

基于 Costas 编码的高性能通感一体化波形设计

张天祥^{1,2}, 高玉龙¹, 季晨星¹

(1. 哈尔滨工业大学 电子与信息学院, 哈尔滨 150001; 2. 江苏省智能电动运载装备工程研究中心, 南京 211100)

摘要: 针对 Costas 差分相移键控(DPSK)一体化波形通信速率和频谱效率低的问题, 提出了一种基于 Costas 编码的高性能一体化波形设计方法。该方法通过相移键控(PSK)调制将信息嵌入 Costas 波形子脉冲之中, 同时整合 Costas 波形的时频资源, 挖掘利用雷达接收等待时间进行信息传输。仿真结果表明, 本文波形具有“图钉型”模糊函数, 相较于相同 Costas 编码长度的传统 Costas-DPSK 波形, 通信速率和频谱效率提升近一个数量级。

关键词: 通信感知一体化; 波形设计; Costas 编码; 相移键控; 通信速率; 频谱效率

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2026)03-0843-08

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20240934

Waveform design for integrated sensing and communication with high performance based on Costas encoding

ZHANG Tian-xiang^{1,2}, GAO Yu-long¹, JI Chen-xing¹

(1. School of Electronics and Information, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China; 2. Jiangsu Engineering Research Center for Intelligent Electrified Mobility, Nanjing 211100, China)

Abstract: Integrated sensing and communication has a broad application prospect, and integrated waveform design is one of its key technologies. In this paper, a new Integrated sensing and communication waveform design method based on Costas encoding is proposed for the current problem, aimed to promote the communication rate and spectral efficiency of the waveform. The waveform embeds information within the sub-pulse of Costas waveform through PSK (Phase Shift Keying) modulation, and at the same time, combines the multicarrier characteristics of Costas waveform, utilizing the waiting time of radar reception to transmit information. Simulation results show that the proposed waveform has a “thumbtack-shaped” fuzzy function, slightly improved delay resolution, the same frequency shift resolution and bit error rate as the comparison waveform, while the communication rate and spectral efficiency can be several times of the comparison waveform. The proposed waveform solves the problems of low communication rate and spectral efficiency of the current Costas-DPSK (Differential Phase Shift Keying) waveform, and it can be applied to more passive integrated sensing and communication application scenarios.

收稿日期: 2024-08-26.

基金项目: 国家自然科学基金项目(62171163); 航空科学基金项目(2024M038077001).

作者简介: 张天祥(1998-), 男, 博士研究生. 研究方向: 通信感知一体化, 智能网联汽车. E-mail: z3dian14@163.com

通信作者: 高玉龙(1978-), 男, 教授, 博士. 研究方向: 智能信号处理, 通信感知一体化. E-mail: ylgao@hit.edu.cn

Key words: integrated sensing and communication; waveform design; Costas encoding; phase shift keying (PSK); communication rate; spectral efficiency

0 引言

随着科技的发展,自动驾驶汽车^[1]、智能穿戴设备^[2]等已经成为当前的重点研究内容,这些应用的特点是,不仅需要感知周围环境,还需要传输大量数据^[3],但是传统方案的感知和通信相互分立,存在设备冗余和小型化困难的问题;另外,随着以 6G 通信为代表的未来通信技术^[4]的逐步实现,更多通信频段与雷达频段重叠,导致了严重的频谱竞争^[5],阻碍无线电技术发展。对此,一些学者开始关注对通信感知一体化的研究,期望利用该技术解决设备小型化和频谱竞争问题^[6,7]。

作为通信感知一体化的关键基础之一,解决如何设计一体化波形的问题十分重要。现阶段主要通过从时频等等多维度优化现有雷达或通信波形来设计通感一体化波形^[8],例如将常见雷达波形作为正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)通信波形的导频或载波^[9,10],对线性调频(Linear frequency modulation, LFM)波形进行信息调制^[11-13]等。已有的研究主要针对以上两类波形展开,相比之下,对基于 Costas 频率编码雷达波形的一体化波形设计的研究还不够充分。文献[14]提出了一种 Costas/PSK 复合波形,该波形通过在 Costas 编码子脉冲内进行 PSK 调制提高抗截获性能,但是不具备通信能力;文献[15]采用 Costas 编码子脉冲的初始相位承载 DPSK 信号,设计了一种 Costas-DPSK 一体化水声波形,该波形对于水下探测和通信表现良好,但是其信息传输受 Costas 码长约束,通信速率和频谱效率还存在较大改进空间。

