

# 基于串行时分 CC-CDMA 的雷达通信一体化

李玉博<sup>1,2</sup>, 崔健<sup>1,2</sup>, 冯俊超<sup>1,2</sup>, 陈晓玉<sup>1,2</sup>

(1. 燕山大学信息科学与工程学院, 河北 秦皇岛 066000; 2. 河北省信息传输与信号处理重点实验室, 河北 秦皇岛 066000)

**摘要:** 为了提升目标检测性能, 解决多目标和多用户之间的自干扰和互干扰问题, 基于串行时分互补码-码分多址 (CC-CDMA) 技术提出一种雷达通信一体化系统。首先, 借用码分复用机理在发射端通过广义普洛黑-修-莫尔斯 (GPTM) 序列调整互补码中不同子序列对不同时间片上信号的扩频顺序, 生成雷达通信一体化信号。其次, 雷达接收端通过 2 次处理, 利用逐点最小化方法将处理结果进行融合, 提升雷达子系统的目标检测能力。最后, 在通信接收端使用对应发射端扩频顺序的子序列对接收到的信号进行解扩, 通过交织编码和汉明编码进一步降低误码率。仿真结果表明, 与其他雷达通信一体化系统相比, 所提系统具有更低的误码率、更高的多普勒分辨率和更好的旁瓣抑制性能。

**关键词:** 雷达通信一体化; 码分复用; 串行时分; 扩频; 广义普洛黑-修-莫尔斯序列

中图分类号: TN957.51

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023183

## Dual functional radar communication based on serial time division CC-CDMA

LI Yubo<sup>1,2</sup>, CUI Jian<sup>1,2</sup>, FENG Junchao<sup>1,2</sup>, CHEN Xiaoyu<sup>1,2</sup>

1. School of Information Science and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066000, China

2. Hebei Key Laboratory of Information Transmission and Signal Processing, Qinhuangdao 066000, China

**Abstract:** In order to improve the performance of target detection and solve the problem of self-interference and mutual interference between multiple targets and multiple users, a radar communication integration system based on serial time division CC-CDMA was proposed. Firstly, the code division multiplexing mechanism was used to adjust the spread spectrum sequence of different subcodes in the complementary code to the signals on different time slices at the transmitter through the generalized PTM sequence to generate the integrated signal of radar communication. Secondly, the receiving end of the radar processed the data twice, and the point-by-point minimization method was used to fuse the processing results to improve the target detection capability of the radar subsystem. Lastly, at the receiving end of communication, the subcodes corresponding to the spread spectrum sequence at the transmitting end were used to de-amplify the received signals, and the bit error ratio was further reduced by interleaved coding and Hamming coding. Simulation results show that compared with other radar communication integration systems, the proposed system has lower bit error rate, higher Doppler resolution and better side lobe suppression performance.

**Keywords:** dual functional radar communication, code division multiplexing, serial time, spread spectrum, GPTM sequence

收稿日期: 2023-06-02; 修回日期: 2023-09-05

通信作者: 崔健, wajx1@stumail.yzu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62241110); 河北省高等学校科学研究重点基金资助项目 (No.ZD2021105); 河北省重点实验室基金资助项目 (No.202250701010046); 河北省自然科学基金资助项目 (No.F2021203078)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62241110), The Science and Technology Project of Hebei Education Department (No.ZD2021105), Hebei Key Laboratory Project (No.202250701010046), The Natural Science Foundation of Hebei Province (No.F2021203078)

## 0 引言

随着 5G 和毫米波雷达技术的发展, 雷达和通信系统趋于使用相同的频段, 这将导致 2 个系统之间相互干扰<sup>[1]</sup>。此外, 随着雷达和通信系统对频谱资源的需求不断增加, 频谱资源的短缺问题日益严重<sup>[2]</sup>。为了解决这些问题, 雷达通信一体化 (DFRC, dual functional radar communication) 系统被提出, 该系统可以缓解雷达与通信之间的干扰, 提高频谱资源的效率<sup>[3]</sup>。通常, DFRC 系统可以分为 2 种类型<sup>[4]</sup>。一种被称为共存雷达通信一体化系统, 其中雷达和通信被视为 2 个独立的个体, 旨在最大限度地减少雷达和通信子系统之间的相互干扰<sup>[5]</sup>。另一种被称为共用雷达通信一体化系统, 其中发射波形被优化以同时执行雷达和通信功能<sup>[6]</sup>, 以避免雷达和通信之间的相互干扰。

DFRC 系统设计的主要挑战是如何在雷达和通信功能之间做出最佳的权衡。以此作为考虑的出发点, DFRC 系统的实现方法又分为算法优化方法和解析构造方法。近年来, 有很多通过优化算法来实现 DFRC 系统的方法。Liu 等<sup>[7]</sup>以波形的协方差矩阵与给定的多输入多输出 (MIMO) 雷达最优协方差相等为约束, 以最大化多用户信噪比的效用函数为优化准则, 建立并求解此优化问题, 提升了一体化波形的干扰抑制能力。王佳欢等<sup>[8]</sup>构建了以最小化一体化波形的加权积分旁瓣电平为优化准则, 以发射波形的能量、峰均功率比以及与通信波形之间的相位差为约束条件的优化问题, 从而实现具有多普勒容忍性的通信感知一体化波形的构造。然而上述方法实现起来复杂度较高, 还应考虑执行效率等问题, 故从另一个角度出发, 即通过解析构造方法来实现 DFRC 系统。Hassanien 等<sup>[9]</sup>设计了发射波束的旁瓣以不同的脉冲重复间隔 (PRI, pulse repetition interval) 传输通信信息, 主瓣保持不变以保证雷达性能, 但是每个 PRI 只能传送一个通信符号, 通信速率较低。Jiang 等<sup>[10]</sup>为了提高通信速率, 对传统的通信波形进行了改进, 使其同时具有雷达和通信功能。Liu 等<sup>[11]</sup>提出了基于正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 波形的 DFRC 系统, 具有相当高的通信速率。然而 OFDM 波形具有非恒定模量, 为了尽可能地探测到目标, 雷达发射机的放大器通常工作在非线性区域。当发射波形模量非恒定时, 会造成严重的失真,

降低雷达和通信性能。由此, Zeng 等<sup>[12]</sup>利用单载波波形替换 OFDM 波形来实现 DFRC 系统, 从而克服上述方法所带来的局限。但是, 上述方法中提出的 DFRC 波形均具有较高的自相关旁瓣, 如果自相关旁瓣较高, 则接收端处雷达截面面积小的目标回波可能被雷达截面面积大的目标旁瓣淹没。Tang 等<sup>[13]</sup>为了提升雷达接收端的旁瓣抑制水平, 在码域上用  $m$  序列对雷达通信一体化信号进行扩频, 通过峰值旁瓣比 (PSLR, peak side lobe ratio) 优化方法以很小的通信速率损失为代价对信号旁瓣进行了有效的抑制。然而这种方法中通信数据的随机性会干扰雷达的检测功能, Ma 等<sup>[14]</sup>使用 Gold 码作为扩频序列, 设计了雷达通信一体化信号。将积分信号的分析转化为伪随机序列的性能分析, 指出了扩频码与通信数据的相关性对模糊函数的旁瓣值具有一定的影响。上述方法并未应用于实际场景中, 仅分析了在理论层面实现的可能性。Chen 等<sup>[15]</sup>提出了一种用 Wash 码作为扩频序列的码分多址 (CDMA, code division multiple access) 通信感知一体化系统, 用于 6G 机器类通信, 实现了通信的可靠性且提升了雷达探测精度。文献[13-15]主要是采用一维码作为扩频序列来设计基于 CDMA 的 DFRC 系统, 这类扩频序列自相关函数的非零旁瓣会导致严重的多径干扰 (MPI, multi path interference), 互相关函数的非零值会导致严重的多址干扰 (MAI, multiple access interference)。

