}, \xi_{N_a+4-\beta_1}, \dots, \xi_{N_a+1-\lambda_2}}, \\ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\xi_{N_a+3-\lambda_1}, \xi_{N_a+4-\lambda_1}, \dots, \xi_{N_a+1-\alpha_2}}, \underbrace{q_{N_t}^*, q_{N_t-1}^*, \dots, q_1^*}_{\xi_{N_a+2-\lambda_2}, \xi_{N_a+3-\lambda_2}, \dots, \xi_{N_a+2-\lambda_1}}, \\ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\xi_{N_a+2-\alpha_1}, \xi_{N_a+3-\alpha_1}, \dots, \xi_{N_a+2}}, \underbrace{z_{N_t}^*, z_{N_t-1}^*, \dots, z_1^*}_{\xi_{N_a+2-\alpha_2}, \xi_{N_a+3-\alpha_2}, \dots, \xi_{N_a+2-\alpha_1}} \end{array} \right\} \quad (2)$$

式中,  $(\cdot)^*$  表示共轭运算。 $a(k)$  中 Zadoff-Chu

应与敌方雷达频率重合, 而一体化波形的干扰部分应满足频率对准的原则与敌方雷达频率重合, 因此多功能一体化波形的探测部分频率应与干扰部分频率分离。图 4 展示了 ZMQ-OFDM 多功能一体化中频波形的频域子载波排列示意图。

序列与 QPSK 调制的通信序列赋能的子载波之间间隔  $\lambda_1 - \alpha_2 - 1$  个 0 值子载波, 间隔带宽  $B_1 = f_{\lambda_1} - f_{\alpha_2}$ ; QPSK 调制的通信序列与 Mersenne-Twister 序列赋能的子载波之间间隔  $\beta_1 - \lambda_2 - 1$  个 0 值子载波, 间隔带宽  $B_2 = f_{\beta_1} - f_{\lambda_2}$ 。为了避免 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形在回波处理时回波的探测部分子载波、通信部分子载波与干扰部分子载波之间互相干扰, 波形的探测部分、通信部分与干扰部分之间的频率间隔带宽须满足  $B_1 \geq B_p$  和  $B_2 \geq B_p$  (最小频率间隔)。

上述 Zadoff-Chu 序列是一种频率随时间变化的 Chirp 序列, 在各种通信系统<sup>[11]</sup> 中作为同步序列被广泛应用。Zadoff-Chu 序列的定义为:

$$Z^\mu(k) = e^{-\frac{-j\pi\mu k(k+c_f+2q)}{N}}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3)$$

式中,  $\mu \in \mathbf{Z}^+$  为 Zadoff-Chu 序列的根值,  $N$  为序列长度与  $\mu$  满足约束关系  $\text{gcd}(\mu, N) = 1$ ,  $q \in \mathbf{N}$  为序列参数,  $c_f = N \bmod 2$ 。从式中可以得出: Zadoff-Chu 序列随着其序列  $k$  值增加, 相位呈线性增长;  $c_f$  由序列长度  $N$  决定,  $N$  和  $q$  值决定了 Zadoff-Chu 序列的初始相位, 根值  $\mu$  和序列长度  $N$  决定了 Zadoff-Chu 序列的相位变化率。用 Zadoff-Chu 序列对正交多载波波形的每个子载波进行调制而形成的波形, 可得 Zadoff-Chu 序列调制的 OFDM 波形 (ZC-OFDM 波形) 数学表达式为:

$$y_{\text{ZC-OFDM}}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} Z^\mu(k) \cdot W_N^{-kn} \quad (4)$$

式中,  $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$  为蝶形算子。根据蝶形算子的周期性, 有:

$$\begin{aligned} & y_{\text{ZC-OFDM}}(n) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} Z^\mu(k) \cdot W_N^{-kn} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{\frac{\mu k(k+c_f+2q)-2kn}{2}} \\ &= W_N^{\frac{-\mu(\mu^{-1}n)(\mu^{-1}n+c_f+2q)}{2}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{\frac{\mu(k+\mu^{-1}n)(k+\mu^{-1}n+c_f+2q)}{2}} \\ &= W_N^{\frac{\mu^{-1}n(n+\lambda)}{2}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{\frac{\mu(k+\mu^{-1}n)(k+\mu^{-1}n+c_f+2q)}{2}} \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $\mu^{-1} \in \mathbb{N}$  为  $W_N = e^{-j2\pi/N}$  序列根值  $\mu$  关于  $N$  的乘法逆元, 即满足  $\mu^{-1} \cdot \mu = MN - 1$ ;  $M$  为满足等式的最小自然数;  $\lambda = \mu(c_f + 2q)$ 。当序列长度  $N$  为偶数时,  $\lambda$  和  $c_f + 2q$  保持相同的奇偶性, 根据 Zadoff-Chu 序列的定义, 可得:

$$W_N^{\frac{\mu^{-1}n(n+\lambda)}{2}} = Z^{\mu^{-1}}(n) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{\frac{\mu(k+\mu^{-1}n)(k+\mu^{-1}n+c_f+2q)}{2}} &= \sum_{k=0}^{N-1} Z^\mu(k + \mu^{-1}n) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} Z^\mu(k) = z^\mu \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $z^\mu$  为与  $n$  不相关的常值。将式(6)、式(7)代入式(5)中可得:

$$y_{\text{ZC-OFDM}}(n) = z^\mu \cdot Z^{\mu^{-1}}(n) \quad (8)$$

对于长度为偶数的 Zadoff-Chu 序列, 在经过 OFDM 调制之后, 其序列性质得以保持, 依旧构成 Zadoff-Chu 序列, 此类调制后的序列被命名为 ZC-OFDM 序列。在这一过程中, ZC-OFDM 序列的根值为原序列根值的乘法逆元。因此, 在序列长度为偶数的条件下, ZC-OFDM 序列继承了 Zadoff-Chu 序列的所有性质。

为了提升脉冲压缩雷达的目标识别能力, 理想的雷达波形应展现出接近于脉冲函数的自相关特性。同时, 鉴于现代雷达系统的功率放大器通常在饱和状态下运行以实现最大功率发射, 雷达波形还需具备低 PAPR 特性, 以防止发射波形的失真。图 5 展示了一个长度为 100、根值为 1 的 Zadoff-Chu 序列的自相关函数图。该图揭示了在 0 位移时自相关函数达到峰值, 而在非 0 位移时自相关函数值迅速衰减。这一特性确保了 Zadoff-Chu 序列和 ZC-OFDM 序列在经过脉冲压

缩处理后, 能够维持较低的旁瓣电平, 从而提高了雷达系统的目标检测性能。

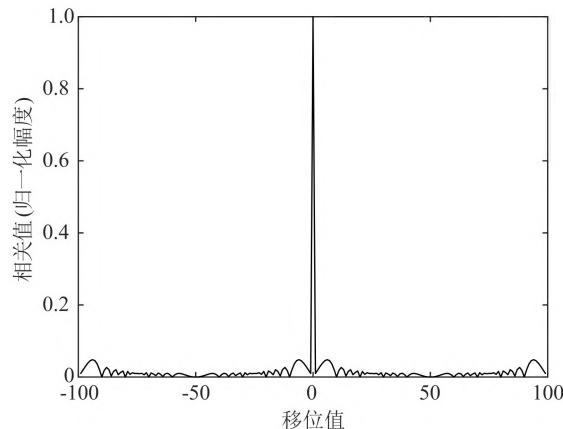


图 5 Zadoff-Chu 序列的自相关特性

Fig. 5 Autocorrelation properties of Zadoff-Chu sequences

另一方面, 在传统 OFDM 信号中, 由于其频域内的调制序列相位角呈现出较高的集中度, 这在逆离散傅里叶变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT) 过程中引发了相同或相近相位角的能量累积效应, 进而导致了信号峰值的显著增加。根据式(1)所定义的 Zadoff-Chu 序列, 该序列在完整周期内展现出相位角的连续单向旋转, 且分布相对均匀, 从而在 IDFT 过程中避免了能量的显著叠加, 减少了峰值的形成。图 6 展示了在不同长度 (100~1 000) 和固定根值为 1 以及采样点数为 5 000 条件下, ZC-OFDM 中频信号的 PAPR 值。结果表明, ZC-OFDM 中频信号的 PAPR 值被有效控制在 5.4~5.6 dB 的较低水平。基于上述分析, 可以得出结论, 采用 Zadoff-Chu 序列进行调制的 OFDM 信号在满足雷达工程中对低 PAPR 波形的需求方面具有显著优势, 尤其是在功率放大器工作于饱和状态的工程实践中。

Mersenne-Twister 序列, 作为一种高精度的伪随机数生成器, 是基于 MT (Mersenne-Twister) 算法的输出。该算法的核心机制涉及生成一系列子向量, 每个子向量包含一组在指定区间  $[0, 2^w - 1]$  内均匀分布的伪随机整数。具体而言, MT 算法通过一系列复杂的数学变换, 确保了生成的随机整数在给定区间内具有理想的均匀性。随后, 这些子向量中的每个元素通过除以一个预设的常数  $2^w - 1$  进行归一化处理, 以形成最终的 Mersenne-Twister 序列。这一过程不仅保证了序列的随机性, 还通过除法操作引入了额外

