

单脉冲脉内互补低距离旁瓣雷达波形设计

唐泽家 鲍庆龙 戴华骅 潘嘉蒙 姜卫东

(国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 雷达脉冲压缩的距离旁瓣较高将会导致遮蔽效应的产生,已有的低旁瓣波形设计都是基于全脉冲相关进行处理。本文利用波形组合的方法进行波形设计,基于单脉冲脉内分段脉压信号处理方式和互补码自相关求和零旁瓣特征相结合,利用频域正交设计,将两个或多个互补序列调制至不同频点以子脉冲的形式分段合并为恒模单脉冲雷达波形。仿真试验表明,本文设计的单脉冲脉内互补低旁瓣波形脉压后的峰值旁瓣电平和积分旁瓣电平较低,分段脉压结合互补码零旁瓣特征的信号处理方式虽然会导致 0.89 dB 左右的信号处理增益损失和主瓣展宽,但却能够突破部分相位编码信号的峰值旁瓣电平下限。强弱目标场景仿真表明,与线性调频信号相比,本文提出的雷达波形不会导致强目标的副瓣对弱目标的遮掩。恒虚警检测仿真表明,在剔除强目标峰值后,本文所提波形对弱目标的检测概率要优于传统的线性调频信号。

关键词: 波形设计; 分段脉冲压缩; 距离维旁瓣; 互补码

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.004

引用格式: 唐泽家,鲍庆龙,戴华骅,等. 单脉冲脉内互补低距离旁瓣雷达波形设计[J]. 信号处理, 2022, 38(10): 2030-2040. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.004.

Reference format: TANG Zejia, BAO Qinglong, DAI Huahua, et al. Intra-pulse complementary radar waveform design with low pulse compression sidelobe level[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(10): 2030-2040. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.10.004.

Intra-Pulse Complementary Radar Waveform Design with Low Pulse Compression Sidelobe Level

TANG Zejia BAO Qinglong DAI Huahua PAN Jiameng JIANG Weidong

(The College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: For pulse-compression radar waveforms, higher range side lobes will result in the target masking effect. Low range sidelobe radar waveform design is an important research on radar waveform. The existing low-range sidelobe waveform designs are all based on full-pulse correlation. This paper uses the method of waveform combination to design the waveform. Based on the frequency-domain orthogonal design, two or more sub-pulses of complementary sequences are modulated to different frequency points and then combined into a constant-modulus monopulse radar waveform. Different from full-pulse matched filtering, this paper presents a single-pulse intra-pulse segmental pulse compression signal processing method, which makes full use of the autocorrelation characteristics of complementary codes. The simulation test shows that the peak sidelobe level and the integral sidelobe level of the designed waveform after pulse compression are low, and can even break through the lower limit of the peak sidelobe level of some phase-encoded signals, but there will be

main-lobe broadening and 0.89 dB energy loss. Compared with the chirp signal, the radar waveform proposed in this paper does not cause the sidelobe of the strong target to mask the weak target. The constant false alarm detection simulation shows that the detection probability of the waveform in this paper is better than that of the chirp signal.

Key words: waveform design; segmented pulse compression; range sidelobes; complementary codes

1 引言

雷达波形的距离旁瓣是衡量雷达系统的关键指标之一,距离旁瓣过高将会导致强目标副瓣对弱目标造成遮掩,影响雷达检测和成像性能^[1-2]。目前研究雷达距离旁瓣抑制主要有以下两种思路:第一种研究发射波形低自相关函数设计^[3-5],第二种对发射波形和失配滤波器进行联合设计^[6-9]。以上两种思路都是基于全脉冲处理进行低距离旁瓣设计。而本文将从脉内分段^[10]处理的思路出发,利用互补码自相关之和零旁瓣^[11]的天然优势,提出一种单脉冲脉内互补低距离旁瓣雷达波形。

单个相位编码信号脉冲其自相关无法完全消除旁瓣,输出冲激函数。但是存在两个或以上的单位能量序列,它们自相关函数的和等于冲激函数。这样的多串单位能量序列被称之为互补序列或互补码^[9]。

互补序列早期研究主要集中于数据通信^[12],被广泛用于 OFDM 系统。1988 年, F. F. Kretschmer 等将互补码应用到雷达波形领域^[13]。2006 年 A. R. Calderbank 等人将 Golay 互补码与阿拉莫提信号处理^[14]相结合,应用到全极化雷达系统中^[15]。2008 年 S. Searle 等人设计出 MIMO 雷达的互补波形组^[16]。2017 年, V. Koshevyy 等提出应用于航海雷达的互补波形^[17]。

国内也有众多学者对互补波形展开相关研究。2009 年国防科技大学刘勇、李永祯、王雪松等人提出基于正交互补序列的瞬时极化测量编码波形设计^[18]。2010 年西安电子科技大学曲海山、陈伯孝等学者进行互补码设计在地波雷达中运用的相关研究^[19]。2022 年王福来、王雪松等人设计出一种多普勒容忍的抗间歇采样转发干扰恒模互补波形和接收滤波器^[20-22]。

以上关于互补雷达波形的研究,其互补序列都是分开发射,分开接收。例如通过两路极化方式发射互补序列、通过 MIMO 雷达多路发射多路接收,或者以脉冲串的形式单路间隔发射,通过脉冲重复间隔(pulse repetition interval, PRI)对不同发射序列进

行隔离接收。

本文关于互补波形提出的研究方案是通过单脉冲发射完整的互补序列组,并单路接收,此波形对雷达系统要求更为简单,兼容性更强。在信号处理时再将各个互补序列组进行分离,然后利用互补序列自相关求和的信号处理流程实现低距离旁瓣。

2 互补码和距离旁瓣指标

2.1 互补码的性质

设互补码由 D 个数长度均为 M 的互补序列 $\{\mathbf{x}_d\}_{d=0}^{D-1}$ 组成,其中 $\mathbf{x}_d = [\mathbf{x}_d(0), \mathbf{x}_d(1), \dots, \mathbf{x}_d(M-1)]^T$ 且 $|\mathbf{x}_d(m)| = 1$ 。令 \mathbf{x}_d 的自相关函数为 r_d ,则

$$r_d(k) = \sum_{m=k+1}^M \mathbf{x}_d(m) \mathbf{x}_d^*(m-k), k = 0, \dots, M-1 \quad (1)$$

由互补码的性质得,其全部自相关函数之和

$$\sum_{d=0}^{D-1} r_d(k) = DM\delta_k = \begin{cases} DM & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