为了设计一种更高效的通信感知一体化波形以解决以上问题,本文基于 Costas 编码提出了一种信息承载能力更强的波形设计方法。首先,将一个 Costas 编码子脉冲分为多个子段,对每个子段进行 PSK 调制,使波形嵌入更多信息,初步提高通信速率和频谱效率;同时,充分整合 Costas 频率编码波形的时频资源,在雷达脉冲等待时间利用多载波传输信息,进一步提高通信速率和频谱效率。此外,本文构建了波形模型,并对其感知性能和通信性能的关键指标进行了理论和仿真分

析。研究结果表明:所提出波形具有比传统 Costas-DPSK 波形更优的感知性能,同时可以达到更高的通信速率和频谱效率,为通信感知一体化提供了一种具有更大应用潜力的波形设计方法。

1 基于 Costas 编码的波形设计

1.1 Costas 编码雷达波形

传统 Costas 波形本质上是一种由时分的不同频率的连续波构成的跳频波形,其频率随时间按一定规律变化,变化规律由所采用的跳频码决定。采用不同跳频码的编码波形特性不同,而 Costas 码相较一般跳频码而言,其置换矩阵与自身任意方向的平移都至多只有一个非零元素重合,所以 Costas 序列构造的雷达波形的模糊函数图呈现“图钉型”,它可以同时获得较高的距离分辨率和速度分辨率^[16]。Costas 频率编码雷达脉冲波形的数学表达式为:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} u_c(t - lT_c) e^{j2\pi C_l \Delta f t}, & 0 \leq t \leq T_p \\ 0, & T_p < t \leq T_r \end{cases} \quad (1)$$

式中: L 为 Costas 码长度; T_r 为雷达的脉冲重复周期,表示发射相邻两个脉冲波形的时间间隔; T_p 为 Costas 频率编码波形的时宽; T_c 为一个编码码元对应的时宽; C_l 为第 l 个 Costas 码的码值; Δf 为频率跳变步长,一般有 $\Delta f = 1/T_c$; $u_c(t)$ 表示时宽为 T_c 的矩形脉冲信号; j 为虚数单位。

1.2 嵌入信息的雷达波形

一般而言,波形 $s(t)$ 具有优秀的感知性能,但是不具有通信功能,需要对波形进行改造以嵌入信息,采用 PSK 调制方法从而保持其恒包络特性。文献[15]通过在 Costas 频率编码波形子脉冲间进行 DPSK 调制将信息嵌入 $s(t)$,一个子脉冲仅携带一个通信码元,其通信速率受码长约束。对此,本文在子脉冲内进行 PSK 调制,使一个子脉冲可以携带 N 个通信码元,可以极大提高一体化波形的通信速率,改进后的波形表达式可写为:

$$x(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} u_s(t - lT_c - nT_s) e^{j2\pi C_l \Delta f t} e^{j\varphi_{l,n}}, & 0 \leq t \leq T_p \\ 0, & T_p < t \leq T_r \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\varphi_{l,n}$ 为第 l 个子脉冲内嵌入的第 n 个通信符号的信息相位; T_s 为通信码元时宽; $u_s(t)$ 表示时宽为 T_s 的矩形脉冲信号。

此时,改进后波形的信息承载能力相比于 Costas-DPSK 波形提高了 N 倍,但是波形 $x(t)$ 的通信信息随雷达脉冲同时发送,在脉冲雷达的回波等待时间内,通信一直处于中断状态,所以难以达到一般通信场景下的通信速率要求。为了解决这个问题,本文充分整合利用 Costas 频率编码波形的时频资源,在雷达脉冲等待时间内构建了多载波通信波形 $y(t)$,该波形第 i 个符号波形可描述为:

$$y_i(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} a_{i,l} u_c(t) e^{j2\pi l \Delta f t} \quad (3)$$

式中: $a_{i,l}$ 为第 i 个符号的第 l 个子载波上承载的通信信息,需要强调 $a_{i,l}$ 与调制方式有关,不局限于 PSK 调制。值得说明的是,所构建的多载波波形 $y(t)$ 实际上是 OFDM 波形,从其波形表达式可以证明这一点。

1.3 高性能通感一体化波形

联合式(2)(3),则本文提出的优化的一体化波形的表达式可写为:

$$w(t) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} u_s(t - lT_c - nT_s) e^{j2\pi C_l \Delta f t} e^{j\varphi_{l,n}}, & 0 \leq t \leq T_p \\ \frac{\alpha}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} a_{i,l} u_c(t - iT_c) e^{j2\pi l \Delta f t}, & T_p < t \leq T_r \end{cases} \quad (4)$$