的数值稳定性。

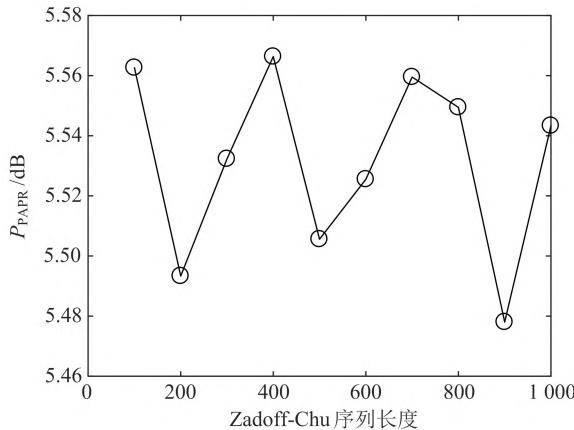


图 6 不同长度 Zadoff-Chu 序列调制的 OFDM 中频信号的 PAPR

Fig. 6 PAPR of OFDM intermediate frequency signals modulated by Zadoff-Chu sequences with different lengths

该序列产生算法基于以下线性递推式：

$$\mathbf{X}_{k+n} = \mathbf{X}_{k+m} \oplus \langle \mathbf{X}_k^u | \mathbf{X}_{k+l}^l \rangle \mathbf{A}, k = 0, 1, \dots \quad (9)$$

式中，整数  $n$  为递推式的维数，整数  $m$  满足  $1 \leq m \leq n$ ， $\mathbf{A}$  为  $\mathbb{F}_2$  域（二进制有限域）上  $w \times w$  阶常数矩阵。若给出  $\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_{n-1}$  作为初始点，则当  $k=0$  时， $\mathbf{X}_n$  由式(9)递推式产生。令  $k=1, 2, \dots$ ，则递推式逐步产生  $\mathbf{X}_{n+1}, \mathbf{X}_{n+2}, \dots$ 。 $\mathbf{X}_k^u$  为  $\mathbf{X}_k$  前  $w-r$  位、 $\mathbf{X}_{k+l}^l$  为  $\mathbf{X}_{k+l}$  的后  $r$  位，其中  $r$  是一固定整数。令  $\mathbf{X} = (x_{w-1}, x_{w-2}, \dots, x_0)$ ，则根据定义有  $\mathbf{X}^u = (x_{w-1}, x_{w-2}, \dots, x_r), \mathbf{X}^l = (x_{r-1}, x_{r-2}, \dots, x_0)$ 。因此  $\langle \mathbf{X}_k^u | \mathbf{X}_{k+l}^l \rangle$  是一个  $\mathbf{X}_k$  前  $w-r$  位和  $\mathbf{X}_{k+l}$  的后  $r$  位按顺序并列在一起得到的一个向量。 $\oplus$  为 mod 2 加法，或称为异运算。

Mersenne-Twister 序列因其卓越的随机性特性而受到青睐，该序列展现出优异的随机性，便于在计算机系统中实现，且内存占用量较低，相较于其他伪随机数生成器所产生的序列，Mersenne-Twister 序列在生成速度和周期长度方面具有显著优势，且序列间的自相关性较低<sup>[32]</sup>。

## 2 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形 PAPR 优化算法

PAPR 定义为信号峰值功率与平均功率的比值，PAPR 过高会导致功率放大器因动态范围不足而进入非线性区域，引发信号失真、频谱扩展

和带内畸变，严重影响系统性能。考虑到本文设计的多功能一体化波形采用 OFDM 架构，多功能一体化信号由多个正交子载波信号叠加而成，而这些子载波的相位一致性会使得叠加后的信号包络变化剧烈，会导致瞬时功率峰值显著增大，进而导致 PAPR 过高，因此 PAPR 抑制是基于 OFDM 架构波形设计的重要环节。针对此问题，本节提出一种基于预编码-TR 的峰均比抑制算法。

根据 OFDM 调制的线性关系，ZMQ-OFDM 多功能一体化发射波形又可写成：

$$\begin{aligned} s_t(t) &= \text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \cdot A_t \sum_{k=0}^{N_a-1} a(k) e^{j2\pi k \Delta f t} \cdot e^{j2\pi f_c t} \\ &= \text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \cdot A_t \left[ \sum_{k=0}^{N_a-1} z(k) e^{j\frac{2\pi}{N_a} kn} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=0}^{N_a-1} q(k) e^{j\frac{2\pi}{N_a} kn} + \sum_{k=0}^{N_a-1} m(k) e^{j\frac{2\pi}{N_a} kn} \right] \cdot e^{j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (10)$$

式中， $z(k)$ 、 $q(k)$  和  $m(k)$  分别表示多功能一体化波形频域序列中第  $k$  个探测分量、通信分量和干扰分量，则多功能一体化发射波形的探测序列、通信序列和干扰序列分别表示为：

$$\{z(k)\} = \left\{ \begin{array}{c} 0, 0, \dots, 0, \underbrace{z_1, z_2, \dots, z_{N_R}}_{a, a+1, \dots, a+N_R-1}, 0, 0, \dots, 0, \\ \underbrace{z_{N_R}^*, z_{N_R-1}^*, \dots, z_1^*}_{N_a-a-N_R+1, N_a-a-N_R+2, \dots, N_a-a}, 0, 0, \dots, 0 \end{array} \right\} \quad (11)$$

$$\{q(k)\} = \left\{ \begin{array}{c} 0, 0, \dots, 0, \underbrace{q_1, q_2, \dots, q_{N_t}}_{\lambda, \lambda+1, \dots, \lambda+N_t-1}, 0, 0, \dots, 0, \\ \underbrace{q_{N_t}^*, q_{N_t-1}^*, \dots, q_1^*}_{N_a-\lambda-N_t+1, N_a-\lambda-N_t+2, \dots, N_a-\lambda}, 0, 0, \dots, 0 \end{array} \right\} \quad (12)$$

$$\{m(k)\} = \left\{ \begin{array}{c} 0, 0, \dots, 0, \underbrace{m_1, m_2, \dots, m_{N_g}}_{\beta, \beta+1, \dots, \beta+N_g-1}, 0, 0, \dots, 0, \\ \underbrace{m_{N_g}^*, m_{N_g-1}^*, \dots, m_1^*}_{N_a-\beta-N_g+1, N_a-\beta-N_g+2, \dots, N_a-\beta}, 0, 0, \dots, 0 \end{array} \right\} \quad (13)$$

令  $y_z(n) = \sum_{k=0}^{N_a-1} z(k) e^{j\frac{2\pi}{N_a} kn}$  为多功能一体化波形时域的探测部分影响因子， $y_q(n) = \sum_{k=0}^{N_a-1} q(k) e^{j2\pi kn/N_a}$  为多功能一体化波形时域的通信部分影响因子，

$y_m(n) = \sum_{k=0}^{N_a-1} m(k) e^{j2\pi kn/N_a}$  为多功能一体化波形时域的干扰部分影响因子,有  $y(n) = y_z(n) + y_q(n) + y_m(n)$ 。

由 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的特点可知,该波形的频域子载波调制序列由探测序列、通信序列、干扰序列以及 0 值序列共同构成。0 值序列调制的子载波能量为 0,因此不会对波形的 PAPR 情况有任何影响;探测部分子载波由固定探测序列调制,此部分的序列值是稳定值,即探测部分影响因子  $y_z(n)$  对波形峰均比的影响是恒定的;通信部分子载波由通信序列调制,此部分的序列值由需要传递的通信信息决定;干扰部分子载波由干扰序列调制,序列的相位角和幅值具备随机性特点,由此,干扰部分影响因子  $y_m(n)$  是可调节多功能一体化波形 PAPR 的主要部分,因此对多功能一体化波形的 PAPR 抑制可转化为对干扰部分影响因子  $y_m(n)$  的 PAPR 抑制。ZMQ-OFDM 多功能一体化波形 PAPR 抑制算法首先通过对干扰部分子载波进行预编码的方式获得具备低 PAPR 特性的多功能一体化波形。

## 2.1 基于 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的预编码算法

对于 OFDM 信号而言,导致较高 PAPR 的核心因素是信号频域子载波在特定时间点的相位角相同或相似,从而引起了能量累积。OFDM 信号  $\{x_k\}$  的频域子载波在调制过程中,存在大量调制符号  $\{x_{v_1}, x_{v_2}, \dots, x_{v_M}\}$ ,该符号与特定时刻  $n_0$  所对应的 IDFT 蝶形结构算子  $\{W_N^{-nv_1}, W_N^{-nv_2}, \dots, W_N^{-nv_M}\}$  结合后,其相位角趋于一致,这种一致性导致在该时刻的频域子载波能量发生累积,进而对该时刻形成较大的信号幅值。多功能一体化波形架构的特性决定了波形的干扰效能不受探测子载波和通信子载波影响,主要由干扰子载波的能量分布决定。由于干扰子载波中部分子载波的相位角并不影响其能量分布,因此可以通过预编码技术,使得多功能一体化波形的频域子载波调制序列的相位角实现分散化分布。这种分散化分布可以有效避免因相位角相同而导致的子载波能量累积现象,从而降低 OFDM 信号的 PAPR。