从式(2)易知,互补波形具有零旁瓣的特征。

以 Golay 波形对($D = 2$)为例,介绍互补码的构造方法。更长的互补码可由长度为 2、10 和 26 的三种互补码的核,通过交织和级联获得。根据互补码的核可构造大量互补码,其长度满足

$$M_{\text{Golay}} = 2^t 10^s 26^t \quad (3)$$

其中 r, s 和 t 为非负整数。例如位数长度为 $M = 2^t$ 的 Golay 对 $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$,可以通过级联迭代扩展生成长度为 $M' = 2^{t+1}$ 的 Golay 对 $(\mathbf{x}'_1, \mathbf{x}'_2)$ 。

$$\begin{cases} \mathbf{x}'_1 = [\mathbf{x}_1(0), \dots, \mathbf{x}_1(2^t-1), \mathbf{x}_2(0), \dots, \mathbf{x}_2(2^t-1)]^T \\ \mathbf{x}'_2 = [\mathbf{x}_1(0), \dots, \mathbf{x}_1(2^t-1), -\mathbf{x}_2(0), \dots, -\mathbf{x}_2(2^t-1)]^T \end{cases} \quad (4)$$

以长度 $M = 2$ 的核为例,演示 Golay 对级联扩展迭代过程。已知长度为 2 的互补序列对 (A_2, B_2) 。

$$A_2 = [1, 1]$$

$$B_2 = [1, -1]$$

由式(4)可得长度为 4 的互补序列对 (A_4, B_4) 。

$$A_4 = [1, 1, 1, -1]$$

$$B_4 = [1, 1, -1, 1]$$

其自相关以及自相关之和分别为

$$r_{A_i} = [-1, 0, 1, 4, 1, 0, -1]$$

$$r_{B_i} = [1, 0, -1, 4, -1, 0, 1]$$

$$r_{A_i} + r_{B_i} = [0, 0, 0, 8, 0, 0, 0]$$

由式(3)和(4)可知,与传统发射波形低旁瓣设计方法相比,基于互补码的雷达波形可以快速产生长编码信号。而传统优化算法,如LBFGS(Limited-memory Broyden Fletcher Goldfarb and Shanno method)算法,当信号长度 N 大于512时,运算时间较长^[7]。因此,零旁瓣和可快速产生长编码信号是互补码用于雷达波形的重要优势。

2.2 与传统互补雷达波形异同

传统的雷达互补波形是以脉冲串的形式单路间隔发射,通过PRI对不同发射序列进行隔离接收,需要多个PRI周期才能取得互补序列的低旁瓣效果,可以理解为慢时间域进行互补序列隔离。

本文所提单脉冲互补波形,发射时采用频域正交的方式将完整的互补序列组编入单脉冲信号,可以理解为快时间域和频域进行互补序列隔离。如图1所示,与脉冲串互补波形相比只需一个PRI发射周期即可,雷达资源开销更小。对于一些非抢占式的雷达任务,本文所提单脉冲互补波形更具有优势。

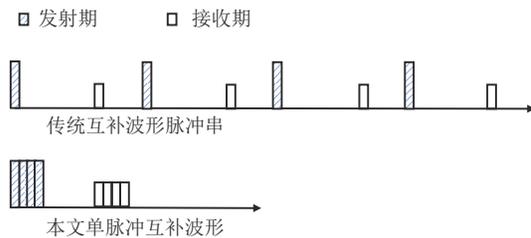


图1 雷达任务模型对比

Fig. 1 Comparison of radar mission models

在许多先进体制雷达的波形研究中,也包含了雷达互补波形,如MIMO雷达和极化雷达。几种波形的对比如下表1所示。

本文所提单脉冲互补雷达波形,是为了使得互补波形在传统雷达中也能得到广泛应用,能够在现有雷达平台上对波形进行升级。其本质是将原本互补波形雷达系统复杂的多通道发射多通道接收硬件架构用前端的复杂单脉冲脉内设计和后端并行信号处理进行替代。其设计思想是用算力替代硬件系统复杂度,便于对现有雷达平台进波形升级。所以,此类单脉冲脉内互补低距离旁瓣雷达波

表1 几种互补雷达波形对比

Waveforms		
类型	互补序列的隔离方式	
已有互补波形	脉冲串	慢时间
	极化雷达	极化
	分布式MIMO	多基地
本文	单脉冲	频域和快时间

形的研究具有重要意义。

2.3 峰值旁瓣和积分旁瓣

设长度为 N 的发射波形 s 经过长度为 N 的滤波器 h (匹配滤波器或者失配滤波器)后,其脉冲压缩输出结果为 y 。

$$y = [y_1, \dots, y_{N-1}, y_N, y_{N+1}, \dots, y_{2N-1}]^T \quad (5)$$

其中峰值为 $|y_N|$ 。目前常见的低旁瓣波形有以下两种衡量指标^[23],即峰值旁瓣和积分旁瓣,二者在优化模型中常互相等效。

峰值旁瓣电平(PSL)的定义为

$$PSL = 10 \log_{10} \left(\frac{\max_{k \neq N} (|y_k|^2)}{|y_N|^2} \right) \quad (6)$$

积分旁瓣电平(ISL)的定义为

$$ISL = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{2N-1} |y_k|^2 - |y_N|^2}{|y_N|^2} \right) \quad (7)$$

编码长度 N 的发射波形,其自相关函数的PSL理论下界为 $-20 \log_{10}(1/N)$ 。因此对于传统的低旁瓣雷达波形设计方法,编码长度越长的信号优化设计得到的旁瓣越低,但是优化过程耗时越长。

对于互补码,并不是用自相关进行处理,而是用自相关之和进行处理。因此自相关函数的PSL理论下界不适用于互补码。如果将两个或者多个互补序列调制在单个发射脉冲中,然后引入自相关求和的处理方式,那么将会获得一种比自相关函数的PSL理论下界更低的单脉冲低旁瓣雷达波形。

3 信号模型及信号处理

本文提出的互补波形是通过单脉冲发射完整的互补序列组,并单路接收。信号处理时再将各个互补序列组调制的子脉冲进行分离,然后分别自相关求和进行信号处理。本文发射时采用频域正交

的方式将完整的互补序列组编入单脉冲信号。采用信道化接收,对单脉冲中的脉内子脉冲进行分离,然后分别自相关再求和。

3.1 信号模型

设码元宽度为 T_c ,单脉冲编码长度 $N = DM$,其中 D 为互补序列数, M 为单个互补序列的编码长度。即脉内有 D 个频点(信道),各个频点上分别调制码长为 M 的互补序列相位编码信号 x_d 。则雷达基带发射波形可表示为:

$$s(t) = \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{k=0}^{M-1} u[t - (dM + k)T_c] x_d(k) \exp(j2\pi d\Delta f t) \quad (8)$$