式中: α 为波形幅值系数,表示 $y_i(t)$ 相对于 $x(t)$ 的波形幅度比。由于雷达接收功率与目标距离的四次幂倒数相关,而通信接收功率近似正比于目标距离的平方倒数,因此,一般来说,较小的 α 取值即可满足一体化系统对同一目标的感知和通信。 I 的计算关系为 $I = T_r/T_p - L$,表示雷达等待时间内发射的 OFDM 符号数。

以码长 L 为 5 的 Costas 码序列 $\{2, 1, 5, 3, 4\}$ 为例,调制方式为二进制 PSK(Binary phase shift keying, BPSK)调制,假设子脉冲内嵌入通信码元数 N 为 4,此时从图 1 可清晰地观察到所提出波形的具体结构。实际应用中,增大 L 可以获得更大的时宽带宽积,有利于提高波形分辨率并降低旁瓣,但是会增大探测的盲距离。较大的 N 有利于提高通信速率,但是单个码元能量随着 N 的增

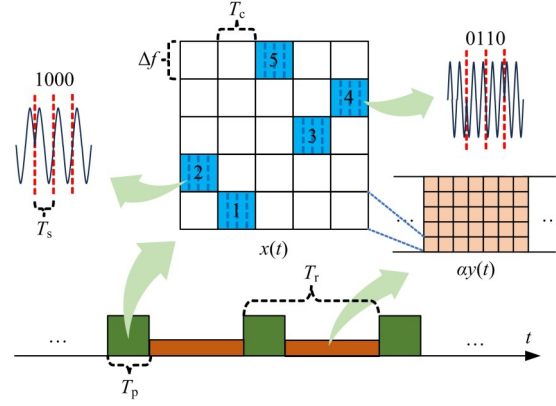


图1 本文一体化波形结构

Fig. 1 Structure of proposed integrated waveform

大而降低,会导致误码率性能下降。因此,参数 L 和 N 的选取应充分考虑所提出波形的应用场景和性能要求。

2 基于 Costas 编码的一体化波形性能分析

2.1 雷达接收性能评价

2.1.1 雷达回波

雷达波形发射时不携带任何目标信息,如距离、多普勒频移、角度和形状等,雷达信号照射到目标后,目标特性会调制雷达波形,载有目标信息的回波被雷达接收后,经过处理后才能获得目标信息。对于一个距离为 d 的点目标,雷达从发射信号开始到接收回波结束的时延近似为 $\tau_d = 2d/c$,其中认为雷达信号传播速度与自由空间光速 c 相同。当目标以径向速度 v 相对雷达运动时,由于多普勒效应的影响,回波会产生大小为 $f_d = 2v/\lambda$ 的多普勒频移,其中 λ 为雷达信号的波长。一体化波形 $w(t)$ 的回波信号的基带数学表达式为:

$$r(t - \tau_d, f_d) = w(t - \tau_d) e^{j2\pi f_d t} = x(t - \tau_d) e^{j2\pi f_d t} + \alpha y(t - \tau_d) e^{j2\pi f_d t} \quad (5)$$

2.1.2 匹配滤波

通常雷达回波都相当微弱,往往被噪声所淹没,依据雷达最佳接收理论,通过匹配接收可以实现最大信噪比,从而在噪声中提取回波。同时,匹配滤波器可以实现脉冲压缩,有利于雷达区分相近目标。匹配接收通过匹配滤波器实现,本文用于接收回波 $r(t - \tau_d, f_d)$ 的滤波器的表达式为:

$$h(t) = x^*(-t) \quad (6)$$

该滤波器是 $x(t)$ 项的匹配滤波器,回波通过

匹配滤波器后,式(5)右端第一项输出用于处理以获取目标信息,第二项为干扰项,但是由于第二项与滤波器不匹配,因此该项被过滤,不影响波形的感知能力。

2.1.3 模糊函数

当两个目标距离很近时,回波经过匹配滤波器的输出只有一个波峰,雷达无法分辨出是两个目标,常用模糊函数 $|\chi(\tau_d, f_d)|$ 描述雷达波形对目标的区分能力,模糊函数随 τ_d 和 f_d 下降越快,则该波形对目标的区分越好。模糊函数有多种定义,从信号接收的角度来说,模糊函数是不同时延和频移回波通过匹配滤波器的响应全景图,由此可定义模糊函数为:

$$|\chi(\tau_d, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(t - \tau_d) e^{j2\pi f_d t} dt \right| \quad (7)$$

不同于传统雷达波形,嵌入的通信信息使每次发射波形各不相同,因此一体化波形采用平均模糊函数 $E[|\chi(\tau_d, f_d)|]$ 评价其对目标的区分能力更为合适,通常除以 $E[|\chi(0, 0)|]$ 以归一化平均模糊函数。