为了解决一维扩频序列较差的相关性质产生的干扰问题, 赵航等<sup>[16]</sup>基于完全互补码良好的相关性建立了雷达通信一体化信号系统模型, 提出采用子码匹配滤波的方式解决回波遮掩问题。然而该方法并没有对多用户以及多目标的干扰进行进一步的分析。Sharma 等<sup>[17]</sup>基于多载波直接序列的 CDMA (MC-DS-CDMA, multicarrier direct sequence CDMA) 设计了一种通信感知一体化波形, 将带宽划分为资源块, 每个资源块由几个子载波组成, 通信和雷达用户被划分为不同的资源块。该方法可以有效地对不同用户和目标之间进行干扰管理, 对于通信用户, 可以支持不同的数据速率; 对于雷达用户, 通过选择不同的编码方式设计出来的不同波形均具有理想的模糊函数。文献[16-17]设计的一体化波形可以有效地实现雷达和通信功能, 但是并未考虑多普勒容忍性的问题。在实际应用中, 雷达探测的目标是运动的, DFRC 系统与目标之间的相对径

向速度不可忽略，其产生的多普勒效应不仅会严重影响雷达的目标检测性能，也会降低通信质量。

本文提出了基于串行时分复用 (S-TDM, serial time division multiplexing) CC-CDMA 的具有多普勒容忍性的 DFRC 系统。在雷达信号处理部分考虑了多普勒容忍性的大小对多目标检测的影响，引入了 GPTM+二项式设计方法，通过 2 次处理流程使雷达接收端的波形具有较好的多普勒容忍性。第一次处理流程得到的距离多普勒谱具有很高的多普勒分辨率。第二次处理流程能够显著地扩大目标多普勒附近的清洁区。最后，对 2 次处理得到的距离多普勒谱进行逐点最小化处理，使其在一定的多普勒频移范围内距离旁瓣较低且具有较高的多普勒分辨率，可以有效地对多目标场景进行检测。在通信信号处理部分，基于串行时分 CC-CDMA 的结构搭建起来的 DFRC 系统能够完全消除多径干扰，从而得到优越的多径分集增益。文献[16-17]都是基于并行频分复用 (P-FDM, parallel frequency division multiplexing) 的 CC-CDMA 来设计一体化波形，其性能对于多径所引起的频率选择性衰落而言是敏感的，这就会导致完全互补码给 CDMA 系统带来的无多址干扰的特性被破坏。由于单载波的结构，串行时分 CC-CDMA 的 DFRC 系统实现起来远比并行频分 CC-CDMA 的 DFRC 系统简单，且单载波的结构不会引入额外开销。在节约开销的前提下可以更有效地消除多址干扰和多径干扰。

## 1 基本概念

### 1.1 模糊函数

定义 1<sup>[18]</sup> 假设  $u(t)$  为雷达信号的复调制包络，2 个目标的回波信号分别用  $u(t, \theta_1)$ 、 $u(t, \theta_2)$  表示，两者时延相差  $\tau$ 、频率相差  $\nu$ ，模糊函数定义为

$$\chi(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{j2\pi\nu t} dt \quad (1)$$

若 2 个目标静止，那么目标之间不存在相对运动，目标与雷达之间不存在多普勒频移。则信号的距离模糊函数为

$$\chi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t - \tau)dt \quad (2)$$

若 2 个目标之间存在径向速度，那么因径向速度不同导致接收回波存在多普勒频移差。则信号的速度模糊函数为

$$\chi(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t)e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (3)$$

### 1.2 序列相关概念

定义 2<sup>[19]</sup> 令  $a = (a_0, a_1, \dots, a_{L-1})$  和  $b = (b_0, b_1, \dots, b_{L-1})$  为长度为  $L$  的  $q$  进制序列， $a$  和  $b$  之间的非周期互相关函数定义为

$$R_{a,b}(\tau) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{L-1-\tau} a_i b_{i+\tau}^*, & 0 \leq \tau < L \\ \sum_{i=0}^{L-1+\tau} a_{i-\tau} b_i^*, & -L \leq \tau < 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

其中， $b_i^*$  表示  $b_i$  的复共轭。当  $a = b$  时，称  $R_{a,b}(\tau)$  为  $a$  的非周期自相关函数，简记为  $R_a(\tau)$ 。

定义 3<sup>[20]</sup> 设  $C = \{C_0, C_1, \dots, C_{K-1}\}$  为  $K$  个矩阵的集合，每个矩阵的大小均为  $M \times L$ ， $C_i$  为

$$C_i = \begin{bmatrix} c_0^i \\ c_1^i \\ \vdots \\ c_{M-1}^i \end{bmatrix}, 0 \leq i \leq K-1 \quad (5)$$

则集合  $C$  的非周期相关函数定义为

$$R_{C_i, C_j}(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} R_{C_m^i, C_m^j}(\tau), 0 \leq i, j \leq K-1 \quad (6)$$

当  $R_{C_i, C_j}(\tau)$  满足式(7)时，集合  $C$  被称为一个完全互补码集 (CCC)，表示为 CCC-( $K, M, L$ )。

$$R_{C_i, C_j}(\tau) = \begin{cases} ML, & \tau = 0, i = j \\ 0, & \tau \neq 0, i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

其中， $K$  为 CCC 包含序列集的数量， $M$  为每一个序列集中序列的数量， $L$  为序列长度。

定义 4<sup>[21]</sup> 设  $M$  进制的广义 PTM 序列表示为  $S = (S_n)_{n \geq 0}$ ，其组成元素为  $\{0, 1, \dots, M-1\}$ ，可由以下递归表达式定义：1)  $S_0 = 0$ ；2)  $S_n = \text{mod}(t_M(n), M)$ 。

其中， $t_M(\cdot)$  函数表示将整数  $n$  的每一位数相加得到的和，如  $t_M(128) = 1 + 2 + 8 = 11$ 。长度为 64 的 4 进制广义 PTM 序列为

$$S = (0, 1, 2, 3, 1, 2, 3, 0, 2, 3, 0, 1, 3, 0, 1, 2, 1, 2, 3, 0, 2, 3, 0, 1, 3, 0, 1, 2, 0, 1, 2, 3, 1, 2, 3, 0, 3, 0, 1, 2, 0, 1, 2, 3, 1, 2, 3, 0, 2, 3, 0, 1)$$