其中 $u(t)$ 是宽度为 T_c 矩形窗函数。 $x_d(k)$ 为第 d 个互补序列的第 k 个元素值, Δf 为互补序列之间调制的频率间隔。令

$$S_d(t) = \sum_{k=0}^{M-1} u[t - (dM + k)T_c] x_d(k) \quad (9)$$

则式(8)可简化为:

$$s(t) = \sum_{d=0}^{D-1} S_d(t) \exp(j2\pi d\Delta f t) \quad (10)$$

由(10)可知,基带发射波形由 D 个不同频点的互补序列调制的相位编码信号组成。互补序列相位编码信号 $S_d(t)$ 的频域表达式为

$$X_d(f) = \sqrt{\frac{T_c}{M}} \text{sinc}(fT_c) \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} x_d(k) \exp\left[-j2\pi f\left(kT + \frac{T}{2}\right)\right] \right\} \quad (11)$$

$S_d(t)$ 的功率谱可简写为

$$|X_d(f)|^2 = K |\text{sinc}(fT_c)|^2 \quad (12)$$

由式(12)可知, $S_d(t)$ 的频谱形状为 sinc 函数包络。 K 表示相位编码信号的波纹谱,与所选编码序列有关。单脉冲内 D 个互补序列子脉冲时域和频域不相重叠。其时频示意图如下图 2 所示。

3.2 运动目标回波建模

设目标速度为 v ,回波信号为 $s_r(t)$,发射信号 $s(t)$,则回波表达式为

$$s_r(t) = s(t - \tau) \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (13)$$

τ 为时延, $\exp(-j2\pi f_0 t)$ 为多普勒项,其中 $f_0 = 2v/\lambda$ 。对于本文提出的单脉冲脉内互补波形 $s(t)$,其在脉内有 D 个频点,单脉冲脉内多普勒项与各个频点的波长 $\lambda_0 \lambda_1 \dots \lambda_{D-1}$ 有关,将式(10)代入,可改写为

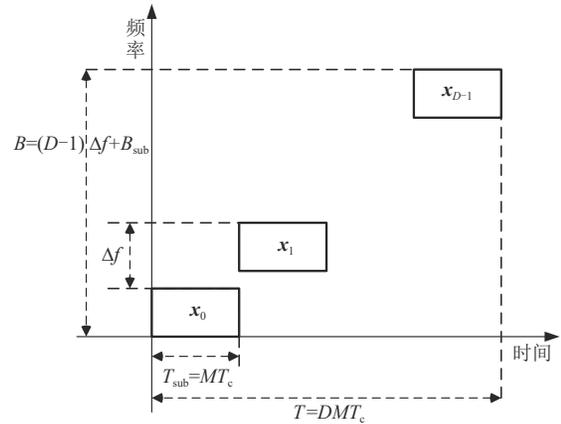


图 2 单脉冲互补波形时频域示意图

Fig. 2 Complementary waveform time-frequency diagram

$$s_r(t) = \sum_{d=0}^{D-1} S_d(t - \tau) \exp(j2\pi d\Delta f (t - \tau)) \exp\left(-j2\pi \frac{2v}{\lambda_d} t\right) \quad (14)$$

设波长 $\lambda_0 \lambda_1 \dots \lambda_{D-1}$,对应 D 个载频分别为 $f_0 f_1 \dots f_{D-1}$ 。所以

$$s_r(t) = \sum_{d=0}^{D-1} S_d(t - \tau) \exp(j2\pi d\Delta f (t - \tau)) \exp\left(-j2\pi \frac{2v}{c} f_d t\right) \quad (15)$$

已知 D 个频点之间的频率间隔都为 Δf ,所以

$$f_d = f_0 + d\Delta f \quad d \in [0, D - 1] \quad (16)$$

则

$$s_r(t) = \exp\left(-j\frac{4\pi f_0 vt}{c}\right) \sum_{d=0}^{D-1} S_d(t - \tau) \exp\left[j2\pi d\Delta f \left(t - \frac{2v}{c} t - \tau\right)\right] \quad (17)$$

因为 $c \gg v$,所以

$$s_r(t) \approx \exp\left(-j\frac{4\pi f_0 vt}{c}\right) \sum_{d=0}^{D-1} S_d(t - \tau) \exp(j2\pi d\Delta f (t - \tau)) = s(t - \tau) \exp\left(-j\frac{4\pi f_0 vt}{c}\right) \quad (18)$$

由上式可知,单脉冲的回波多普勒项近似可看成只与 f_0 有关,即脉内多频点导致的多普勒偏移不一致可忽略不计。

又由“停一跳”模型可知,多普勒偏移项主要考虑脉间变化,而脉内多普勒变化可忽略不计。对于传统的互补波形,脉冲串的形式单路间隔发射,不同的 PRI 发射不同的互补序列,如此导致不同互补序列的多普勒项不一致,因此将会影响互补序列自相关后求和的距离旁瓣对消效果。

本文提出的单脉冲内互补波形,其互补序列位于同一PRI内,脉内不同互补序列之间的多普勒变化可忽略不计,不同互补序列的多普勒项近似可看成常数,因此将不会影响脉内的互补序列自相关求和的距离旁瓣对消性能。所以本文提出的单脉冲内互补波形对于运动目标检测效果更优。

3.3 信号处理流程

不同于传统匹配滤波的单脉冲信号处理(自相关),式(8)中的单脉冲信号先需要进行信道化处理,然后对各个信道进行脉压再求和,如图3所示。易知本文所提多信道匹配滤波后进行求和的算法其计算复杂度是单脉冲直接匹配滤波的 D 倍。此算法可以并行实现,不影响雷达的实时性。

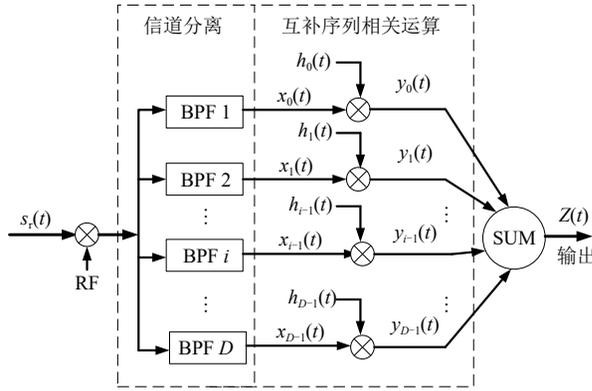


图3 单脉冲互补波形脉内分段并行处理示意图

Fig. 3 Schematic diagram of intra-pulse segmental parallel processing of single-pulse complementary waveform