2.1.4 分辨率

时延分辨率定义为模糊函数在零多普勒频移剖面 $|\chi(\tau_d, 0)|$ 主瓣下降 3 dB 的宽度,用于表征波形对目标的最小可分辨距离;频移分辨率定义为模糊函数在零时延剖面 $|\chi(0, f_d)|$ 主瓣下降 3 dB 的宽度,用于表征波形对目标的最小可分辨径向速度。

2.2 通信接收性能评价

2.2.1 接收信号模型

相较于雷达波形,通信波形本身携带信息,且只进行单程传播,不接收信号回波。通信接收机接收到的一体化波形可以表示为:

$$g(t) = Hw(t) + n(t) = \begin{cases} Hx(t) + n(t), & 0 \leq t \leq T_p \\ Hy(t) + n(t), & T_p < t \leq T_r \end{cases} \quad (8)$$

式中: H 为信号传播过程中的信道增益; $n(t)$ 为高斯白噪声。

衡量通信波形性能的常用指标有误码率、通信速率和频谱效率,其中误码率 P_e 为单位传输时间内错误码元数与总传输码元数的比率;通信速率 R_b 表示系统在单位时间内传输的信息量,波形携带信息的能力越强,通信速率越大,其单位为

bit/s;频谱效率表示单位带宽内可以传输的最大数据量,频谱效率越高,资源利用越充分,其单位为 $(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$ 。

2.2.2 通信速率

接收信号 $g(t)$ 在 $0 \leq t \leq T_p$ 部分是嵌入信息的雷达波形,其通信率可以写为:

$$R_1 = \frac{\epsilon \log_2 M}{T_s} = \epsilon N \Delta f \log_2 M \quad (9)$$

式中: ϵ 为占空比,占空比与波形参数的关系为 $\epsilon = T_p/T_r$; M 为 PSK 调制阶数。

接收信号 $g(t)$ 在 $T_p < t \leq T_r$ 部分为 OFDM 波形,采用 M 阶 PSK 调制时的通信速率为:

$$R_2 = \frac{(1 - \epsilon)L \log_2 M}{T_c} = (1 - \epsilon)L \Delta f \log_2 M \quad (10)$$

综合式(9)(10)可得,文中提出的通信感知一体化波形的总通信速率为:

$$R_b = R_1 + R_2 = [\epsilon N + (1 - \epsilon)L] \Delta f \log_2 M \quad (11)$$

2.2.3 频谱效率

通信速率指标可以清晰地体现波形传输信息的能力,但是无法帮助评价波形传输信息的效率,这个性能通过频谱效率衡量。

分析提出波形的频谱效率之前,要获得波形带宽,接收信号 $g(t)$ 在 $0 \leq t \leq T_p$ 部分的带宽为:

$$B_1 = (L - 1)\Delta f + \frac{2}{T_c} = (L + 2N - 1)\Delta f \quad (12)$$

接收信号 $g(t)$ 在 $T_p < t \leq T_r$ 部分的带宽为:

$$B_2 = (L + 1)\Delta f \quad (13)$$

由于两部分波形通过时分共享同一频段,所以联合式(12)(13)可得,提出的通信感知一体化波形总带宽为:

$$B = \max\{B_1, B_2\} = (L + 2N - 1)\Delta f \quad (14)$$

一般情况下取 $L \gg N$,此时波形带宽几乎没有扩展。将式(14)代入频谱效率定义,可得所提出的通信感知一体化波形的频谱效率为:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\epsilon N + (1 - \epsilon)L}{L + 2N - 1} \log_2 M \quad (15)$$

Costas-DPSK 波形的通信速率和带宽可分别由 $N = 1$ 时的式(9)和式(12)描述,则该波形的频谱效率可写为:

$$\eta = \frac{\epsilon}{L + 1} \log_2 M \quad (16)$$

由式(15)(16)的频谱效率表达式可知,在各

种波形参数下,本文所提出波形的频谱效率都优于 Costas-DPSK 波形的频谱效率。

2.2.4 误码率

通信感知一体化波形的另一个重要指标是误码率。一般 PSK 通信波形的误码率和信噪比关系可写为:

$$P_e \approx 2Q\left(\sqrt{2r} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (17)$$