引理 1<sup>[21]</sup> 如果使用  $M$  进制的广义 PTM 序列将非空集合  $S_p = \{0, 1, \dots, M^{P+1} - 1\}$  划分为  $M$  个子集，即

$$S_m = \{n \in S_p | s_n = m\}, m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (8)$$

则  $S_0, S_1, \dots, S_{M-1}$  满足下面 3 个性质。

- 1)  $S_p \cap S_q = \emptyset, p, q = 0, 1, \dots, M-1, p \neq q$ 。
- 2)  $\bigcup_{p=0}^{M-1} S_p = S$ 。
- 3)  $S_0 \overset{P}{=} \dots \overset{P}{=} S_{M-1}$ 。

### 1.3 串行时分 CC-CDMA 系统

在串行时分的 CC-CDMA 系统中, 采用 CCC-(K,

$M, L$ ) 作为  $K$  个用户的地址码。设分配给用户  $k$  的互补码为  $C^{(k)} = \{c_m^{(k)}\}_{m=1}^M, k \in \{1, 2, \dots, K\}$ , 其中  $c_m^{(k)} = [c_{m,1}^{(k)}, c_{m,2}^{(k)}, \dots, c_{m,L}^{(k)}]$  为第  $m$  个子码,  $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。不同子码扩频后的信号在不同的时隙中以串行的方式发送, 该系统发送一个数据块的结构<sup>[20]</sup>如图 1 所示。其中, 用户  $k$  发送的数据包含  $x$  bit, 用  $b_j^k \in \{1, -1\}$  表示,  $j \in \{1, 2, \dots, x\}$ ;  $T_c$  为一个码片持续的时间;  $T_g$  为采用不同子码扩频的数据间的保护间隔长度。

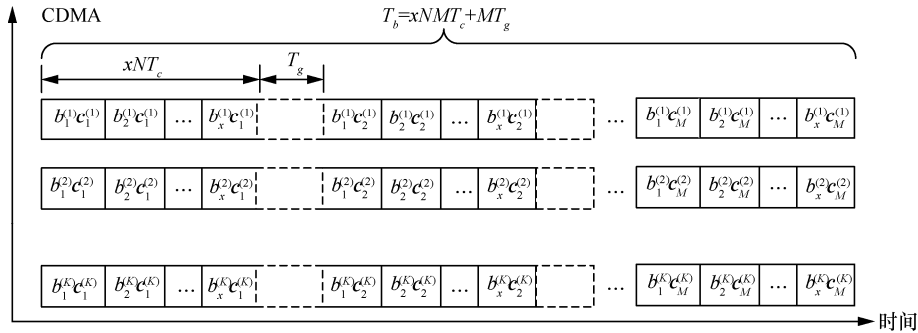


图 1 串行时分的 CC-CDMA 系统发送一个数据块的结构

保护间隔是为了防止由于多径传播或传输时延而引起相邻子码扩频信号的混合, 串行时分 CC-CDMA 系统中的保护间隔<sup>[20]</sup>如图 2 所示。其中,  $\otimes$  表示相关运算,  $\oplus$  表示相加运算。从图 2 可以看出, 如果期望信号与任何可能的干扰信号之间的相对时延  $\tau$  小于保护间隔的长度  $T_g$ , 则根据式(6)中 CCC 的理想相关特性, 进行互相关运算后将不会有残留的干扰信号。如果  $T_g < \tau$ , 则作互补相关运算后的表达式为

$$R = \sum_{m=1}^M bR(c_m, c_m; 0) + \sum_{m=1}^M b'R(c_m, c'_m; \tau) + \sum_{m=1}^M b'R(c_{m+1}, c'_m; 0) \quad (9)$$

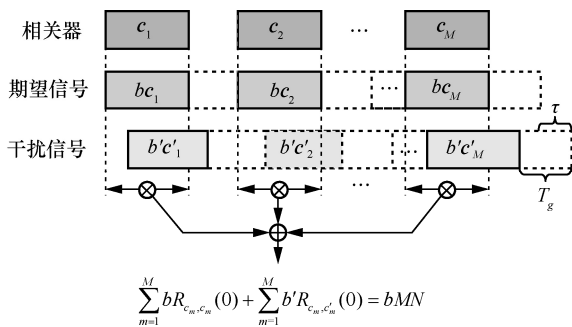


图 2 串行时分 CC-CDMA 系统中的保护间隔

由 CCC 的相关性可知, 式(9)中的前两项值分别为  $bMN$  和  $0$ , 满足其理想的相关特性。但由于

CCC 中并没有定义同一互补码中不同子码间的关系, 因此式(9)中的第三项不为零, 这就会影响系统对多径干扰和多址干扰的抵抗能力。

## 2 雷达通信一体化系统模型

### 2.1 发射端模型

基于串行时分 CC-CDMA 的雷达通信一体化系统发射端模型如图 3 所示。采用 CCC-(K, M, L) 作为  $K$  个用户的扩频码, 设用户  $k$  的通信码元表示为  $b^{(k)} = \{b_1^{(k)}, b_2^{(k)}, \dots, b_x^{(k)}\}$ ,  $b_j^{(k)} \in \{1, -1\}$ 。首先, 将用户的通信码元进行交织编码以防止突发性错误, 再通过一种线性分组码汉明码将通信码元划分为长度为  $k$  的序列段, 在每一段后面加上监督码以达到抗干扰的目的。然后, 通过广义 PTM 序列  $S = (s_0, s_1, \dots, s_M)$  来重新排列不同子码在不同时间片上对通信码元扩频的顺序。最后, 按照此顺序将扩频后的信号依次发送出来得到用户  $k$  发送的数据  $S(t)$ , 可以表示为

$$S^{(k)}(t) = \sqrt{p_k} \sum_{i=0}^{B-1} b^{(k)}(i) C^{(k)}(t - iT_b) \quad (10)$$

其中,  $p_k$  为发射功率;  $T_b = M(N T_c + T_g)$  为一个比特持续的时间;  $C^{(k)}(t)$  为用户  $k$  的扩频波形, 表示为

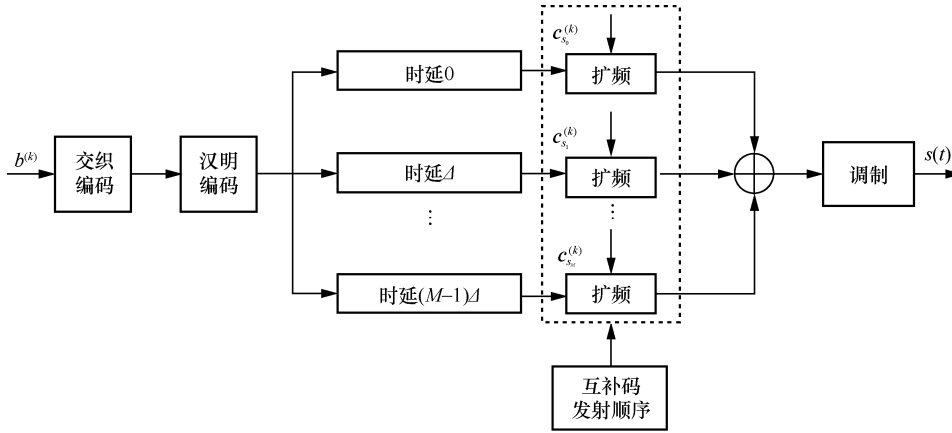


图 3 基于串行时分 CC-CDMA 的雷达通信一体化系统发射端模型

$$C^{(k)}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c_{s_m}^{(k)} q(t) \quad (11)$$