第1步:信道分离。设信号分离后的第 $i+1$ 路信号 $x_i(t)$ 的表达式为

$$x_i(t) = s_i(t) \otimes g_i(t) \quad (19)$$

其中 $g_i(t)$ 为频域滤波器的时域函数,由式(12)可知, $S_d(t)$ 的频谱形状为sinc函数包络。频域能量主要集中在 $\left[-\frac{1}{T_c}, \frac{1}{T_c}\right]$ 区间,因此设计带宽 $B_i = \frac{2}{T_c}$ 的BPF进行频域滤波。所以 $g_i(t)$ 可写为

$$g_i(t) = \frac{2}{T_c} \cdot \text{sinc}\left(\frac{2t}{T_c}\right) \cdot \exp(j2\pi l \Delta f t) \quad (20)$$

第2步:子脉冲脉压。通过对 $S_i(t)$ 共轭翻转,可得第 $i+1$ 路信号 $x_i(t)$ 的匹配滤波器

$$h_i(t) = S_i^*(-t) \exp(j2\pi l \Delta f t) \quad (21)$$

则,第 $i+1$ 路相关结果 $y_i(t)$ 的表达式为

$$y_i(t) = s_i(t) \otimes g_i(t) \otimes h_i(t) \quad (22)$$

不失一般性令时延 $\tau=0$,脉内多普勒项

$\exp\left(-j\frac{4\pi f_0 vt}{c}\right)$ 可视为常数项,忽略常数项,将式(18)、(20)和(21)代入可得

$$y_i(t) = \left[S_i(t) \otimes S_i^*(-t) \otimes \text{sinc}\left(\frac{2t}{T_c}\right) \right] e^{j2\pi i \Delta f t} + \left\{ \sum_{d \neq i} S_d(t) e^{j2\pi(d-i)\Delta f t} \right\} \otimes \text{sinc}\left(\frac{2t}{T_c}\right) \otimes S_i^*(-t) \left\} e^{j2\pi i \Delta f t} \quad (23)$$

其中第一项为互补序列 $S_i(t)$ 自相关与窗函数的卷积,第二项为其他互补序列频谱泄露的波纹谱时域函数与 $S_i(t)$ 的互相关。

第3步:子脉冲的自相关求和。令自相关结果的和为 $Z(t)$,其的表达式为

$$Z(t) = \sum_{i=0}^{D-1} y_i(t) e^{-j2\pi i \Delta f t} = \left[DM\delta(t) + \sum_{i=0}^{D-1} \left(\sum_{d \neq i} S_d(t) e^{j2\pi(d-i)\Delta f t} \right) \otimes S_i^*(-t) \right] \otimes \text{sinc}\left(\frac{2t}{T_c}\right) \quad (24)$$

式(24)中第一项可以理解为主瓣能量,其为 D 个互补序列自相关之和,可以看出经过信道化处理后,依旧满足互补性质,主瓣能量得到较好的积累。第二项为旁瓣能量,为不同信道之间的互补序列互相关之和。互补序列之间互相关水平本较低,现经过频域正交化之后,互补序列之间的正交性将更强,因此理论结果表明,本文提出的波形将会具备较低的距离旁瓣性能。

3.4 信号处理增益损耗

在低旁瓣雷达波形优化设计中常用信号处理增益损耗(loss-in-processing gain, LPG)来衡量失配滤波器带来的代价。LPG的定义为:失配滤波器峰值位置的信噪比和匹配滤波器峰值位置的信噪比比值的对数。

$$\text{LPG} = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{SNR}_{\text{mismatched}}}{\text{SNR}_{\text{matched}}} \right) \quad (25)$$

上式可改写为

$$\text{LPG} = \text{loss}_E - \text{loss}_n \quad (26)$$

其中 loss_E 表示失配处理和匹配处理后峰值位置的差值(dB), loss_n 表示失配处理和匹配处理后噪声的差值(dB)。

本文的信号处理方式是一种失配处理,为了便于与其他失配滤波器设计进行对比。下文将给出所提波形的信号处理增益损耗的计算方法。

设未进行信号处理前的回波信号噪声为 $n(t)$,

满足零均值高斯分布,方差为 σ^2 。按照本文 3.3 中信号处理流程:

第 1 步进行信道分离——式(19),因为噪声 $n(t)$ 与 $g_i(t)$ 不相关,因此信道化后的噪声 $n_i(t)$ 依旧满足零均值高斯分布,方差为 σ^2 。

第 2 步利用 $h_i(t)$ 进行子脉冲脉压。脉压后峰值点的噪声功率 n_i 为

$$n_i = \sigma^2 \int_{-\infty}^{\infty} |h_i(t)|^2 dt = \sigma^2 \alpha^2 \tau_i \quad (27)$$

其中 α 为幅度, τ_i 子脉冲脉宽。

第 3 步子脉冲自相关求和。求和后峰值点的噪声功率 n_{MMF} 为

$$n_{MMF} = \sum_{i=0}^{D-1} n_i = \sigma^2 \alpha^2 \sum_{i=0}^{D-1} \tau_i = \sigma^2 \alpha^2 \tau \quad (28)$$

对于匹配处理,匹配滤波器脉宽 τ 为子脉冲脉宽之和,所以匹配滤波后峰值点的噪声功率 n_{MF} 为

$$n_{MF} = \sigma^2 \alpha^2 \tau = n_{MMF} \quad (29)$$

因此本文波形的失配处理和匹配处理后噪声的差值 $loss_n$ 为零。所以,本文所提波形的信号处理增益损失为

$$LPG = loss_E \quad (30)$$

4 仿真分析

为了验证所设计雷达波形,按照式(8)信号模型进行波形构造。本文给出了低旁瓣性能指标比较仿真、低旁瓣应用场景仿真和运动目标效果仿真。

4.1 低旁瓣性能仿真——PSL

此部分,共进行三组仿真试验,覆盖两频点、多频点、短编码和长编码不同的类型。验证了算法的可行性,以及与传统算法相比的优越性。

第 1 组——两频点 16 位(短)编码波形,仿真参数如表 2 所示,脉压结果如图 4 所示。

图 4 中给出了 PSL 的理论极限值,16 位相位编码信号自相关的 PSL 的极限为

$$PSL_{min} = 20 \log_{10}(1/16) = -24.08 \text{ dB} \quad (31)$$

而本文所提信号模型,其脉冲压缩后 PSL 为-27.71 dB,低于传统相位编码信号的极限值-24.08 dB。

脉冲压缩后的峰值表示整个脉冲能量的积累,图 4 中,归一化后的峰值位置纵坐标并不是为 0 dB,而是-0.89 dB,这说明脉冲压缩后能量损失了 0.89 dB,能量损失由信号处理过程中信道化分离所导致。