式(2)反映了 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形  $y(n)$  的频域调制子载波的共轭对称特性,根据

此特性,有  $a_k = a_{N_a-k}^*$ 。同样地,根据式(13)有  $m_k = m_{N_a-k}^*$ ,此时两者对应的 IDFT 蝶形算子  $W_{N_a}^{-nk}$  与  $W_N^{-n(N_a-k)}$  满足  $W_N^{-n(N_a-k)} = W_N^{-n(-k)} = (W_N^{-nk})^*$ ,由此多功能一体化波形的干扰部分影响因子  $y_m(n)$  可进一步表示为:

$$\begin{aligned} y_m(n) &= \sum_{k=0}^{N_a-1} \omega_k e^{j\frac{2\pi}{N_a}kn} \\ &= 2 \sum_{k=0}^{N_a/2-1} m_{k,\text{Re}} \cos\left(\frac{2\pi}{N_a}kn\right) - m_{k,\text{Im}} \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}kn\right) \\ &= 2 \sum_{k=0}^{N_a/2-1} \tilde{\omega}_k \cos \theta_k^m \cos\left(\frac{2\pi}{N_a}kn\right) \\ &\quad - \tilde{\omega}_k \sin \theta_k^m \sin\left(\frac{2\pi}{N_a}kn\right) \\ &= 2 \sum_{k=0}^{N_a/2-1} \tilde{\omega}_k \cos\left(\theta_k^m + \frac{2\pi}{N_a}kn\right) \end{aligned} \quad (14)$$

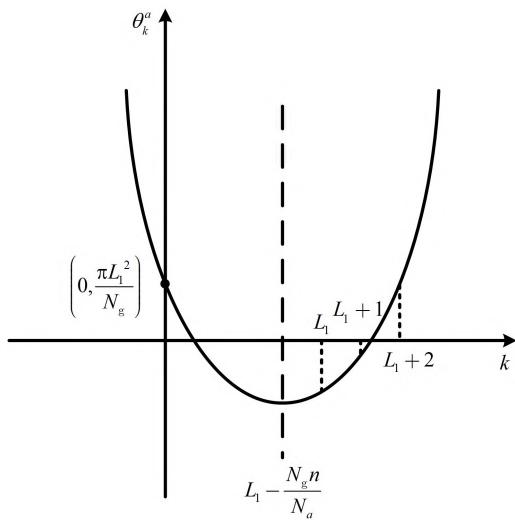
式中,  $m_{k,\text{Re}}$  为频域干扰部分调制符号  $m_k$  的实部,  $m_{k,\text{Im}}$  为  $m_k$  的虚部,  $\tilde{\omega}_k$  为  $m_k$  的幅度,  $\theta_k^m$  为  $m_k$  的相位角。此时,若在  $n$  取  $[0, 1, \dots, N_a-1]$  中任意值,当干扰部分子载波相位角和 IDFT 蝶形算子结合后的相位角  $\theta_k^a = \theta_k^m + \frac{2\pi}{N_a}kn$  均在  $[0, 2\pi]$  区间上分散分布时不会造成子载波能量累加的情况发生,波形具有低峰均比特性。由此,若令干扰部分子载波相位角  $\theta_k^m$  为:

$$\theta_k^m = \frac{(k-L_1)^2}{N_g} \quad (15)$$

则有:

$$\begin{aligned} \theta_k^a &= \frac{\pi(k-L_1)^2}{N_g} + \frac{2\pi}{N_a}kn \\ &= \frac{\pi k^2}{N_g} + \frac{2k\pi(N_g n - N_a L_1)}{N_g N_a} + \frac{\pi L_1^2}{N_g} \end{aligned} \quad (16)$$

此时,  $\theta_k^a \sim k$  为一条抛物线,对称轴为过点  $(0, \pi L_1^2 / N_a)$  的直线  $L_1 - N_g n / N_a$ ,当  $n$  取不同值时,抛物线的对称轴随  $n$  值移动。如图 7 所示,干扰部分子载波序列从  $L_1 \sim L_1 + N_g - 1$ ,在此过程中其对应的  $\theta_k^a$  始终单调递增,且与  $k$  为二次关系。在此种情况下,无论  $n$  取任何值,  $\theta_k^a$  在  $[0, 2\pi]$  上的分布总是分散的,波形表现为低 PAPR 特性。综上所述,当干扰部分子载波符号采用相位角  $\theta_k^m$  满足式(16)的预编码方式时,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形具有低 PAPR 特性,此时干扰部分子载波的随机性由子载波的幅度  $\tilde{\omega}_k$  表征。

图 7  $\theta_k^a \sim k$  函数关系图Fig. 7 Function relation diagram of  $\theta_k^a \sim k$ 

## 2.2 基于 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的 TR 算法

预编码技术能够赋予多功能一体化波形相对较低的 PAPR 特性,然而,该技术并不足以将波形的 PAPR 严格控制在特定的低指标范围内。为了解决这一问题,本文在预编码技术的基础上,引入 TR(tone-reserve)算法,开发了一种利用干扰子载波进行峰值抵消的多功能一体化波形 TR 抑制算法。该算法能够在预编码处理的基础上进一步降低多功能一体化波形的 PAPR,确保将其严格控制在特定的低指标范围内。

若将 OFDM 波形  $y(n)$  的频域子载波序列分为由数据子载波组成的频域序列  $\{s(k)\}$  和预留子载波组成的频域序列  $\{r(k)\}$ ,两者满足:

$$s(k) + r(k) = \begin{cases} s(k), & k \in \mathbf{R} \\ r(k), & k \in \mathbf{R} \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $\mathbf{R}$  为预留子载波在频域序列中的位置序号。则 OFDM 波形  $y(n)$  可表示为:

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{n=0}^{N_a-1} (s(k) + r(k)) e^{\frac{j2\pi}{N_a} kn} \\ &= y_s(n) + y_r(n) \end{aligned} \quad (18)$$

式中,  $y_s(n) = \sum_{n=0}^{N_a-1} s(k) e^{\frac{j2\pi}{N_a} kn}$  为数据子载波对应的时域成分,  $y_r(n) = \sum_{n=0}^{N_a-1} r(k) e^{\frac{j2\pi}{N_a} kn}$  为预留子载波对应的时域成分, 则有:

$$P_{\text{PAPR}} = \frac{\|y(n)\|_\infty^2}{\|y(n)\|_2^2 / N_a} = \frac{\|y_s(n) + y_r(n)\|_\infty^2}{\|y(n)\|_2^2 / N_a} \quad (19)$$

式中,  $\|y(n)\|_2^2$  为波形能量, 当设备输出功率恒定时, 波形能量是一恒值, 由此可以得出 TR 算法的基本原理是预留 OFDM 波形中的部分子载波作为对消子载波, 通过设置对消预留子载波的相位实现对消数据子载波形成的峰值, 从而达到 PAPR 抑制的效果。

由式(2)、(17)和(18)可知, ZMQ-OFDM 多功能一体化波形  $y(n)$  的干扰部分子载波是由 Mersenne-Twister 随机序列调制, 没有固定的相位约束关系, 因此干扰部分子载波可以作为对消子载波, 通过改变对消子载波的相位来实现对整体波形的 PAPR 抑制。图 8 为对消子载波抑制 PAPR 算法示意图, 算法首先将经过相位设定的对消子载波进行 OFDM 调制得到的对消函数  $y_r(n)$ 、进而将其与预编码处理后得到的多功能一体化波形  $y(n)$  进行峰值对消, 完成 PAPR 抑制; 对消后得到的波形  $y'(n)$  仍保持多功能一体化波形的架构且其探测部分和通信部分子载波符号不变, 干扰部分子载波符号仍保持一定的随机性, 是原干扰子载波符号与对消函数子载波符号叠加的结果。