其中， $q(t)$  为码片传输脉冲波形。

### 2.2 雷达接收端模型

为了得到具有多普勒容忍性的雷达通信一体化波形，需要在雷达接收端处进行 2 次处理，处理流程如图 4 所示。第一次处理对应的发射端使用 GPTM 序列对不同子码在不同时间片上扩频的顺序重新排列，在雷达接收端先将接收信号进行解调，再从接收信号中减去通信信号实现干扰对消。然后将接收端每个时间片上得到的信号乘上全 1 的标准权重序列后进行距离多普勒处理，得到第一次处理流程下的距离多普勒谱  $\chi_{\text{GPTM}}(t, f_d)$ 。

为了方便计算，假设每个传输时间间隔下散射系数一致。在一个相干处理间隔期间，一个点目标位于某个范围单元内，则第  $m$  个时间片处的接收器输出（省略噪声）可以写为

$$D_m = (H \odot e^{jk\theta})c_m + \sum_{l \neq 0, l=1-L}^{L-1} \sum_{q=1}^{Q_l} (H_{lq} \odot e^{jk\theta_{lq}})c_m J_l \quad (12)$$

其中， $H = \text{diag}(\mathbf{a})S\text{diag}(\mathbf{b}) \in \mathbb{C}^{N \times M}$  为目标等效的散射矩阵， $S \in \mathbb{C}^{N \times M}$  为信道矩阵， $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  和  $\mathbf{b} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  为目标的位置函数，通常称为发射端和接收端的转向矢量； $\odot$  为哈达玛乘积； $\theta \in \mathbb{C}^{N \times M}$  为目标的归一化多普勒频移矩阵； $c_m$  为第  $m$  个时间片上使用的扩频码。式(12)中的第二项表示回波中包含的杂波分量，其中， $Q_l$  表示第  $l$  个相邻范围单元内的潜在散射体的数量， $H_{lq}$  和  $H$  含义相同， $\theta_{lq}$  和  $\theta$  含义相同， $J_l$  为移位矩阵。

将接收器的输出通过匹配滤波，再将多个时间片的信号积累起来可以得到

$$Y = \sum_{m=0}^{M-1} (D_m c_m^H) \odot e^{-jm\theta} = \sum_{m=0}^{M-1} [(H \odot e^{jm\theta})R^{(m)}(0)]e^{-jm\theta} + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l \neq 0, l=1-L}^{L-1} \sum_{q=1}^{Q_l} [(H_{lq} \odot e^{jm\theta_{lq}})R^{(m)}(l)] \odot e^{-jm\theta} \quad (13)$$

其中

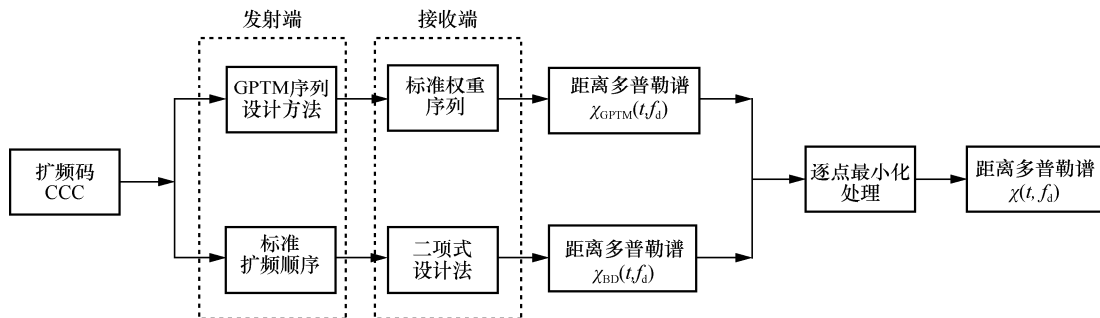


图 4 雷达信号处理流程

$$\mathbf{R}^{(m)}(l) = \mathbf{c}_m \mathbf{J}_l \mathbf{c}_m^H = \begin{bmatrix} R_{0,0}^k(l) & R_{0,1}^k(l) & \cdots & R_{0,M-1}^k(l) \\ R_{1,0}^k(l) & R_{1,1}^k(l) & \cdots & R_{1,M-1}^k(l) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{M-1,0}^k(l) & R_{M-1,1}^k(l) & \cdots & R_{M-1,M-1}^k(l) \end{bmatrix} \quad (14)$$

为了便于后续讨论，本文引入以下定义

$$\mathbf{A}(l, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{R}^{(m)}(l) e^{jm\theta} \quad (15)$$

其中， $\mathbf{A}(l, \theta)$  是一个以时延  $l$  和归一化多普勒频移矩阵  $\theta$  为变量的矩阵值模糊函数。 $\mathbf{A}(l, \theta)$  中的第  $(i, j)$  项可以看作第  $i$  个和第  $j$  个波形分集的交叉模糊函数。由式(7)和式(15)可知，如果用完全互补码作为  $K$  个用户的扩频码在发射端进行传输，则在时延和多普勒频移均为零时的矩阵值模糊函数为常数与单位矩阵的乘积，在时延不为零处为零矩阵。因此，根据 CCC 的理想相关特性，可以获得目标散射矩阵  $\mathbf{Y}$  的完美估计。这意味着多用户和多目标之间的自干扰和互干扰都可以被消除。然而 CCC 对多普勒频移十分敏感，这使在非零多普勒频移处 CCC 的模糊函数具有大范围的旁瓣。

从抑制 CCC 多普勒频移敏感现象的角度出发，其矩阵值模糊函数的理想形态应为

$$\mathbf{A}(l, \theta) = \delta(l) \alpha(\theta) \quad (16)$$

对式(16)左右两边进行  $Z$  变换

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(z, \theta) &= \sum_{l=1-L}^{L-1} \mathbf{A}(l, \theta) z^l = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm\theta} \sum_{l=1-L}^{L-1} \mathbf{R}^{(m)}(l) z^l \triangleq \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm\theta} R^{(m)}(z) \end{aligned} \quad (17)$$

其中， $\mathbf{A}(z, \theta)$  的第  $(i, j)$  项的泰勒展开式为

$$\begin{aligned} A_{i,j}(z, \theta) &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm\theta} R_{i,j}^{(m)}(z) = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(jm\theta)^n}{n!} R_{i,j}^{(m)}(z) = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \left( \sum_{m=0}^{M-1} m^n R_{i,j}^{(m)}(z) \right) \frac{(j\theta)^n}{n!} \triangleq \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} C_{i,j}^{(n)}(z) \frac{(j\theta)^n}{n!} \end{aligned} \quad (18)$$

然后，通过广义 PTM 序列对 CCC 中不同子序

列在不同时间片上的扩频顺序进行合理选择。设一个相干处理间隔中包含  $P$  个时间片，由定义 4 可知，与其相对应的  $M$  进制的广义 PTM 序列可以表示为  $S = (S_p)_{p \geq 0}$ ，其组成元素为  $\{0, 1, \dots, M-1\}$ 。