第 2 组——四频点 20 位(短)编码波形,仿真参

表 2 第 1 组波形仿真参数

Tab. 2 The first set of waveform simulation parameters

参数	参数值
编码长度 N /位	16
频点数 D /个	2
单个互补序列长度 M /位	8
互补序列 1	[1 1 1 -1 1 1 -1 1]
互补序列 2	[1 -1 1 1 1 -1 -1 -1]
中心频率/MHz	-1 1
滤波器带宽/MHz	2
码元宽度/ μ s	1
采样率/MHz	100
脉宽/ μ s	16

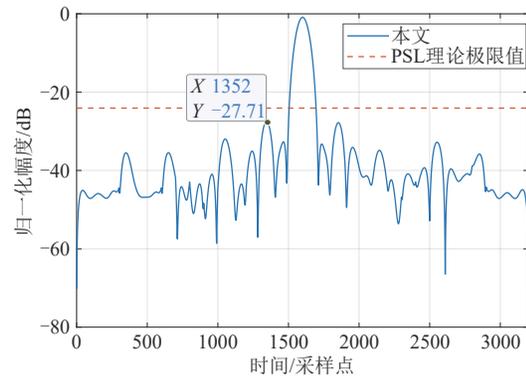


图 4 16 位单脉冲互补波形脉压结果

Fig. 4 16-bit waveform pulse compression results

数如表 3 所示,脉压结果如图 5 所示。

图 5 中 20 位相位编码信号自相关的 PSL 的极

表 3 第 2 组仿真参数

Tab. 3 The second set of waveform simulation parameters

参数	参数值
编码长度 N /位	20
频点数 D /个	4
单个互补序列长度 M /位	5
互补序列 1	[1 -1 -1 -1 -1]
互补序列 2	[-1 1 1 -1 1]
互补序列 3	[1 -1 -1 -1 1]
互补序列 4	[-1 -1 -1 1 -1]
中心频率/MHz	-4.5 -1.5 1.5 4.5
滤波器带宽/MHz	2.5
码元宽度/ μ s	1
采样率/MHz	300
脉宽/ μ s	20

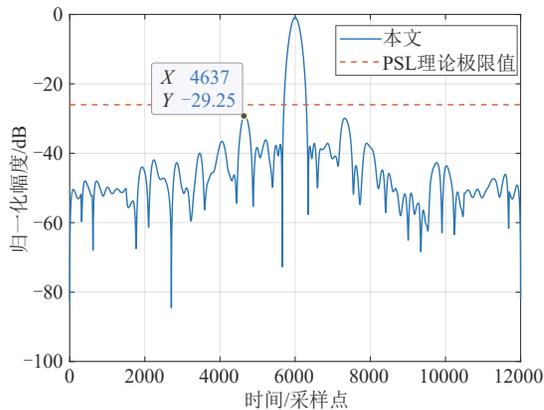


图5 20位单脉冲互补波形脉压结果

Fig. 5 20-bit waveform pulse compression results

限为

$$\text{PSL}_{\min} = 20 \log_{10}(1/20) = -26.02 \text{ dB} \quad (32)$$

而本文所提信号模型,其脉冲压缩后PSL为-29.25 dB,低于自相关的理论下限,能量损失为0.83 dB。

因此,上述两组试验表明不管是两频点还是多频点(频点数大于2)短编码信号,本文所提信号波形设计方法都能突破传统的PSL设计极限。接下来我们进行长编码单脉冲互补波形的仿真。

第3组——两频点4096位(长)编码波形,仿真参数如表4所示,脉压结果如图6所示。

表4 第3组仿真参数

Tab. 4 The third set of waveform simulation parameters

参数	参数值
编码长度 N /位	4096
频点数 D /个	2
单个互补序列长度 M /位	2048
互补序列1	可由核2互补码级联扩展
互补序列2	可由核2互补码级联扩展
中心频率/MHz	-1.1
滤波器带宽/MHz	2
码元宽度/ μs	1
采样率/MHz	100
脉宽/ μs	4096

对于长编码信号来说,本文所提编码信号不能够突破传统的PSL设计极限。因为PSL理论极限值仅取决于编码长度,编码长度急剧增大,PSL极限值成负对数降低。本文低旁瓣设计并不是通过增长编码位数来实现,而是通过多互补序列自相关之和对消距离旁瓣,所以采取本文设计方法的长编码波

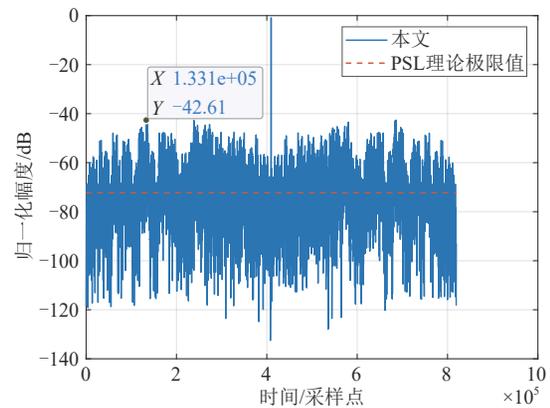


图6 4096位单脉冲互补波形脉压结果

Fig. 6 4096-bit waveform pulse compression results

形旁瓣无法突破PSL设计极限,结果与原理相符。

虽然本文设计的长编码没能突破PSL的极限值,但本文所设计距离旁瓣仍处于较低水平,表5给出了本文与文献[8]中其他经典算法PSL的比较。

表5 PSL对比结果

Tab. 5 PSL result comparison table

码长	100	200	500	1000
PSL/共轭梯度法	-23.9	-26.1	-30.3	-32.4
dB 本文波形	-36.6	-37.4	-37.3	-38.8

4.2 低旁瓣性能仿真——ISL

除了PSL,ISL也是衡量波形距离旁瓣的一个等价指标。为了便于和相位编码信号ISL相比,本文对 $F_s = 100 \text{ MHz}$ 波形的脉压结果进行抽样,即可得到与文献中相位编码同样长度的脉压结果,再用式(7)进行ISL计算。此节将与两种低旁瓣波形设计类型相比较。