式中:函数 $Q(\cdot)$ 为标准正态分布的互补累计分布函数^[17]。

Costas-DPSK 波形采用 DPSK 调制,该调制方式作为 PSK 调制的一类,其理论误码率与一般 PSK 通信波形理论误码率相同。对于本文所提出波形,可以分为两部分讨论,接收信号 $g(t)$ 在 $0 \leq t \leq T_p$ 的部分可以看作是 PSK 调制的跳频波形,其理论误码率即一般 PSK 通信波形误码率;接收信号 $g(t)$ 在 $T_p < t \leq T_r$ 的部分本质上是 OFDM 波形,而 OFDM 波形的误码率与子载波调制方式有关,在调制方式为 PSK 调制的情况下,这部分波形的误码率可由一般 PSK 通信波形误码率表示。

由以上分析可知,当信噪比相同时,在信噪比相同的条件下,所提出波形与 Costas-DFPSK 波形,具有相同的误码率性能,两者均可由式(17)描述。

3 一体化波形仿真分析

本节通过数值仿真结果对提出波形的性能进行对比分析,具体仿真参数设置如表1所示。

仿真过程中,波形调制方式为 BPSK 调制,此时信息相位 $\varphi_{i,n}$ 取值范围为 $\{0, \pi\}$,信息符号 $a_{i,l}$ 取

值范围为 $\{-1, 1\}$ 。

3.1 感知性能仿真分析

图2和图3分别为 Costas-DPSK 波形和本文波形的归一化平均模糊函数图,从图中可以观察到,模糊函数中心峰为理想的“图钉型”结构,该结构波形无时延-多普勒耦合,可以同时达到较高的时延分辨率和频移分辨率。此外,从图中还可以观察到对比波形的主瓣周围存在较高副瓣,而提出波形主峰周围副瓣较低,主瓣以外较平坦。

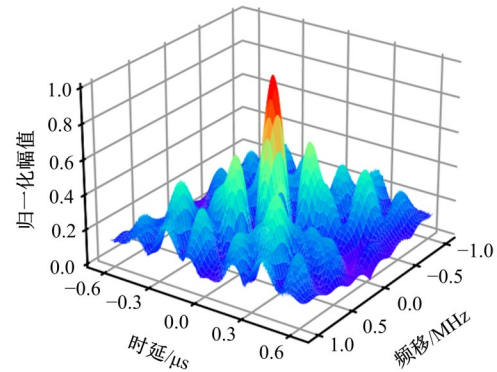


图2 Costas-DPSK 波形模糊函数

Fig. 2 Fuzzy function of Costas-DPSK waveform

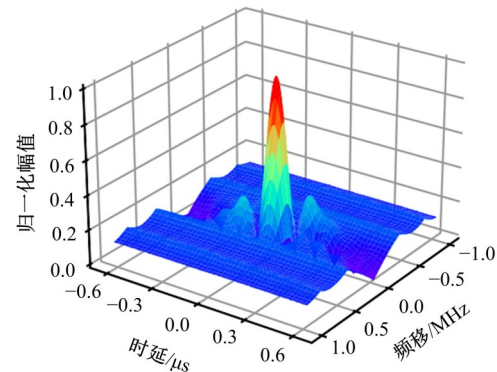


图3 本文波形模糊函数

Fig. 3 Proposed fuzzy function of waveform

图4为平均模糊函数零多普勒频移剖面的时延模糊函数曲线图。由图4可知, Costas-DPSK 波形的时延分辨率约 $0.225 \mu\text{s}$, 最大旁瓣水平为 -7.4 dB , 而本文波形的时延分辨率约 $0.166 \mu\text{s}$, 最大旁瓣水平为 -7.75 dB 。图5为平均模糊函数零时延剖面的频移模糊函数曲线, 从图中可以观察到, Costas-DPSK 波形和本文所提出波形的频移模糊曲线基本重合, 其频移分辨率为 0.23 MHz , 最大旁瓣水平约 -6.6 dB , 两者就有相同的频移分辨率。由此证明, 本文波形的时延分辨率和旁瓣水平均优于对比波形。实际应用中, 可

表1 参数设置表

Table 1 Parameters setting

仿真参数	参数值
$\{C_l\}$	$\{2, 1, 5, 3, 4\}$
L	5
M	2
$\Delta f/\text{MHz}$	1
$T_s/\mu\text{s}$	0.25
$T_c/\mu\text{s}$	1
T_p	LT_c
T_r	T_c/ϵ
N	T_q/T_s
α	1