设分配给用户  $k$  的互补码为  $\mathbf{C}^{(k)} = \{\mathbf{c}_m^{(k)}\}_{m=1}^M$ ， $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ ，其中  $\mathbf{c}_m^{(k)} = [c_{m,1}^{(k)}, c_{m,2}^{(k)}, \dots, c_{m,L}^{(k)}]$  为第  $m$  个子序列， $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 。当  $S_p = m$  时，则在第  $P$  个时间片上选择互补码中的第  $m$  个子序列  $\mathbf{c}_m^{(k)}$  作为扩频序列进行扩频。由引理 1 和式(18)可得

$$\begin{aligned} C_{i,j}^{(n)}(z) &= \sum_{m=0}^{M-1} m^n R_{i,j}^{(m)}(z) \stackrel{(a)}{=} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left( \sum_{m \in S_p} m^n \right) R_{i,j}^{(m)}(z) \stackrel{(b)}{=} \\ &= \left( \sum_{m \in S_0} m^n \right) \left( \sum_{m=0}^{M-1} R_{i,j}^{(m)}(z) \right) \end{aligned} \quad (19)$$

其中，(a)由引理 1 中的定义以及性质 1)和性质 2)处理可得，(b)由引理 1 中的性质 3)处理可得。将式(19)与式(7)中给出的 CCC 的相关特性相结合，便可得到

$$C_{i,j}^{(n)}(z) = \begin{cases} ML \sum_{m \in S_0} m^n, & l=0, i=j \\ 0, & l \neq 0, i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (20)$$

由式(20)可知，广义 PTM 对 CCC 中不同子序列在不同时间片上的扩频顺序进行合理选择，使模糊函数的泰勒展开式系数为常数，有效解决了 CCC 对多普勒频移敏感这一问题。

第二次处理对应的发射端则按照时间片标准顺序使用 CCC 中的不同子序列进行扩频，即使用互补码中的第一个子序列对第一个时间间隔内发送的信号扩频，依次类推。在雷达接收端处的前期处理与第一次处理流程相同，不同的是在接收端使用二项式设计法。二项式设计法由 Dang 等<sup>[22]</sup>提出，利用二项式系数设计一个序列  $\mathbf{w}$ ，将每个时间片上得到的信号乘上不同的权重因子后再进行距离多普勒处理，得到第二次处理流程下的距离多普勒谱  $\chi_{BD}(t, f_d)$ 。通过选择一个合适的  $\mathbf{w}$  序列可以扩大目标多普勒谱附近的距离旁瓣清洁区。在此次处理流程中，根据二项式设计法得到的加权序列表示为

$$\mathbf{w} = [w(1), w(2), \dots, w(N)]^T \quad (21)$$

其中,  $w(n) = \varepsilon C_{N-1}^{n-1}$ ,  $N$  为时间片总数,  $C_{N-1}^{n-1}$  为从  $N-1$  个不同时间片中取出  $n-1$  个时间片数目的组合数,  $\varepsilon$  为能量归一化因子, 用于保持加权后每个时间间隔中传输信号的总能量相等, 表示为

$$\varepsilon = \frac{N}{\sum_{n=1}^N C_{N-1}^{n-1}} \quad (22)$$

第二次处理并没有真正减少旁瓣, 而是通过在接收端的系数加权使旁瓣的能量分布位置有所调整。将距离多普勒谱中目标附近的旁瓣转移到远离目标主瓣沿目标多普勒方向的两侧位置, 获得较大的旁瓣清洁区域, 提升雷达的目标检测性能。

由于第二次处理可以在距离多普勒谱上使目标主瓣附近较大一块区域的旁瓣水平降到很低, 但是目标的多普勒分辨率却不高。第一次处理流程虽然无法达到第二次处理得到的较大的旁瓣清洁区域, 但是具有更高的多普勒分辨率。为了将 2 次处理的优点相结合, 在 2 次处理流程后需要对得到的 2 个距离多普勒谱进行逐点最小化处理, 表示为

$$\chi(t, f_d) = \min[\chi_{\text{GPTM}}(t, f_d), \chi_{\text{BD}}(t, f_d)] = \begin{cases} \chi_{\text{GPTM}}(t, f_d), & \chi_{\text{GPTM}}(t, f_d) \leq \chi_{\text{BD}}(t, f_d) \\ \chi_{\text{BD}}(t, f_d), & \chi_{\text{GPTM}}(t, f_d) > \chi_{\text{BD}}(t, f_d) \end{cases} \quad (23)$$

由式(23)可知, 逐点最小化处理就是对 2 次处理得到的距离多普勒谱上的每个分辨单元  $(t, f_d)$  进行逐点比较, 取两者中的最小值赋给最终的距离多普勒谱  $\chi(t, f_d)$ 。所得到的  $\chi(t, f_d)$  具有较大的旁瓣清洁区域, 而且可以保持很高的多普勒分辨率, 进一步提升了雷达通信一体化系统的目标检测性能。

### 2.3 通信接收端模型

#### 2.3.1 接收端模型

假设用户  $k$  传输的信道为多径慢衰落信道, 其时延扩展为  $\tau$ , 则 DFRC 系统的通信接收端模型如图 5 所示, 接收端收到的信号  $r(t)$  可以表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \Gamma_k h^{(k)}(\tau; t) s^{(k)}(t - \theta_k) + n(t) = \sqrt{P_t} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} s^{(k)}(t - \tau_{l,k} - \theta_k) + n(t) \quad (24)$$

其中,  $h_l^{(k)}$  表示用户  $k$  信号在第  $l$  个径的信道增益,  $\Gamma_k$  表示由路径损耗引起的信道衰落系数,  $n(t)$  表示高斯白噪声。

首先, 按照发射端使用广义 PTM 序列调整的扩频顺序, 在不同的时间间隔内用相应的不同子码对用户  $g$  各个径的数据进行解扩。针对用户  $k$  第  $z$  个径接收到的第  $j$  个数据, 采用相应的互补码中的第  $m$  个子码进行解扩, 表示为

$$y_{x,z}^{(g)}(j) = \int_0^{NT_c} r(t + jT_b + \tau_{z,k} + (m-1)\Delta) C_x^{(g)}(t) dt \quad (25)$$

将式(24)中的  $r(t)$  代入式(25)可得

$$y_{x,z}^{(g)}(j) = \sqrt{P_t} \int_0^{NT_c} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} s^{(k)}(t + jT_b + \tau_{z,g} + (m-1)\Delta - \tau_{l,k} - \theta_k) \cdot C_m^{(g)}(t) dt + \int_0^{NT_c} n(t) C_m^{(g)}(t) dt \quad (26)$$

其中,  $\tau_{z,g} - \tau_{l,k} - \theta_k$  为同步误差和接收时延引起的信号到达接收端的时间差, 其应小于不同子码扩频数据间的保护间隔。将式(11)代入式(26)可得