第1类:发射波形已确定,对失配滤波器进行设计。我们选取两种经典相位编码波形P4码和随机编码——m序列,以ISL为目标函数进行优化,失配滤波器存在解析解。64位P4码和本文设计的 $N = 64$ 位互补相位编码波形,对比如图7所示。63位m序列码(伪随机码)和本文设计的 $N = 64$ 位互补相位编码波形,对比如图8所示。从图中均可知本文所设计的旁瓣较低,但是存在主瓣展宽,向左右各展宽了一个单元。图7和图8中的ISL计算结果如下表6所示。

第2类:对发射波形和失配滤波器进行联合设计,本文波形与之对比的结果如下表7所示。

当码长超过1024时,表中LBFCS算法优化时

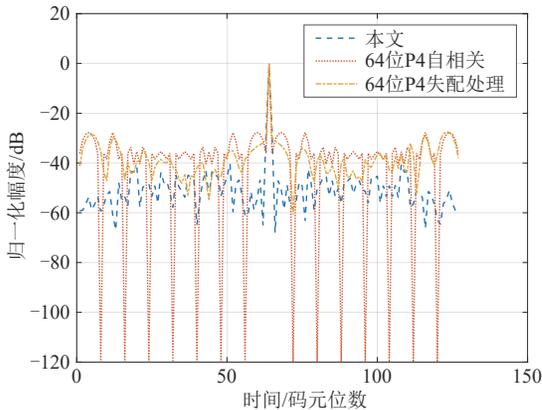


图 7 本文波形与 P4 码的脉压对比图

Fig. 7 Comparison chart of the pulse compression between the waveform of this article and the P4 code

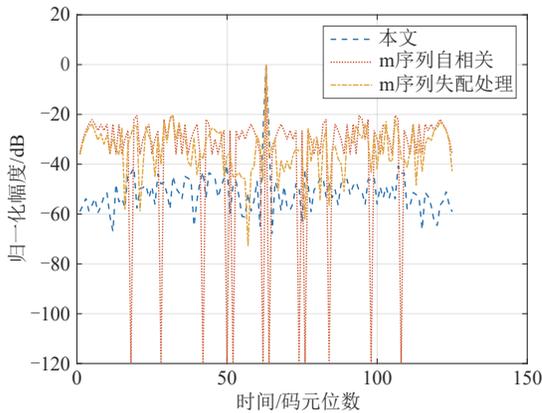


图 8 本文波形与 m 序列的脉压对比图

Fig. 8 Comparison of pulse compression between the waveform in this paper and the m-sequence

表 6 图 7 和图 8 中旁瓣对比结果

Tab. 6 ISL comparison results in Fig. 7 and Fig. 8

处理方式	P4	M 序列	本文	
匹配	主瓣展宽	否	否	
	损耗/dB	0	0	
	PSL/dB	-27.78	-20.42	
	ISL/dB	-12.56	-5.47	
失配	主瓣展宽	否	是	
	损耗/dB	-0.09	-0.41	-0.89
	PSL/dB	-30.91	-20.47	-40.3
	ISL/dB	-14.4	-8.05	-21.3

间较长。由式(3)可知而本文所提波形,无需优化求解,通过互补码级联扩展即可得到长度为 $2^{10} \cdot 26^2$ 长编码序列。同时本文所提 ISL 指标为 -21 dB 左

表 7 ISL 对比结果

Tab. 7 ISL result comparison table

码长	256	512	1024	2048	4096	
LBFGS	时间/s	591	6279
	损耗/dB	-0.47	-0.47
	主瓣展宽	否	否	否	否	否
	ISL/dB	-15.7	-15.8
文献 [7]	时间/s	5.87	27.3	164.8	879.6	6103
	损耗/dB	-0.92	-1.15	-1.23	-1.09	-0.87
	主瓣展宽	否	否	否	否	否
	ISL/dB	-16.3	-16.6	-16.9	-16.6	-16.3
本文 波形	时间/s	无	无	无	无	无
	损耗/dB	-0.89	-0.89	-0.89	-0.89	-0.89
	主瓣展宽	是	是	是	是	是
	ISL/dB	-21.4	-21.5	-21.5	-21.5	-21.5

右,而 LBFGS 和文献[7]为 -15 dB 和 -16 dB,本文所提波形的 ISL 明显是要优于这两种算法。

综上,通过对比 PSL 和 ISL 指标,本文所提方法充分利用了互补码自相关求和零旁瓣特征,不失为一种有效的低旁瓣波形设计方法。

4.3 低旁瓣应用场景仿真

本文设计的波形存在主瓣展宽现象,下文将给出与 LFM 信号仿真结果比较,二者都存在失配后主瓣展宽现象。

设存在一强一弱两个静止点目标,二者距离间隔 600 m,两回波的幅度比为 $1:0.25$ 。现用本文设计的 $N = 64$ 位互补相位编码波形和常见 LFM 波形进行对比。其中 LFM 波形带宽为 $B = 1$ MHz,脉宽为 $T = 64 \mu\text{s}$,因为 $N = BT$,所以二者信号处理脉压增益相同。两种波形的脉压结果如图 9 所示。

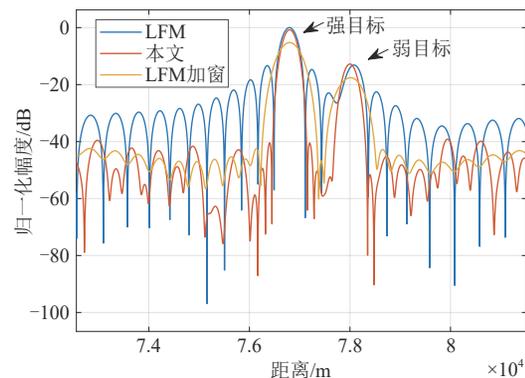


图 9 强弱目标场景仿真的脉压结果

Fig. 9 Pulse compression results of simulation of a strong target and a weak target scenarios

从图9中可知,LFM的旁瓣较高,强目标的副瓣将会对弱目标产生遮掩效果,虽然LFM可以加窗的方法降低距离旁瓣,但会导致主瓣展宽,同时加窗也会导致归一化之后峰值位置的降低。其中LFM加窗后峰值位置降低了5.25 dB。而本文所提的互补波形将不会导致遮掩效果产生,主瓣展宽较LFM小,峰值位置仅降低了0.76 dB。

将强目标的峰值信号置零,给出弱目标的检测概率曲线,进一步量化本文所提波形和LFM信号的检测效果。进行1000次蒙特卡洛CFAR仿真试验,CFAR的保护单元和平均单元均取一个主瓣宽度的点数,虚警率 $P_f = 10^{-6}$ 。仿真时,固定强目标和弱目标能量,调节噪声幅度高低可设置不同信噪比,图10中信噪比为弱目标的能量与噪声之比。仿真结果如图10所示,可以看出本文波形对弱目标的检测概率最高,LFM加窗后要优于LFM信号。