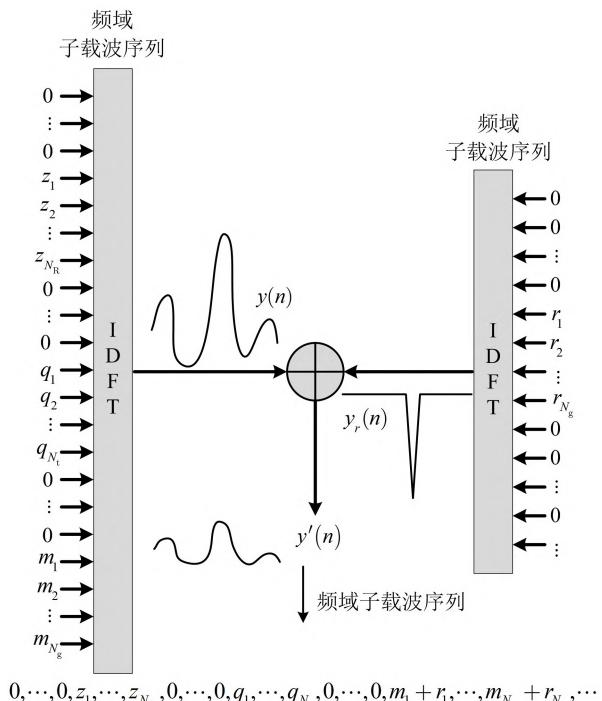


图 8 预留子载波对消抑制 PAPR 示意图

Fig. 8 Schematic diagram of PAPR suppression using reserved subcarriers for cancellation

多功能一体化波形的 TR 算法第一步是构造与干扰部分子载波结构相同的峰值对消函数。

通过TR算法的基本原理可知,为了获得较高的峰值对消效率,峰值对消函数的基本条件是波形的时域有较为突出的峰值、波形的频域能量仅分布在有限带宽范围内。容易得出,sinc函数是符合该条件的峰值对消函数,图9所示为sinc函数的时域和频域能量分布图,从图中可看出,sinc函数时域具有较为突出的峰值,该特性使得该函数在进行峰值对消时不容易引起第二峰值的累加而形成新的峰值;同时,sinc函数的频域能量仅在有限的带宽范围之内分布,其作为对消函数不会对多功能一体化波形的探测部分和通信部分的子载波符号形成串扰。

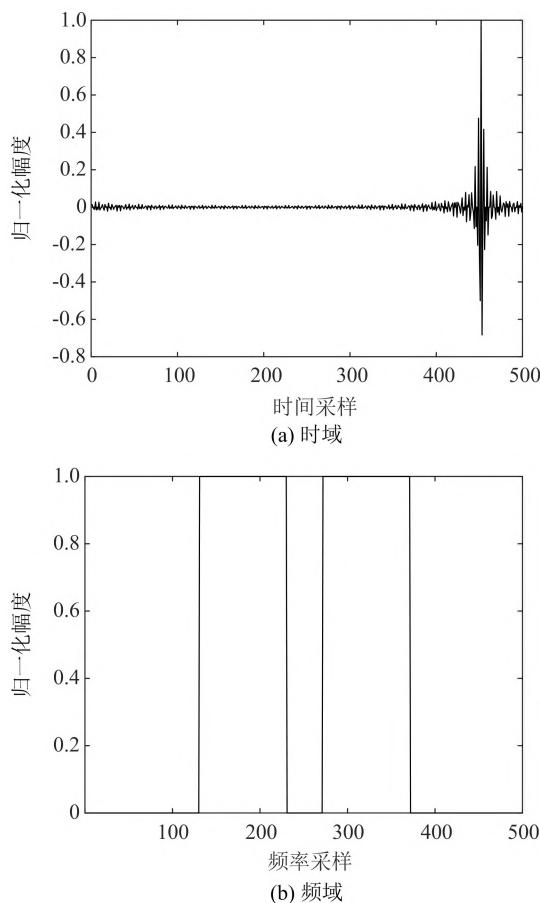


图9 sinc函数时频示例图

Fig. 9 Time-frequency example diagram of sinc function

基于sinc函数的对消函数 $y_{\text{sinc}}(n)$ <sup>[33]</sup>可表示为:

$$y_{\text{sinc}}(n) = \xi \cdot 2 \sum_{k=0}^{N_a/2-1} r(k) \cos \left[ \frac{2\pi}{N_a} k(n + n_0) \right] \quad (20)$$

式中, $n_0$ 为相位因子,通过改变相位因子可改变对消函数峰值的位置; $\xi$ 为归一化幅度控制因子,可使对消函数的峰值幅度保持为1; $r(k)$ 为子载

波调制基本序列,决定对消函数的基本形状。由于此处选取sinc函数作为对消函数,因此 $r(k)$ 可表示为:

$$\{r(k)\} = \left\{ 0, 0, \dots, 0, \underbrace{1, 1, \dots, 1}_{\beta, \beta+1, \dots, \beta+N_g-1}, 0, 0, \dots, 0 \right\} \quad (21)$$

经 $y_{\text{sinc}}(n)$ 对消后的多功能一体化波形 $y'(n)$ 表示为:

$$y'(n) = y(n) - \alpha \cdot y_{\text{sinc}}(n) \quad (22)$$

式中, $\alpha$ 为对消步进因子,该因子由多功能一体化波形 $y(n)$ 的峰值和功率决定,可表示为:

$$\alpha = (\|y(n)\|_\infty - \|y(n)\|_2 / N_s) / 2 \cdot \text{sgn}[\max(y(n))] \quad (23)$$

式中,sgn( $\cdot$ )为符号函数。由此可得到ZMQ-OFDM多功能一体化波形PAPR抑制算法流程,如图10所示。

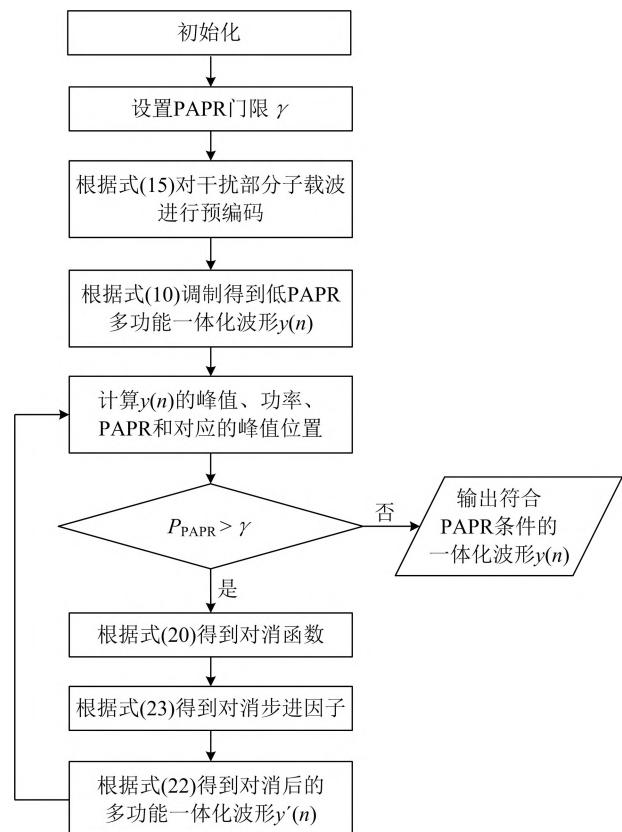


图10 ZMQ-OFDM多功能一体化波形PAPR抑制算法流程图

Fig. 10 Flow chart of the PAPR suppression algorithm for the ZMQ-OFDM multi-functional integrated waveform

### 3 仿真实验

本节主要针对所提出的ZMQ-OFDM多功

能一体化波形的探测功能、通信功能和干扰功能进行了验证，并且根据电磁频谱战特点设置了多功能一体化波形的机动条件，以检验多功能一体化波形对侦察-干扰闭环的适应性。仿真实验背景为我方多功能一体化平台对敌安装有机载火控雷达的战斗机进行探测和干扰，同时与友方平台进行通信；敌战斗机机载火控雷达采用常规线性调频波形进行工作。

### 3.1 参数设置

目标战斗机雷达仿真实验参数设置见表1所列。

表1 目标战斗机雷达仿真参数

Tab. 1 Target fighter radar simulation parameters

参数符号	参数名称	数值
$R/\text{km}$	多功能一体化平台与目标相对距离	50
$v_1/(\text{m/s})$	多功能一体化平台与目标相对速度	100
$v_2/(\text{m/s})$	多功能一体化平台与友方通信平台相对速度	50
$f_1^e/\text{GHz}$	目标雷达波形上变频本振	10
$t_p^e/\mu\text{s}$	目标雷达波形时宽	10
$T_r^e/\mu\text{s}$	目标雷达重复周期	100
$N_r^e$	目标雷达相参测速脉冲个数	32
$P_t/\text{kW}$	目标雷达波形发射功率	10
$G_t/\text{dB}$	目标雷达天线增益	45
$\kappa_e/\text{dB}$	目标雷达波形接收信噪比	10