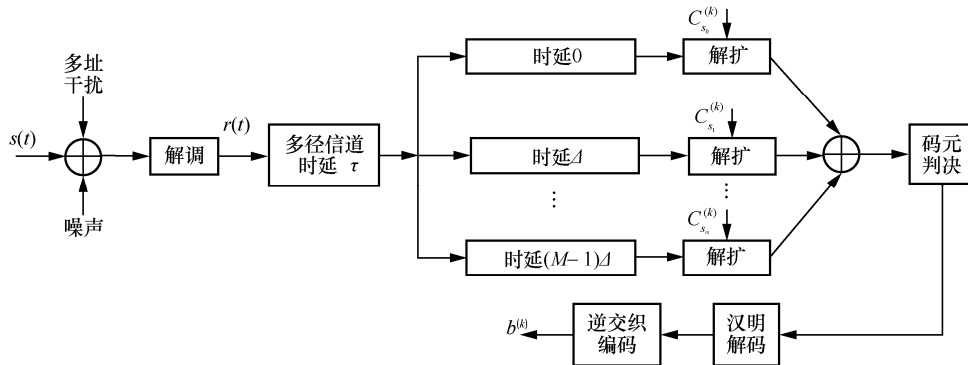


图 5 DFRC 系统的通信接收端模型

$$\begin{aligned}
 y_{x,z}^{(g)}(j) &= \sqrt{p_t} \int_0^{NT_c} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} \sum_{i=0}^{B-1} b^{(k)}(i) \cdot \\
 &C^{(k)}(t - T_A) C_m^{(g)}(t) dt + \int_0^{NT_c} n(t) C_m^{(g)}(t) dt = \\
 &\sqrt{p_t} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=0}^{B-1} \Gamma_k h_l^{(k)} b^{(k)}(i) \int_0^{NT_c} C^{(k)} \cdot \\
 &(t - T_A) C_m^{(g)}(t) dt + \int_0^{NT_c} n(t) C_m^{(g)}(t) dt \quad (27)
 \end{aligned}$$

其中,  $C_m^{(g)}(t) = \sum_{n=1}^N c_{m,n}^{(g)} q(t - nT_c + T_c)$  为互补码中第  $m$  个子码对用户  $g$  进行扩频的扩频波形,  $q(t)$  为码片传输脉冲波形。根据 CCC 相关函数的定义可将式(27)化简为

$$y_{x,z}^{(g)}(j) = \sqrt{p_t} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} b^{(k)}(j) \frac{R(\mathbf{c}_m^{(k)}, \mathbf{c}_m^{(g)}; \delta)}{MN} + N_m \quad (28)$$

其中,  $N_m = \int_0^{NT_c} n(t) C_m^{(g)}(t) dt$ , 通过求解其期望及方差易知其仍然为一个高斯白噪声采样, 然后将解扩后  $M$  个时间间隔的输出结果合并

$$\begin{aligned}
 y_z^{(g)}(j) &= \sum_{m=1}^M y_{m,z}^{(g)}(j) = \\
 &\sqrt{p_t} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} b^{(k)}(j) \frac{R(\mathbf{C}^{(k)}, \mathbf{C}^{(g)}; \delta)}{MN} + \mathbf{w} \quad (29)
 \end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{w} = \sum_{m=1}^M N_m$  为高斯白噪声。最后将输出的结果通过码元判决、汉明解码和逆交织编码 3 个操作后, 便可以得到较精准的用户  $g$  传输的比特信息。

### 2.3.2 抗干扰能力分析

已知式(29)给出的用户  $g$  第  $z$  个径的检测结果  $y_z^{(g)}(j)$  中应包含有用信号  $U$ 、多径干扰  $I_{MP}$ 、多址干扰  $I_{MA}$  及噪声  $\mathbf{w}$ , 表示为

$$\begin{aligned}
 y_z^{(g)}(j) &= \sqrt{p_t} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} b^{(k)}(j) \cdot \\
 &\frac{R(\mathbf{C}^{(k)}, \mathbf{C}^{(g)}; \delta)}{MN} + \omega = U + I_{MA} + I_{MP} + \mathbf{w} \quad (30)
 \end{aligned}$$

根据式(7)所示的 CCC 的理想相关特性可得

$$\begin{aligned}
 U &= \sqrt{p_t} \Gamma_g h_z^{(g)} b^{(g)}(j) \frac{1}{MN} \cdot \\
 R(\mathbf{C}^{(g)}, \mathbf{C}^{(g)}; 0) &= \sqrt{p_t} \Gamma_g h_z^{(g)} b^{(g)}(j) \quad (31)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{MA} &= \sqrt{p_t} \sum_{k=1, k \neq g}^K \sum_{l=1}^L \Gamma_k h_l^{(k)} b^{(k)}(j) \cdot \\
 &\frac{1}{MN} R\left(\mathbf{C}^{(k)}, \mathbf{C}^{(g)}; \frac{\tau_{z,g} - \tau_{l,k} - \theta_k}{T_l}\right) = 0 \quad (32)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{MP} &= \sqrt{p_t} \Gamma_g \sum_{l=1, l \neq z}^L h_l^{(g)} b^{(g)}(j) \cdot \\
 &\frac{1}{MN} R\left(\mathbf{C}^{(g)}, \mathbf{C}^{(g)}; \frac{\tau_{z,g} - \tau_{l,g}}{T_c}\right) = 0 \quad (33)
 \end{aligned}$$

由此可知, 根据 CCC 的理想相关特性, 进入码元判决器的信号只包含有用信号和噪声, 完全消除了多址干扰和多径干扰。

## 3 仿真结果与分析

### 3.1 系统目标检测性能仿真

根据 CCC 的理想相关特性可知, 使用 CCC 中不同子码扩频的 DFRC 系统可以在低信噪比的场景下对弱小的目标进行检测。但是 CCC 对多普勒频移非常敏感, 只有在高频雷达系统中才可以保持目标检测性能, 因为高频波段波长较长对多普勒敏感性比较低。然而本文提出的具有多普勒容忍性的串行时分 CC-CDMA 雷达通信一体化系统可以克服 CCC 对多普勒频移敏感这一问题, 因此该系统在高频波段和低频波段均可以完成对场景内多目标的检测。故设雷达的工作频率  $f_c = 1 \text{ GHz}$ , 带宽  $B = 10 \text{ MHz}$ , 采样率  $f_s = 10 \text{ B}$ , 每位码元宽度  $T_c = 0.05 \mu\text{s}$ 。

本文考虑一个具有 6 个不同幅度的目标检测场景, 各目标时延与多普勒值如表 1 所示。其中, 目标 1、目标 2 和目标 3 为强目标, 幅度为 0 dB; 目标 4、目标 5 和目标 6 为弱目标, 幅度为 -20 dB。为了检测系统检测目标的多普勒分辨率, 设置目标 2 和目标 3 的时延相同, 仅能通过多普勒对两者进行区分。另外, 设目标检测场景中包含一组零均值复高斯白噪声,  $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ 。