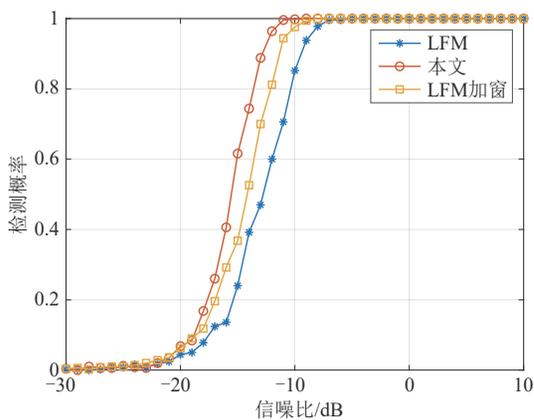


图10 弱目标信噪比-检测概率曲线

Fig. 10 Weak target SNR-detection probability curve

4.4 运动目标仿真

设目标运动速度范围从-600 m/s至600 m/s,选取4.1中第2组互补码仿真参数进行本文波形和传统互补波形仿真对比。本文波形将四个互补序列调制在单脉冲内的四个频点,而传统互补波形的四个互补序列时域上分布在四个PRI内,取PRI = 50 μ s。

传统互补波形的模糊函数三维图和放大俯视图如图11和图12所示。当速度较低时(-50 m/s至50 m/s)此时互补序列的低旁瓣性能处于理想状态,图11中速度为0 m/s截面附近旁瓣急剧下降,图12中速度为0 m/s时为空白区域(旁瓣值低于-62 dB,不显示)。同时可以看出,互补序列对多普勒频移造成自相关失配较敏感,速度越大失配越严重,互

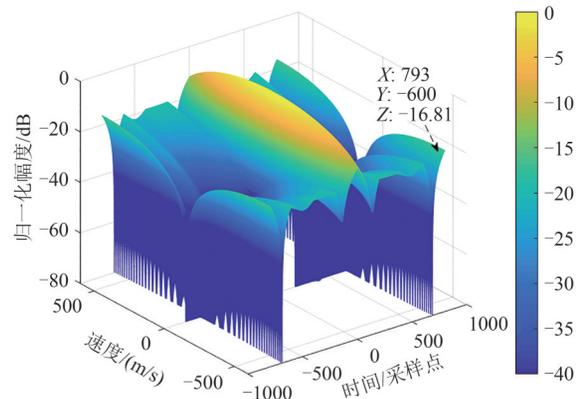


图11 传统互补波形的模糊函数

Fig. 11 Ambiguity functions of traditional complementary waveform

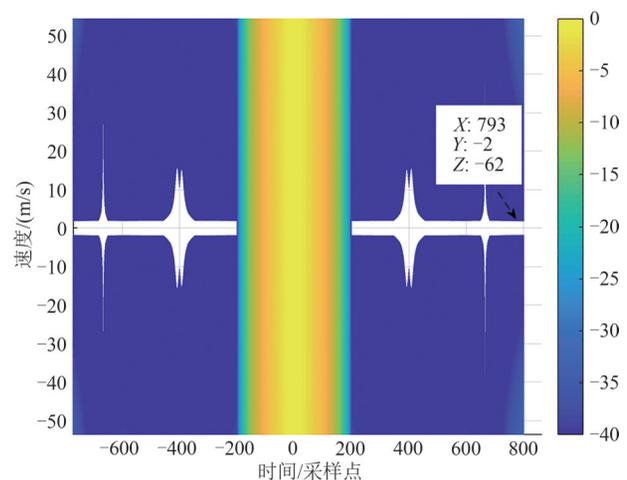


图12 传统互补波形模糊函数(图11)的俯视图

Fig. 12 Top view of traditional complementary waveform ambiguity function (Fig. 11)

补序列之间的距离旁瓣抵消效果越差。图12中,当速度为-2 m/s时,该距离单元的距离旁瓣为-62 dB。图11中,当速度为-600 m/s时,该距离单元的距离旁瓣已提高到-16.81 dB。

本文波形模糊函数的三维图如图13。图13中,虽然速度从-600 m/s至600 m/s变化,但是模糊函数中距离旁瓣始终低于-29.05 dB。由式(32)可知,20位相位编码信号自相关的PSL的极限为-26.02 dB,可见本文波形PSL在不同速度下,始终处于较低旁瓣水平。

与传统互补波形对比(图11),本文所提波形在不同速度下,旁瓣较平坦起伏不大,说明本文互补波形的多普勒容忍优于传统多PRI发射的互补波形。

综上,根据距离旁瓣指标PSL和ISL和已有文献对比,强弱目标应用仿真中与LFM波形对比,以

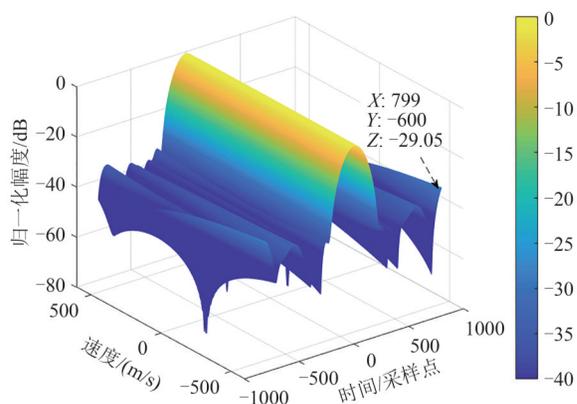


图 13 单脉冲互补波形的模糊函数

Fig. 13 Ambiguity functions of the single-pulse complementary waveforms

及运动目标相关仿真,上述结果均表明本文所设计的波形是一种有效的低旁瓣雷达波形。

5 结论

本文设计了一种恒模单脉冲脉内互补低距离旁瓣雷达波形,并给出了脉内分段并行处理的信号流程。本文提出的互补波形与已有的互补波形相比,通用性更强,对雷达系统的硬件要求更低,只需单发射通道,单个 PRI 即可接收处理完整的互补序列组。本文所提互补波形与传统相位编码信号相比,具有更低的距离旁瓣。对于编码长度较短的相位编码信号,本文所提波形能够突破短编码信号自相关的 PSL 极限值,对于长编码相位编码信号来说本文所设计波形在线设计能力更强,在取得与传统设计方法相当的低旁瓣情况下,可以快速构造长编码信号,不用进行复杂的优化求解。因此,本文提出的低旁瓣雷达波形,发射信号恒模、对雷达系统要求更为简单、可快速构造长编码信号应用前景更加广泛。