仿真分2个阶段 $t_1$ 、 $t_2$ 进行，在 $t_1$ 阶段目标雷达的工作频率为 $f_{c_1}^e=10.5\text{ GHz}$ 、波形带宽为 $B_1^e=5\text{ MHz}$ ，此阶段，多功能一体化波形干扰部分频率为 $10.490\sim10.510\text{ GHz}$ 、干扰带宽 $B_{g_1}=20\text{ MHz}$ ，探测部分频率为 $10.400\sim10.420\text{ GHz}$ 、探测带宽 $B_{R_1}=20\text{ MHz}$ ，通信部分频率为 $10.430\sim10.450\text{ GHz}$ 、通信带宽 $B_{t_1}=20\text{ MHz}$ 。在 $t_2$ 阶段目标雷达根据受干扰情况调整工作频率至 $f_{c_2}^e=10.7\text{ GHz}$ 、波形带宽调整为 $B_2^e=10\text{ MHz}$ ，此阶段，多功能一体化波形干扰部分频率为 $10.680\sim10.720\text{ GHz}$ 、干扰带宽 $B_{g_2}=40\text{ MHz}$ ，探测部分频率和通信部分频率保持不变。其余仿真参数见表2所列。

表2 多功能一体化波形其他仿真参数

Tab. 2 Other simulation parameters of multi-functional integrated waveform

参数符号	参数名称	数值
$f_s/\text{GHz}$	多功能一体化波形中频采样率	2.4
$f_o/\text{GHz}$	多功能一体化波形中频频率	0.5
$T_i^y/\mu\text{s}$	多功能一体化波形发射重复周期	100
$N_r^y$	多功能一体化波形相参测速脉冲数目	16
$P_y/\text{kW}$	多功能一体化波形发射功率	2
$G_y/\text{dB}$	多功能一体化波形天线增益	45
$\sigma/\text{m}^2$	多功能一体化平台 RCS	50
$\kappa_y/\text{dB}$	多功能一体化波形探测回波接收信噪比	10
$\kappa_t/\text{dB}$	多功能一体化波形通信接收信噪比	10
$\gamma_j$	我方多功能一体化波形对目标雷达的极化系数	0.1

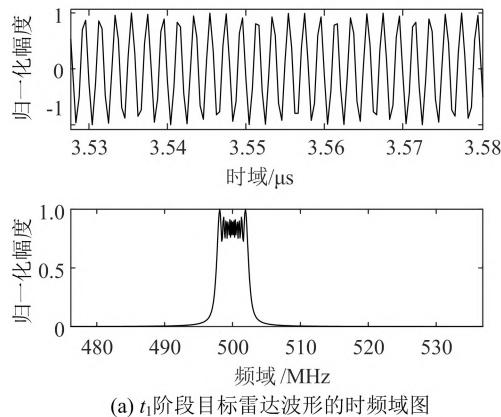
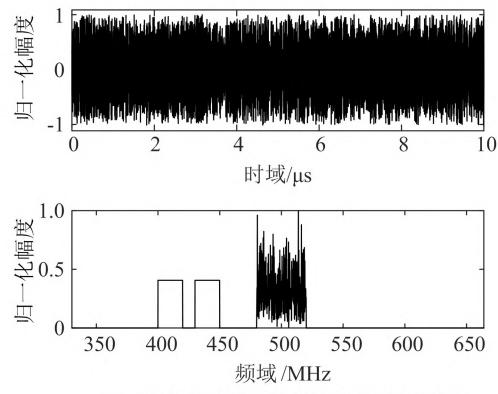
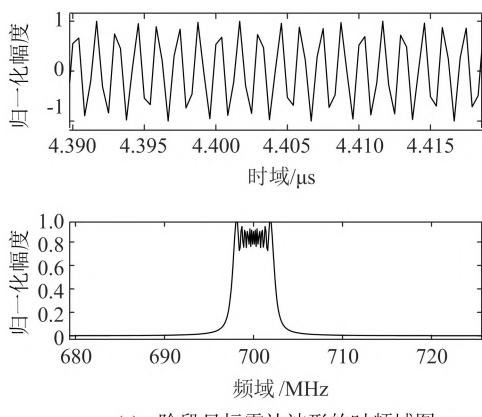
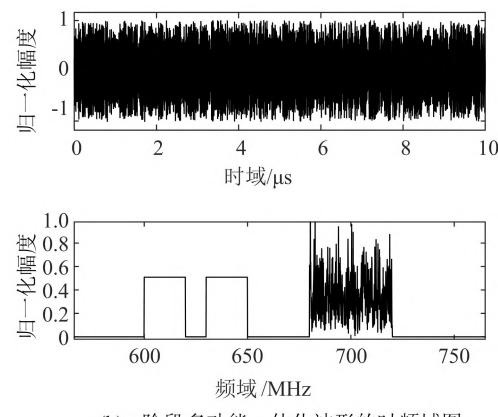
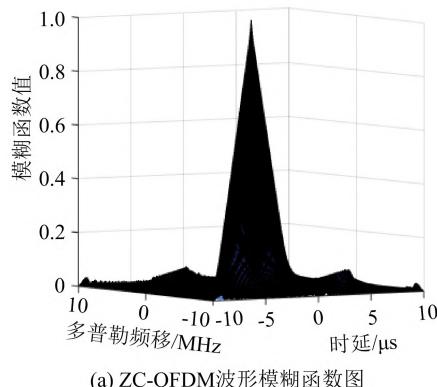
### 3.2 中频波形性能仿真

图11~12分别给出了在 $t_1$ 和 $t_2$ 阶段目标雷达中频波形的时频域和经过侦察-干扰闭环规划后形成的ZMQ-OFDM多功能一体化中频波形和对应的仿真结果，由图11(b)和12(b)可以看出，ZMQ-OFDM多功能一体化中频波形的干扰部分频率分布覆盖目标雷达的频率范围。由此可以看出，在不同阶段，ZMQ-OFDM多功能一体化波形的探测部分和通信部分频率子载波位置始终保持不变，干扰部分频率子载波位置根据侦察-干扰闭环做出的频率规划随着目标雷达的频率改变而机动。同时，干扰部分子载波位置机动的灵活性保证了该多功能一体化波形能够有效干扰工作在多个频点的雷达，并且由于探测子载波与干扰子载波的频分复用避免了与目标雷达可能产生的同频干扰。

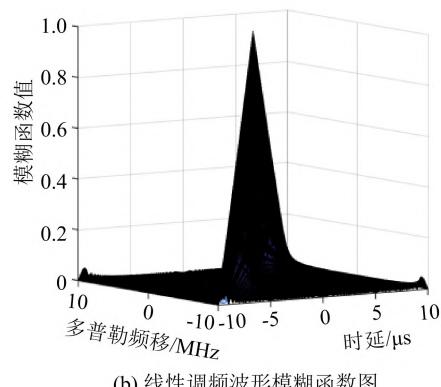
图13~14分别给出了ZC-OFDM波形的模糊函数和自相关函数仿真结果。图13仿真结果表明，在带宽为10MHz、时宽为10μs的相同参数条件下，ZC-OFDM波形的模糊函数与线性调频波形模糊函数均呈现为“斜刀刃”特性，表明ZC-OFDM波形具有与线性调频波形相似的多普勒容限特性<sup>[25]</sup>；图14仿真结果表明，ZC-OFDM

波形的自相关函数的副瓣较为平滑。结合图13~14可以得出:ZC-OFDM波形具有良好的探测特性,其作为探测波形在回波处理时可以通

过脉冲压缩处理获得较大的处理增益;同时其具有较强的多普勒容限,由运动目标的多普勒频移而造成的脉冲压缩失配较小。

(a)  $t_1$ 阶段目标雷达波形的时频域图(b)  $t_1$ 阶段多功能一体化波形的时频域图图11  $t_1$ 阶段形成的ZMQ-OFDM多功能一体化中频波形时频域图Fig. 11 Time-frequency domain diagram of the ZMQ-OFDM multi-functional integrated intermediate frequency waveform in the  $t_1$  phase(a)  $t_2$ 阶段目标雷达波形的时频域图(b)  $t_2$ 阶段多功能一体化波形的时频域图图12  $t_2$ 阶段形成的ZMQ-OFDM多功能一体化中频波形时频域图Fig. 12 Time-frequency domain diagram of the ZMQ-OFDM multi-functional integrated intermediate frequency waveform in the  $t_2$  phase