表 1 各目标时延与多普勒值

| 目标   | 时延/ $\mu\text{s}$ | 多普勒/rad          |
|------|-------------------|------------------|
| 目标 1 | $\tau_1 = 12.4$   | $f_{d_1} = 1.3$  |
| 目标 2 | $\tau_2 = 17.2$   | $f_{d_2} = -0.8$ |
| 目标 3 | $\tau_3 = 17.2$   | $f_{d_3} = -1.2$ |
| 目标 4 | $\tau_4 = 12.7$   | $f_{d_4} = 0.5$  |
| 目标 5 | $\tau_5 = 8.4$    | $f_{d_5} = -1.9$ |
| 目标 6 | $\tau_6 = 21.4$   | $f_{d_6} = 2.3$  |

第一次处理流程和第二次处理流程的目标检测场景仿真如图 6 所示。第一次处理中在发射端通过 GPTM 序列来调整不同时间片上的扩频顺序，接收端对接收到的信号用标准权重进行加权。从图 6(a) 可以发现，第一次处理的多普勒分辨率很高，且目标附近的距离旁瓣被较好地抑制了，目标能被较明显地分辨出来。但整个距离多普勒谱中仍存在许多旁瓣，将影响目标检测的性能，这就导致了弱目标 4 几乎被淹没在强目标 1 的旁瓣中难以被检测出来。第二次处理中发射端以标准的顺序对不同时间片上的信号进行扩频，接收端使用二项式系数对接收到的信号进行加权。从图 6(b) 可以发现，第二次处理可以将旁瓣能量移到目标位置两侧沿着目标多普勒轴对称分布，在目标多普勒附近获得较大的清洁区域，该区域内旁瓣较低。因此，二项式设计法

并没有抑制或减少旁瓣能量，而是对旁瓣能量的分布位置进行了调整。这种方法虽然可以对强目标附近的旁瓣进行有效的抑制，但是多普勒分辨率极低，这就使目标 2 和目标 3 无法被很好地区分。

通过观察第一次处理和第二次处理得到的距离多普勒谱可知，目标的位置和幅度是相同的，但旁瓣的分布情况是不同的。将 2 次处理进行逐点最小化后，可以很好地将 2 次处理的优点结合起来。将图 7(a) 与图 6(a) 对比可知，距离旁瓣所在位置的幅度被明显减弱，旁瓣抑制性能得到了较好的改善。将图 7(b) 与图 6(b) 对比可知，各目标的多普勒分辨率均得到了显著提高。如图 7(a) 所示，目标 4、目标 5 和目标 6 可以清晰地被区分，具有相同时延的强目标 2 和目标 3 也可以很好地被区分。接下来，按照上文提出的相似流程，仿真了使用

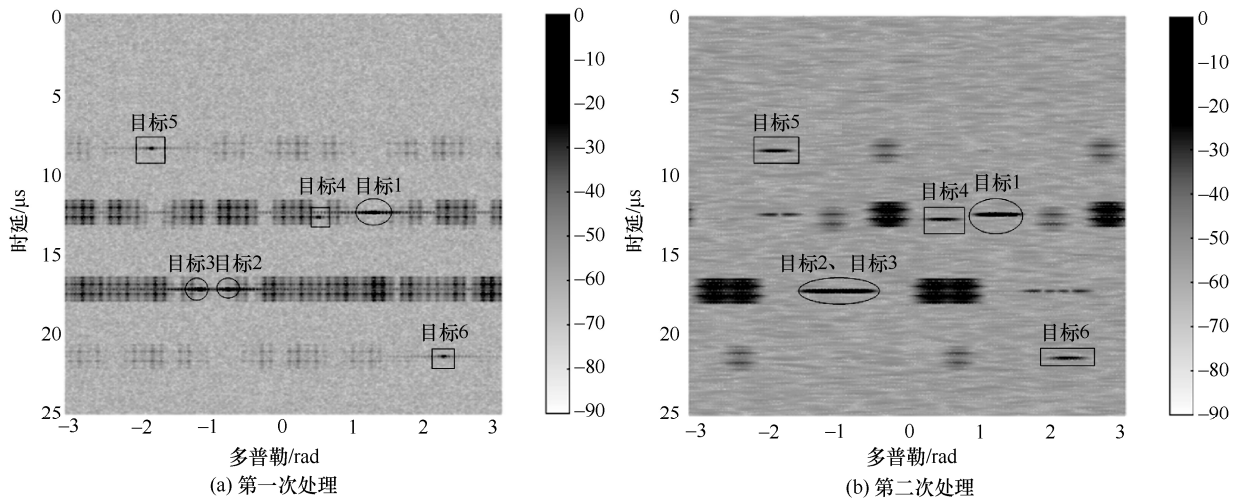


图 6 第一次处理流程和第二次处理流程的目标检测场景仿真

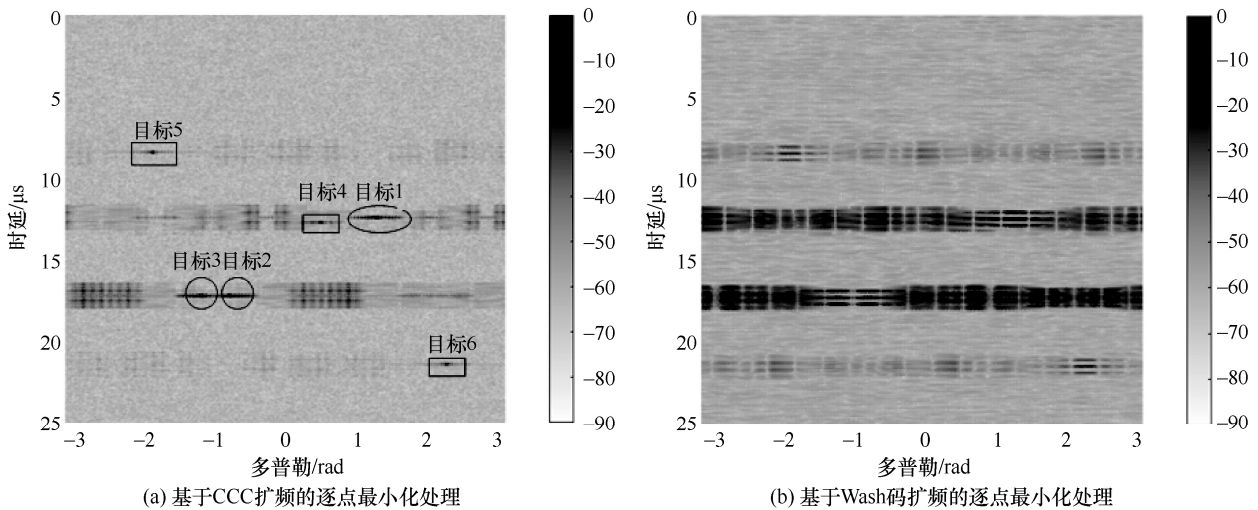


图 7 不同扩频码下的系统目标检测

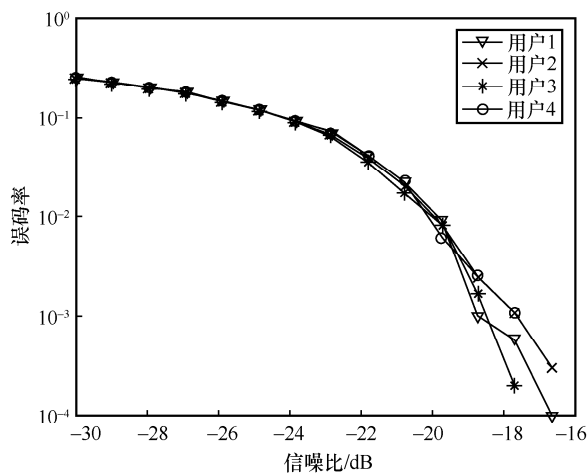
Wash 码扩频的 DFRC 系统。由于 Wash 码具有较差的自相关特性，且扩频序列的自相关性质和互相关性质都对模糊函数有一定的影响，因此其并不能保证良好的模糊函数。如图 7(b)所示，该系统并不能很好地区分各个目标的位置，无法进行有效的多目标检测。因此对比可知，基于 CCC 扩频的串行时分 CC-CDMA 的雷达通信一体化系统具有良好的目标检测性能。