参考文献

- [1] HE Hao, LI Jian, STOICA P. Waveform Design for Active Sensing Systems [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2012.
- [2] 刘衍琦, 金秋, 王跃飞, 等. 基于频谱恢复的 LFM CW 雷达非线性调频误差校正方法[J]. 信号处理, 2021, 37(5): 700-711.
LIU Yanqi, JIN Qiu, WANG Yuefei, et al. Nonlinear frequency modulation error correction method of LFM CW radar based on spectrum recovery[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(5): 700-711. (in Chinese)
- [3] LI Yongzhe, 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.
- [4] 张霄霄, 梁兴东, 王杰, 等. 融合失配处理和 LMS 滤波的雷达通信一体化 OFDM 信号距离旁瓣抑制技术[J]. 信号处理, 2021, 37(9): 1727-1738.
ZHANG Xiaoxiao, LIANG Xingdong, WANG Jie, et al. Range sidelobe suppression using mismatching and LMS adaptive filter for radar communication integrated OFDM signal [J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(9): 1727-1738. (in Chinese)
- [5] SONG Junxiao, BABU P, PALOMAR D P. Optimization methods for designing sequences with low autocorrelation sidelobes [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(15): 3998-4009.
- [6] STOICA P, HE Hao, LI Jian. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(4): 1415-1425.
- [7] 周凯, 李德鑫, 粟毅, 等. 雷达脉冲压缩低旁瓣发射波形和非匹配滤波联合设计方法[J]. 电子学报, 2021, 49(9): 1701-1707.
ZHOU Kai, LI Dexin, SU Yi, et al. Joint design of transmitted waveform and mismatched filter suppressing radar pulse compression sidelobe level [J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(9): 1701-1707. (in Chinese)
- [8] 胡亮兵. MIMO 雷达波形设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
HU Liangbing. Waveform design for MIMO radar [D]. Xi'an: Xidian University, 2010. (in Chinese)
- [9] ZHOU Kai, LI Dexin, SU Yi, et al. Joint design of transmit waveform and mismatch filter in the presence of interrupted sampling repeater jamming [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1610-1614.
- [10] 张建中, 穆贺强, 文树梁, 等. 基于 LFM 分段脉冲压缩的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(7): 1712-1720.
ZHANG Jianzhong, MU Heqiang, WEN Shuliang, et al. Anti-intermittent sampling repeater jamming method based on LFM segmented pulse compression [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(7): 1712-1720. (in Chinese)
- [11] YU Tao, ADHIKARY A R, WANG Yanyan, et al. New class of optimal Z-complementary code sets [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 1477-1481.
- [12] XIE Chunlei, SUN Yu, MING Yang. Constructions of optimal binary Z-complementary sequence sets with large

- zero correlation zone [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28: 1694-1698.
- [13] 朱家华. 雷达目标检测互补波形设计研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2018.
ZHU Jiahua. Research of complementary waveforms design for radar target detection [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2018. (in Chinese)
- [14] LI Zheng, XIA Xianggen. A simple alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(11): 804-807.
- [15] HOWARD S D, CALDERBANK A R, MORAN W. A simple signal processing architecture for instantaneous radar polarimetry [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(4): 1282-1289.
- [16] SEARLE S, HOWARD S, MORAN B. The use of complementary sets in MIMO radar[C]//2008 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA. IEEE, 2008: 510-514.
- [17] SELEYM A. Complementary phase coded LFM waveform for SAR[C]//2016 Integrated Communications Navigation and Surveillance (ICNS). Herndon, VA, USA. IEEE, 2016: 4C3-1.
- [18] 刘勇, 李永祯, 王雪松, 等. 基于正交互补序列的瞬时极化测量编码波形设计[J]. 信号处理, 2009, 25(9): 1353-1359.
LIU Yong, LI Yongzhen, WANG Xuesong, et al. The coding waveform design for instantaneous polarization measurement based on orthogonal complementary sequences [J]. Signal Processing, 2009, 25(9): 1353-1359. (in Chinese)
- [19] 曲海山. 互补码设计及其在地波雷达中的应用[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
QU Haishan. The design of complementary codes and its application in surface wave radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2010. (in Chinese)
- [20] WANG Fulai, LI Nanjun, PANG Chen, et al. Complementary sequences and receiving filters design for suppressing interrupted sampling repeater jamming [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19: 1-5.
- [21] WANG Fulai, PANG Chen, WU Hao, et al. Designing constant modulus complete complementary sequence with high Doppler tolerance for simultaneous polarimetric radar [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(12): 1837-1841.
- [22] 王福来, 庞晨, 殷加鹏, 等. 一种多普勒容忍的抗间歇采样转发干扰恒模互补波形和接收滤波器联合设计方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 278-288.

WANG Fulai, PANG Chen, YIN Jiapeng, et al. Joint design of Doppler-tolerant complementary sequences and receiving filters against interrupted sampling repeater jamming [J]. Journal of Radars, 2022, 11(2): 278-288. (in Chinese)

- [23] 孙进平, 刘天趣, 胡卫东. MIMO 雷达相位编码波形集相关函数下界综述[J]. 信号处理, 2022, 38(5): 1098-1110.

SUN Jinping, LIU Tianqu, HU Weidong. Review of lower bounds on the correlation functions of MIMO radar phase coded waveform set [J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(5): 1098-1110. (in Chinese)

作者简介



唐泽家 男, 1994年生, 湖南永州人。国防科技大学电子科学学院博士研究生, 主要研究方向为雷达波形设计、非合作双基地雷达。

E-mail: zejiatang@163.com



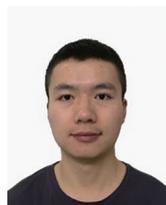
鲍庆龙(通讯作者) 男, 1981年生, 吉林河口人。博士, 国防科技大学电子科学学院研究员, 主要研究方向为雷达数据采集和信号处理。

E-mail: cbpest@163.com



戴华骅 男, 1990年生, 江西庐山人。国防科技大学电子科学学院博士研究生, 主要研究方向为雷达目标跟踪、雷达组网技术。

E-mail: ren4ma4@163.com



潘嘉蒙 男, 1992年生, 江西九江人。博士, 国防科技大学电子科学学院讲师, 主要研究方向为雷达系统设计、雷达信号处理。

E-mail: panjiameng@nudt.edu.cn



姜卫东 男, 1968年生, 重庆人。博士, 国防科技大学电子科学学院研究员, 主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理、雷达目标识别等。

E-mail: jwd2232@vip.163.com