(a) ZC-OFDM波形模糊函数图



(b) 线性调频波形模糊函数图

图13 模糊函数

Fig. 13 Ambiguity function

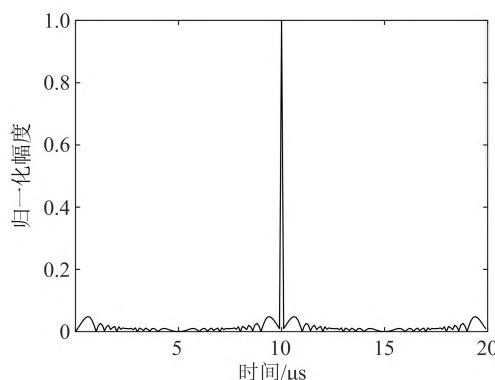


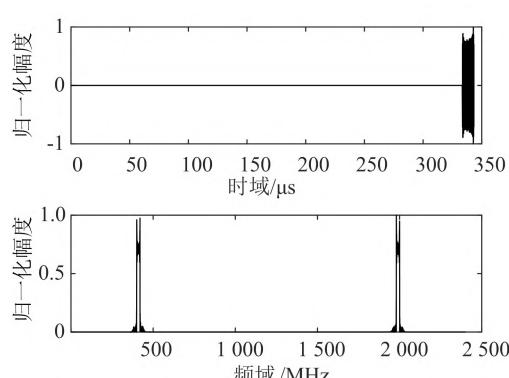
图 14 归一化自相关函数

Fig. 14 Normalized autocorrelation function

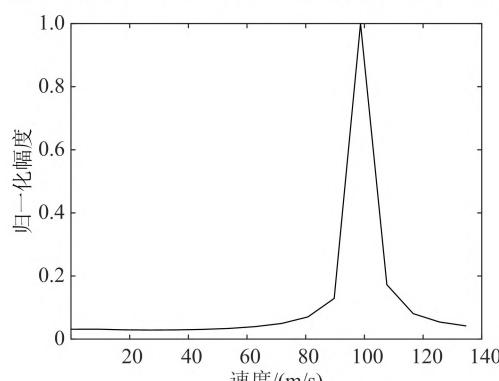
### 3.3 探测回波处理仿真

ZMQ-OFDM 多功能一体化波形探测回波信号处理的仿真结果如图 15 所示,包括回波信号经过分离滤波器后的时频仿真、脉冲压缩处理仿真、相参测速处理仿真、距离多普勒二维处理仿真。图 15(a)给出了多功能一体化波形回波经过分离滤波器后的时频域,图 15(b)给出了相同参数条件下 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形探测回波和线性调频波形探测回波的脉冲压缩处理结果比较。结果表明,多功能一体化波形探测回

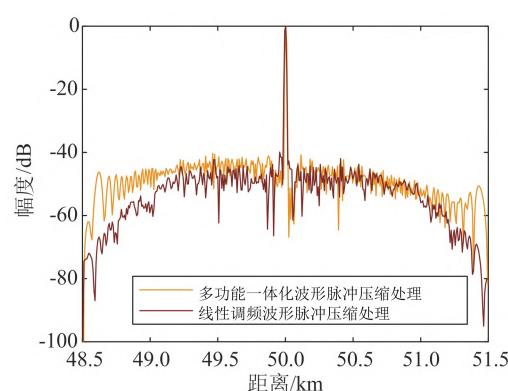
波在经过分离滤波器后滤除了干扰部分子载波,得到了类似 ZC-OFDM 波形的时频成分,而后进行的脉冲压缩处理结果显示其最小主副瓣比与相同时宽带宽条件下的线性调频波形的脉冲压缩最小主副瓣比相近。图 15(c)~(d)给出了 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形探测回波通过相参处理实现对目标进行测速的仿真结果以及目标回波信号处理的距离时间二维图,从图中可以看出,虽然 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的一组脉冲中各个脉冲的包络均表现为较强的随机性,但各个脉冲的回波在经过分离后仍然具备相参特性。根据参数设置可知,多功能一体化波形的载频  $f_c^y = 10.5 \text{ GHz}$ , 重复周期  $T_r^y = 100 \mu\text{s}$ , 相参测速脉冲数  $N_r^y = 16$ , 则可得多功能一体化波形相参测速的速度精度  $\Delta v = c / (2T_r^y N_r^y f_c^y) = 8.92 \text{ m/s}$ , 仿真结果显示多功能一体化波形探测回波测速结果为  $98.68 \text{ m/s}$ , 与真实速度  $100 \text{ m/s}$  的差值为  $1.32 \text{ m/s}$ , 在测速精度约束范围之内。综上所述,多功能一体化波形能够通过回波的脉冲压缩处理和相参测速处理完成对目标距离和速度的测量。



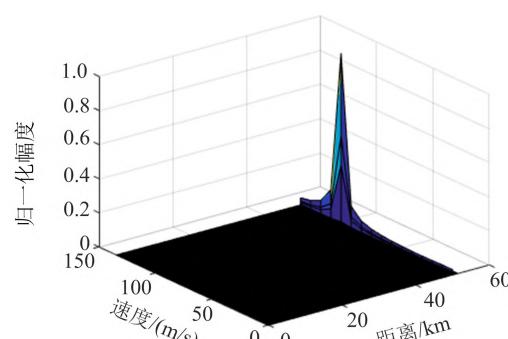
(a) 探测分离滤波器滤波后多功能一体化回波时频域图



(c) 多功能一体化波形相参测速处理结果



(b) 多功能一体化波形测距脉冲压缩处理结果



(d) 多功能一体化波形回波处理测距测速三维图

图 15 多功能一体化波形回波信号处理仿真

Fig. 15 Simulation of echo signal processing for multi-functional integrated waveform

### 3.4 通信解调解码处理仿真

ZMQ-OFDM 多功能一体化波形通信接收信号处理的仿真结果如图 16 所示,包括通信接收时间同步仿真、频偏估计仿真、OFDM 解调仿真、误码率仿真。图 16(a)是 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形通信时间同步结果,图 16(b)是 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形通信频率估计结果,从图中可以看出,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形利用 Zadoff-Chu 序列的强自相关特性与多普勒容限特性在通信接收处理时能够实现较为理想

的时频同步效果。图 16(c)为 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形通信频域均衡后再经过 OFDM 解调得到的通信星座图,从图中可以看出在通信接收端经过对 ZMQ-OFDM 多功能一体化通信接收波形进行时频同步、频域均衡、OFDM 解调后能够得到良好的通信星座图。图 16(d)为不同信噪比条件下 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形通信接收误码率仿真结果,表明在不同信噪比条件下,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的通信误码率保持在一个较为良好的水平。