通过选择波形参数,例如 Costas 码序列长度、脉冲时宽、子脉冲内嵌入符号数等,满足不同场景对波形时延分辨率和频移分辨率的要求。

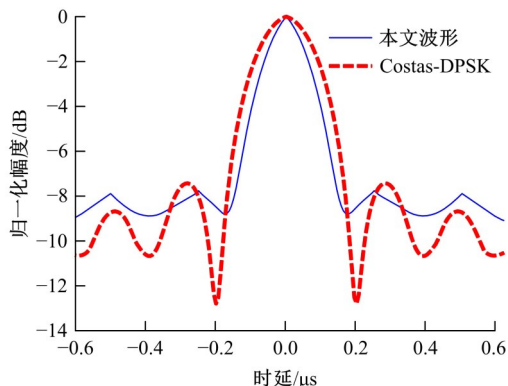


图 4 零频移模糊函数剖面图

Fig. 4 Profile of ambiguity function with non-doppler shift

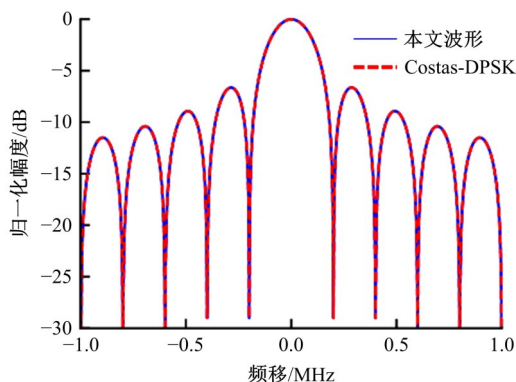


图 5 零时延模糊函数剖面图

Fig. 5 Profile of ambiguity function without delay

图 6 为本文波形的相关特性曲线,其中自相关指的是所提出波形中 $x(t)$ 的平均自相关,而互相关指的是本文波形中 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的平均互相关。由图 6 可知,自相关曲线存在明显相关峰,其

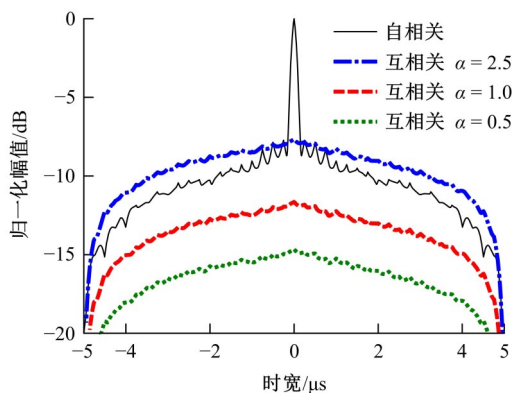


图 6 本文波形相关特性

Fig. 6 Correlation characteristics of proposed waveform

旁瓣水平为 -7.48 dB,而互相关曲线较为平坦,没有明显互相关峰出现。当 α 为 0.5 时,波形互相关水平为 -14.66 dB;当 α 为 1 时,波形互相关水平为 -11.64 dB;甚至当 α 取值大于 1 达到 2.5 时,其互相关水平为 -7.67 dB,依旧不超过自相关旁瓣。以上分析证明,本文波形具有良好的相关特性, $y(t)$ 带来的干扰不影响一体化波形感知能力。

3.2 通信性能仿真分析

通信性能方面,首先研究了误码率和信噪比之间的关系,如图 7 所示。从图 7 中可以观察到,随着信噪比增大误码率持续下降,本文波形和 Costas-DPSK 波形的误码率曲线与理论通信误码率曲线基本重合,证明所提出波形误码率性能与传统波形误码率性能相同。当噪声大小已知时,根据通信目标距离和其他信道增益情况确定系统发射功率,通过调节 α 灵活设计波形,保证功耗最低的同时,达到系统误码率对信噪比的要求。

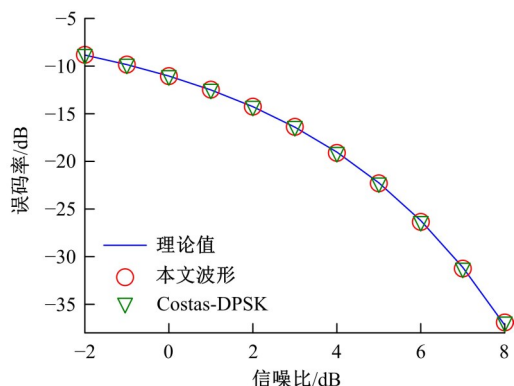


图 7 误码率与信噪比关系

Fig. 7 Relationship between bit error rate and signal to noise ratio

图 8 为有关通信速率的仿真结果。由图 8 可得, Costas-DPSK 波形通信速率在占空比不变时,通信速率不随 Costas 码长的增加而变化;而当码长一定时,通信速率随着占空比的增大而增大。具体的,当 $\epsilon = 0.2$ 时,通信速率为 0.2 Mbit/s,当 $\epsilon = 0.5$ 时,通信速率为 0.5 Mbit/s,当占空比 $\epsilon = 1$ 时,波形为连续脉冲波,通信速率达到最大为 1 Mbit/s。对于所提出波形,当 $\epsilon = 1$ 时,达到通信速率最小值 4 Mbit/s,且 Costas 码长变化时保持恒定;而在 ϵ 为 0.5 和 0.2 的情况下,其通信速率随码长 L 的增加不断增大。此外,当码长一定时,本文波形通信速率随着占空比的减小而