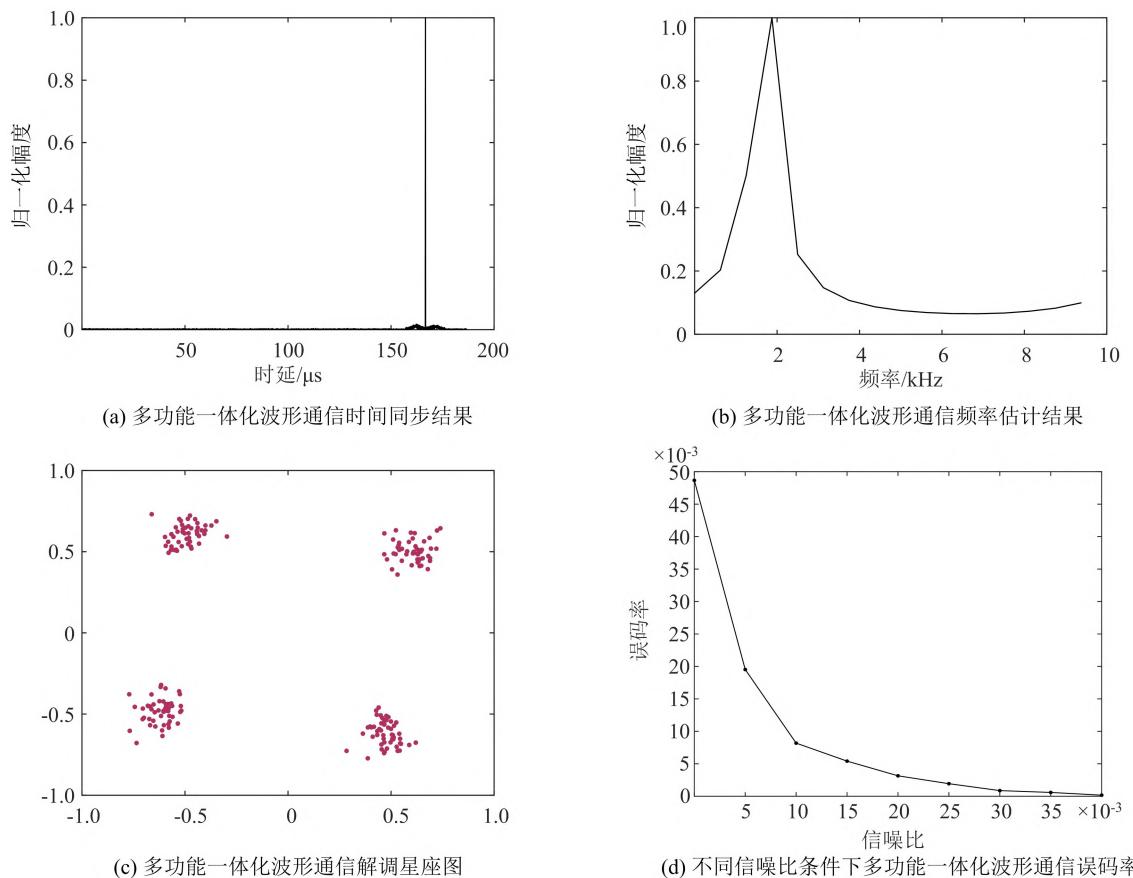


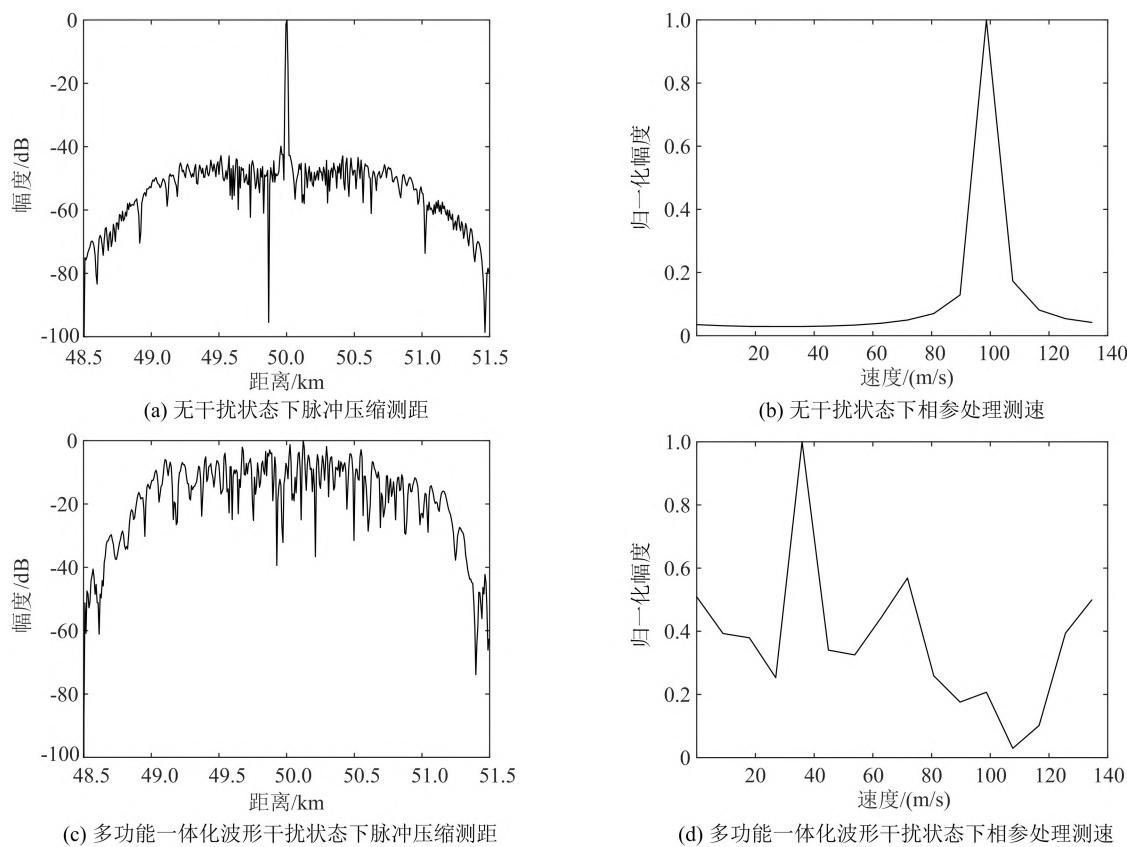
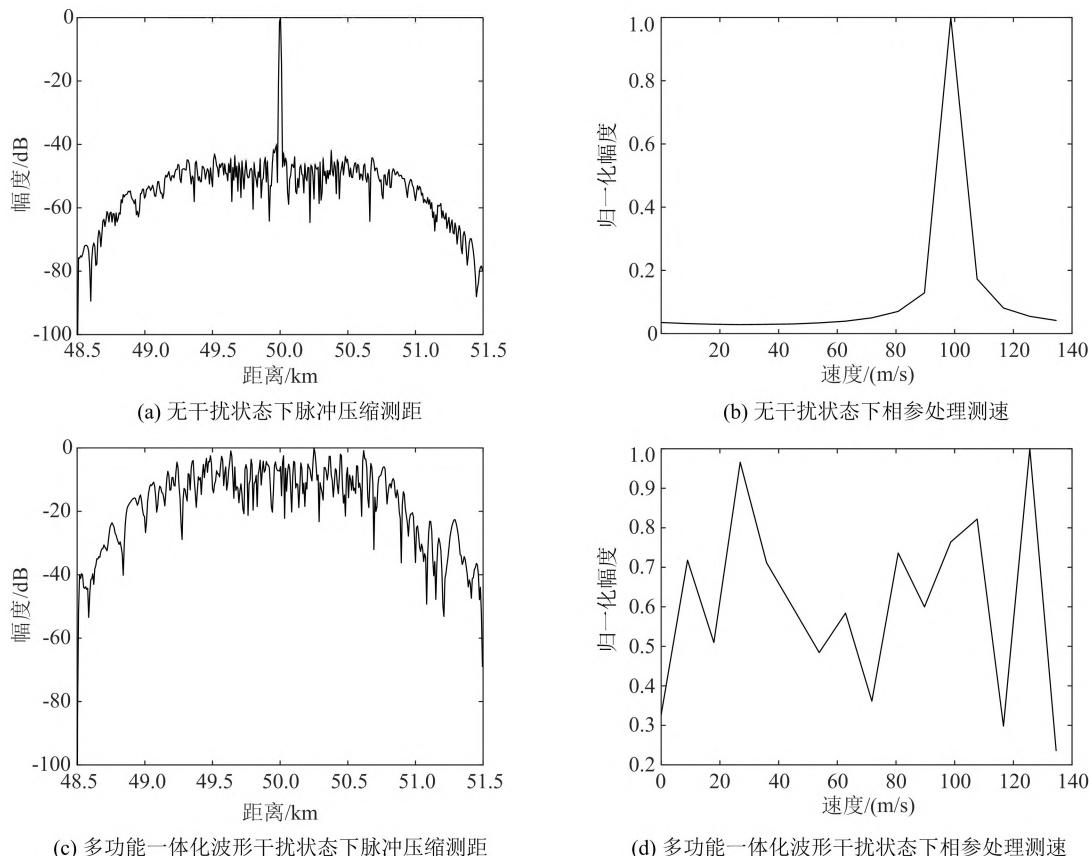
图 16 多功能一体化波形通信接收信号处理仿真

Fig. 16 Integrated multi-functional waveform communication signal processing simulation

### 3.5 干扰仿真

图 17 和图 18 分别给出了  $t_1$ 、 $t_2$  阶段目标雷达在无干扰状态下的测距测速仿真和一体化波形干扰状态下的测距测速仿真结果。图 17(a)~(b)、图 18(a)~(b)分别给出了  $t_1$ 、 $t_2$  阶段在无干扰状态下目标雷达的回波处理结果,表明  $t_1$  和  $t_2$  阶段在无干扰状态下目标雷达均可通过线性调频常规波形进行有效的测距、测速,且其脉冲压缩加窗处理后的主副瓣比均为 40 dB 以上,可有效抑制虚警。图 17(c)~(d)、图

18(c)~(d)分别给出了  $t_1$ 、 $t_2$  阶段目标雷达受 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形干扰的回波处理仿真结果,结果表明:在  $t_1$  阶段,目标雷达受 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形干扰后无法进行有效的测距和测速;在  $t_2$  阶段,目标雷达调整了工作频率,ZMQ-OFDM 多功能一体化波形经过侦察-干扰闭环重新规划了频率分布,调整后的 ZMQ-OFDM 多功能一体化波形对目标雷达造成有效干扰,同样使得目标无法有效地测距和测速。

图 17  $t_1$  阶段目标雷达受多功能一体化波形干扰仿真Fig. 17 Simulation of interference on target radar by multi-functional integrated waveform in the  $t_1$  phase图 18  $t_2$  阶段目标雷达受多功能一体化波形干扰仿真Fig. 18 Simulation of interference on target radar by multi-functional integrated waveform in the  $t_2$  phase

## 4 结束语

本文提出了一种能够满足频谱机动需求的ZMQ-OFDM 多功能一体化波形架构,构建了ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的数学模型,研究了ZMQ-OFDM 多功能一体化波形的 PAPR 优化算法。信号处理仿真实验证明:ZMQ-OFDM 多功能一体化波形是一种具备低 PAPR 特性、集雷达干扰通信功能于一体的多功能共享波形。该波形具备灵活的时频架构,可以根据实时任务的需求快速地实行频谱机动,满足电磁频谱作战对多功能一体化波形的性能需求。

## 参 考 文 献

- [1] 熊国森,李云鹏,李鹏蛟,等. 基于PNFM-LFM复合调制的探测干扰共享波形设计[J]. 航空学报, 2021, 42(8):525821.  
XIONG Guomiao, LI Yunpeng, LI Pengjiao, et al. Design and performance analysis of an integrated detection-jamming shared waveform based on PNFM-LFM composite modulation[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2021, 42(8):525821. (in Chinese)
- [2] 贲道波. 雷达和干扰机一体化信号的波形设计[D]. 北京:中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2022.  
BEN Daobo. Research on signal waveform design for integration of radar and jammer [D]. Beijing: China Academy of Electronics and Information Technology, 2022. (in Chinese)
- [3] 黄治军,张钊源,何玉平. 基于二相编码的探测干扰一体化信号波形设计与仿真[J]. 海军航空大学学报, 2022, 37(2):196-200.  
HUANG Zhijun, ZHANG Zhaoyuan, HE Yuping. Design and simulation of an integrated detection-jamming signal[J]. Journal of Naval Aviation University, 2022, 37(2):196-200. (in Chinese)
- [4] 陈涛,张颖,胡学晶,等. 基于DQN的探测干扰一体化波形优化设计[J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45(3): 638-646.  
CHEN Tao, ZHANG Ying, HU Xuejing, et al. Integrated waveform optimization design of detection and jamming based on DQN[J]. Systems Engineering and Electronics, 2023, 45(3): 638-646. (in Chinese)
- [5] 陈义源,汪飞,陈军,等. 基于混沌与Wigner谱的探干一体化波形设计[J]. 数据采集与处理, 2022, 37(6): 1246-1258.  
CHEN Yiyuan, WANG Fei, CHEN Jun, et al. Waveform design for detection and jamming integration based on chaos and Wigner distribution[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2022, 37(6): 1246-1258. (in Chinese)
- [6] 刘永军,廖桂生,唐皓,等. FSK-FMCW 雷达通信一体化信号设计与处理方法研究[J]. 信号处理, 2022, 38(11): 2265-2275.  
LIU Yongjun, LIAO Guisheng, TANG Hao, et al. Integrated FSK-FMCW radar and communication signal design and processing method[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(11): 2265-2275. (in Chinese)
- [7] 马启成. 步进频率随机变化的2FSK-步进频雷达通信一体化波形设计[J]. 通信技术, 2021, 54(3):534-544.  
MA Qicheng. 2FSK-stepped frequency radar communication integrated waveform design with random variation of step frequency[J]. Communications Technology, 2021, 54(3):534-544. (in Chinese)
- [8] LIU Y J, LIAO G S, YANG Z W, et al. Design of integrated radar and communication system based on MIMO-OFDM waveform[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2017, 28(4):669-680.
- [9] LIU Y J, LIAO G S, XU J W, et al. Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(10):2174-2177.
- [10] 刘永军,廖桂生,杨志伟. OFDM 雷达通信一体化波形相参积累研究[J]. 信号处理, 2017, 33 (3): 253-259.  
LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei. A study for the coherent integration with integrated radar and communication waveform based on OFDM[J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(3): 253-269. (in Chinese)
- [11] LIU Y J, LIAO G S, YANG Z W. Robust OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory[J]. Signal Processing, 2019, 162:317-329.
- [12] LIU Y J, LIAO G S, YANG Z W, 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.
- [13] WANG J, LIANG X D, CHEN L Y, et al. First demonstration of joint wireless communication and high-resolution SAR imaging using airborne MIMO radar system[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2019, 57(9): 6619-6632.
- [14] 赵玉振,陈龙永,张福博,等. 一种基于OFDM-chirp 的雷达通信一体化波形设计与处理方法[J]. 雷达学

- 报, 2021, 10(3): 453-466.
- ZHAO Yuzhen, CHEN Longyong, ZHANG Fubo, et al. A new method of joint radar and communication waveform design and signal processing based on OFDM-chirp[J]. Journal of Radars, 2021, 10 (3): 453-466. (in Chinese)
- [15] 李哲. 雷达通信一体化信号设计与处理技术研究[D]. 北京:北京邮电大学,2021.
- LI Zhe. Research on signal design and processing technology for radar communication integration[D]. Beijing:Beijing University of Posts and Telecommunications, 2021. (in Chinese)
- [16] 李琬璐, 相征, 任鹏. 基于 FBMC 信号的低截获雷达通信一体化波形设计[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 287-296.
- LI Wanlu, XIANG Zheng, REN Peng. Filter bank multi-carrier waveform design for low probability of intercepting joint radar and communication system[J]. Journal of Radars, 2023, 12(2): 287-296. (in Chinese)
- [17] 吕晓德, 张汉良, 刘忠胜, 等. 基于 LTE 信号的外辐射源雷达同频基站干扰抑制方法研究[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(9):2123-2130.
- LYU Xiaode, ZHANG Hanliang, LIU Zhongsheng, et al. Research on co-channel base station interference suppression method of passive radar based on LTE signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(9):2123-2130. (in Chinese)
- [18] BROUSSEAU R, SANDERS A, HUFFMAN D R, et al. An open system architecture for integrated RF systems[C]//Proceedings of the 16th AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference. [S. l.]: IEEE, 1997:1-5.
- [19] MAZUMDER S, DURAND J P, MEYER S L, et al. High-band digital preprocessor (HBDP) for the AMRFC test-bed[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2005, 53(3):1065-1071.
- [20] 胡元奎, 靳学明, 范忠亮. 多功能综合射频系统技术研究[J]. 雷达科学与技术, 2015,13(3):233-239.
- HU Yuankui, JIN Xueming, FAN Zhongliang. Research on multi-function intergrated RF system technology [J]. Radar Science and Technology, 2015,13(3):233-239. (in Chinese)
- [21] PETER W M , DAVID J D. Multifunction RF systems for naval platforms[J]. Sensors, 2018, 18(7):2076.
- [22] 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, 2015, 64 (8): 2168-2181.
- [23] XU C C, CLERCKX B, CHEN S W, et al. Rate-splitting multiple access for multi-antenna joint radar and communications [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(6): 1332-1347.
- [24] TAVIK G C, HILTERBRICK C L, EVINS J B, et al. The advanced multifunction RF concept [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3): 1009-1020.
- [25] 李尚. 基于软件无线电平台雷达方式通信研究与实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2014.
- LI Shang. Research and realization of radar communication mode based on software radio platform[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014. (in Chinese)
- [26] YUAN X, FENG Z Y, ZHANG J A, et al. Spatio-temporal power optimization for MIMO joint communication and radio sensing systems with training overhead[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(1): 514-528.
- [27] 杨峥. 基于 SAR 雷达干扰探测一体化信号的研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2018.
- YANG Zheng. Study of the detecting and jamming integrated signal base on SAR [D]. Xi'an: Xidian University, 2018. (in Chinese)
- [28] 周宇, 杨慧婷, 谷亚彬, 等. 基于调频率调制的雷达通信共享信号研究[J]. 电子科技大学学报, 2017, 46 (6): 830-835.
- ZHOU Yu, YANG Huiting, GU Yabin, et al. Study on integrated radar and communication signal based on chirp-rate modulation [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017, 46 (6): 830-835. (in Chinese)
- [29] LI X B, YANG R J, CHENG W. Integrated radar and communication based on chirp[J]. Radar Science & Technology, 2012,10(2):180-186.
- [30] 田团伟. 雷达通信一体化的多载波信号功率分配算法研究[D]. 成都:电子科技大学, 2021.
- TIAN Tuanwei. Research on power allocation algorithm of multicarrier signal for integrated radar and communication system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021. (in Chinese)
- [31] 王杰, 裴泽琳, 陈军, 等. 基于滤波器组多载波梳状谱的雷达通信一体化信号技术[J]. 信号处理, 2022, 38 (11):2308-2319.
- WANG Jie, PEI Zelin, CHEN Jun, et al. Radar communication integrated signal technology based on FBMC comb spectrum[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(11): 2308-2319. (in Chinese)
- [32] 刘方正, 曾瑞琪, 龚阳, 等. 一种 ZC-OFDM 雷达干扰

- 一体化波形设计与处理方法[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(9):2999-3011.  
LIU Fangzheng, ZENG Ruiqi, GONG Yang, et al. ZC-OFDM-based radar interference integrated waveform design and processing method[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(9):2999-3011. (in Chinese)
- [33] 刘方正,曾瑞琪,龚阳,等. 预编码-TR联合峰均比抑制算法研究[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(3): 237-246.  
LIU Fangzheng, ZENG Ruiqi, GONG Yang, et al. Research on precoding-TR joint PAPR suppression algorithm[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(3):237-246. (in Chinese)

### 作者简介

**刘方正**

男,1983年生,博士,副教授,研究方向为雷达对抗与信号处理、一体化波形设计、雷达辐射源识别

E-mail:yoyofangzheng@aliyun.com

**周 峰**

男,1980年生,博士,教授,博士研究生导师,研究方向为雷达对抗、雷达成像与目标态势感知、机器学习与微波遥感图像处理

E-mail:fzhou@mail.xidian.edu.cn

**曾瑞琪**

男,1994年生,助理工程师,研究方向为一体化波形设计、雷达信号处理  
E-mail:490014719@qq.com

**龚 阳**

男,1992年生,博士,讲师,研究方向为一体化波形设计、雷达辐射源识别  
E-mail:13156527915@163.com

**李天琪**

女,1994年生,博士研究生,研究方向为分布式一体化波形设计、信号与信息处理

E-mail:Litianqi20@nudt.edu.cn

**责任编辑 董 莉**