不断增大。以上分析表明,本文波形的通信速率远大于对比波形通信速率。

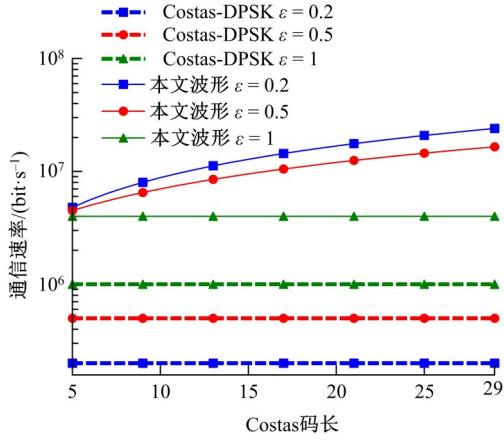


图8 通信速率与 Costas 码长关系

Fig. 8 Relationship between communication rate and length of Costas code

图9探究了本文波形的频谱效率与 Costas 码长关系。在相同占空比下, Costas-DPSK 波形频谱效率曲线随码长 L 增加呈不断下降趋势;当码长一定时,波形频谱效率随占空比 ϵ 增大而增大。例如,在码长为5的情况下,当 $\epsilon = 0.2$ 时,频谱效率为 $0.033 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$;当 $\epsilon = 0.5$ 时,频谱效率为 $0.084 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$;而在 $\epsilon = 1$ 的情况下,频谱效率有最大值为 $0.167 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}/\text{Hz}$ 。对于本文所提出波形,其频谱效率在占空比 ϵ 接近1时随码长的增加而减小,在占空比 ϵ 接近0时随码长的增加而增加,具体的关系可通过理论频谱效率表达式分析。首先,将式(15)改写成:

$$\eta = \left[(1 - \epsilon) + \frac{(3\epsilon - 2)N + (1 - \epsilon)}{L + 2N - 1} \right] \log_2 M \quad (18)$$

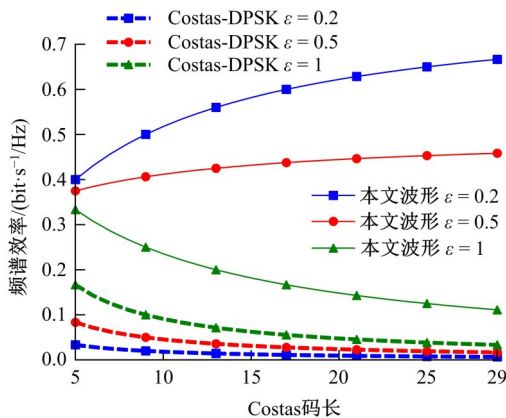


图9 频谱效率与 Costas 码长关系

Fig. 9 Relationship between spectral efficiency and length of Costas code

然后,令式(18)中分式项的分子为零,可得 ϵ 和 N 的关系为:

$$\epsilon = \frac{1}{3} \left(2 - \frac{1}{3N - 1} \right) \quad (19)$$

将当前仿真条件下的 N 值代入,可得 $\epsilon = 0.636$,此时本文波形的频谱效率不随码长变化而变化;当 $\epsilon > 0.636$ 时,其频谱效率随码长增加而减小,反之,随码长增加而增大。而在本文波形码长一定时,其频谱效率随 ϵ 增大而减小。具体来说,在码长为5的情况下,当 $\epsilon = 0.2$ 时,频谱效率为 $0.4(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$,约为对比波形的12倍;当 $\epsilon = 0.5$ 时,频谱效率为 $0.37(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$,约为对比波形的4.4倍;当 $\epsilon = 1$ 时,频谱效率为 $0.33(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$,约为对比波形的2倍。综上所述,相较 Costas-DPSK 波形的频谱效率,本文波形的频谱效率最大可以提升一个数量级,远高于基准波形。

4 结束语

本文提出了一种新的基于 Costas 频率编码的一体化波形,该波形具有“图钉型”的模糊函数图,其分辨率和旁瓣水平优于现有 Costas-DPSK 一体化波形。同时,其误码率性能和 Costas-DPSK 波形的误码率性能相同,与理论 PSK 通信误码率性能一致。所提出波形通信速率不受限于 Costas 编码长度,即使采用较短的 Costas 码,其通信速率依然可以达到基准波形的 N 倍。相同参数条件下, Costas-DPSK 波形最大频谱效率为 $0.167(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$,而本文波形的频谱效率大于 $0.65(\text{bit} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$ 。本文所设计的通信感知一体化波形解决了现有 Costas-DPSK 一体化波形通信速率和频谱效率较低的问题,优化了波形的信息承载能力,为通信感知一体化提供了一种具有更大应用潜力的波形设计方法。

参考文献:

- [1] Mahipathi A C, Pardhasaradhi B, Lingadevaru P, et al. A survey on waveform design for radar-communication convergence[J]. IEEE Access, 2024, 12: 75442-75461.
- [2] Li A, Bodanese E, Poslad S, et al. An integrated sensing and communication system for fall detection and recognition using ultrawideband signals[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(1): 1509-1521.

- [3] Liu F, Cui Y, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728-1767.
- [4] 张若愚, 袁伟杰, 崔原豪, 等. 面向6G的大规模MIMO通信感知一体化:现状与展望[J]. *移动通信*, 2022, 46(6): 17-23.
- Zhang Ruo-yu, Yuan Wei-jie, Cui Yuan-hao, et al. Integrated sensing and communications with massive MIMO for 6G: status and prospect[J]. *Mobile Communications*, 2022, 46(6): 17-23.
- [5] 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.
- Liu Fan, Yuan Wei-jie, Yuan Jin-hong, et al. Radar-communication spectrum sharing and integration: overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467-484.
- [6] Zhang J, Liu F, Masouros C, et al. An overview of signal processing techniques for joint communication and radar sensing[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. 2021, 15(6): 1295-1315.
- [7] Liu F, Masouros C, Petropulu A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3834-3862.
- [8] 吕明, 陈昊, 丰光银, 等. 面向通信感知一体化的信号波形设计综述[J]. *无线电通信技术*, 2024, 50(3): 469-483.
- Lü Ming, Chen Hao, Feng Guang-yin, et al. Survey on integrated sensing and communication waveform design[J]. *Radio Communication Technology*, 2024, 50(3): 469-483.
- [9] 李振华, 姜雪, 朱炳祺. 基于导频的OFDM雷达通信一体化波形设计[J]. *制导与引信*, 2023, 44(3): 1-7.
- Li Zhen-hua, Jiang Xue, Zhu Bing-qi. OFDM integrated waveform design for radar and communication based on pilot[J]. *Guidance & Fuze*, 2023, 44(3): 1-7.
- [10] 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]. 2021, 10(3): 453-466.
- Zhao Yu-zhen, Chen Long-yong, Zhang Fu-bo, 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.
- [11] Nowak M J, Wicks M, Zhang Z, et al. Co-designed radar-communication using linear frequency modulation waveform[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2016, 31(10): 28-35.
- [12] 曾浩, 吉利霞, 李凤, 等. 16QAM-LFM雷达通信一体化信号设计[J]. *通信学报*, 2020, 41(3): 182-189.
- Zeng Hao, Ji Li-xia, Li Feng, et al. 16QAM-LFM waveform design for integrated radar and communication[J]. *Journal on Communications*, 2020, 41(3): 182-189.
- [13] Lyu Z, Zhang L, Zhang H, et al. Radar-centric photonic terahertz integrated sensing and communication system based on LFM-PSK waveform[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(11): 5019-5027.
- [14] Yang H, Chen J. Design of Costas/PSK continuous wave LPI radar signal[J]. *International Journal of Electronics*, 2016, 104(3): 404-415.
- [15] 刘罡, 李永胜, 石磊, 等. 基于Costas-DPSK编码的水下探测通信一体化波形[J]. *舰船科学技术*, 2024, 46(16): 125-129.
- Liu Gang, Li Yong-sheng, Shi Lei, et al. A waveform for underwater detection and communication integration based on Costas-DPSK[J]. *Ship Science and Technology*, 2024, 46(16): 125-129.
- [16] 付银娟, 李勇, 徐丽琴, 等. NLFM-Costas射频隐身雷达信号设计及分析[J]. *吉林大学学报:工学版*, 2019, 49(3): 994-999.
- Fu Yin-juan, Li Yong, Xu Li-qin, et al. Design and analysis of NLFM-Costas RF stealth radar signal[J]. *Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition)*, 2019, 49(3): 994-999.
- [17] Xiao Z, Zeng Y. Waveform design and performance analysis for full-duplex integrated sensing and communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1823-1837.