### 3.2 系统通信性能仿真

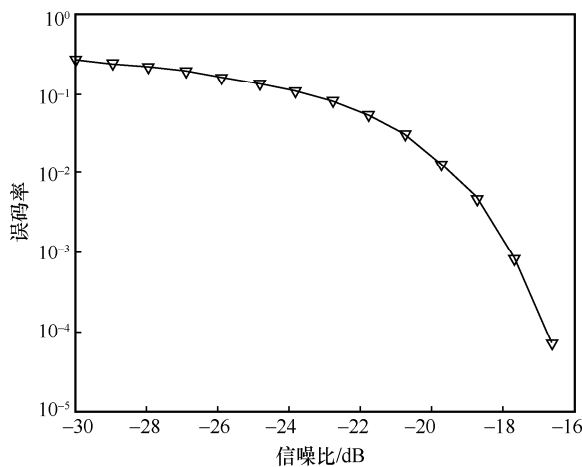
本节对本文所提系统的误码率及抗干扰能力进行仿真实验。仿真实验采用子码数为 4、码长为 16 的 CCC-(4,4,16) 进行扩频，扩频因子  $R=5$ ；对比实验采用码长为 64 的 Wash 序列对雷达通信一体化系统进行扩频。在多径条件下，考虑系统具有 5 条多径衰落信道，其信道增益分别为 0.395、0.263、0.243、0.062、0.036。在多址条件下，考虑 4 个用

户，每个用户发送的码元数为 10 240。仿真中把随机生成的 0~1 的 double 数转换成双极性码的 {1,-1} 序列，作为发射的通信码元，信号采用 BPSK 调制，系统中的保护间隔设置为  $T_c = 0.4 \mu s$ 。

图 8 和图 9 分别为使用 CCC 和 Wash 码对不同用户扩频时误码率随信噪比的变化曲线。由图 8 和图 9 可知，2 种扩频方式的系统在多用户通信环境下的误码率曲线几乎重合，这是因为 CCC 和 Wash 码都具有良好的互相关特性，在本文所提系统中均可以很好地区分每个用户发射的码元从而消除多址干扰。图 10 给出了在多径干扰和多址干扰共同作用下，本文所提系统在不同序列扩频时误码率随信噪比的变化，并且与文献[17]中所提出的基于并行频分 CC-CDMA 雷达通信一体化(CCC-MC-CDMA)系统的误码率进行对比。由图 10 可知，在 2 种干扰共同作用下，使用 CCC 扩频的串行时分系统的误码

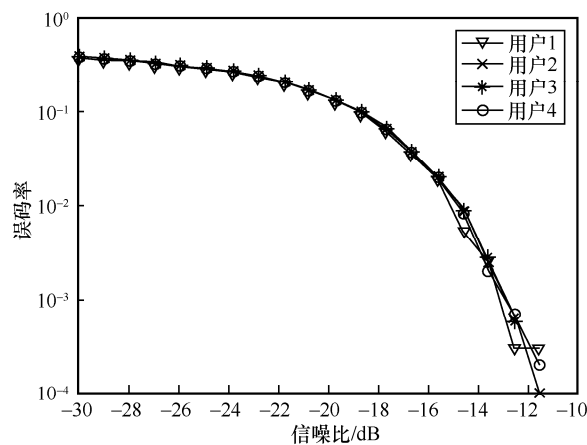


(a) CCC作为扩频码的用户误码率曲线

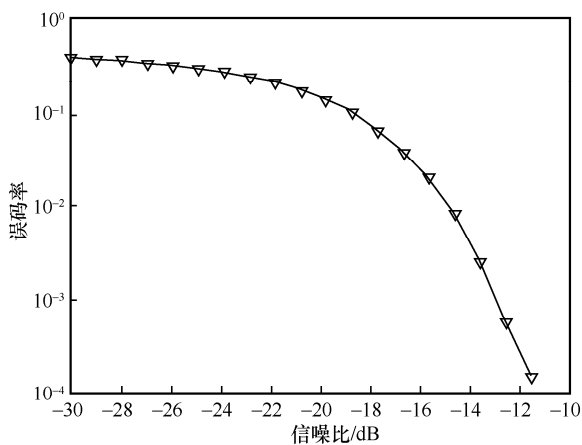


(b) CCC扩频-平均误码率曲线

图 8 使用 CCC 对不同用户扩频时误码率随信噪比的变化曲线



(a) Wash码作为扩频码的用户误码率曲线



(b) Wash码扩频-平均误码率曲线

图 9 使用 Wash 码对不同用户扩频时误码率随信噪比的变化曲线

率要远优于 Wash 码。这是因为扩频序列的自相关特性能够对抗多径干扰而 Wash 码具有较差的自相关性, 系统中多径衰落信道对每个用户发送的信息产生一定的影响, 从而导致较差的误码率。从图 10 中还可以看出, 使用 CCC 扩频的并行频分系统的误码率要优于使用 Wash 码扩频的串行时分系统, 但是相比于使用 CCC 扩频的串行时分系统的误码率性能要差一些。因此, 本文所提系统可以很好地消除多径干扰和多址干扰, 与 2.3 节给出的抗干扰特性的分析结论相吻合。

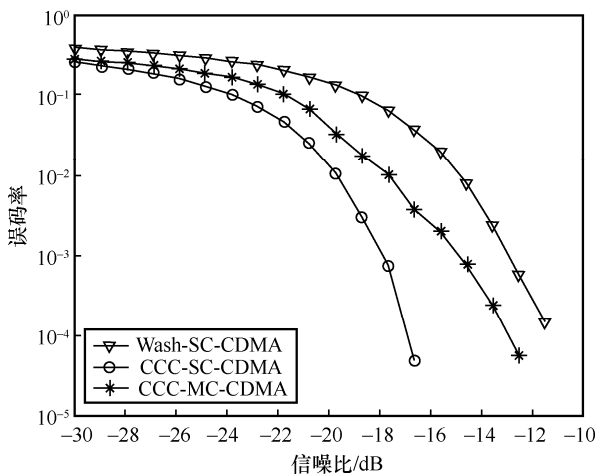


图 10 多用户平均误码率对比曲线

#### 4 结束语

本文提出了基于串行时分 CC-CDMA 的雷达通信一体化系统, 并将其应用于多用户和多目标的场景。详细介绍了系统的接收端和发射端模型, 并通过公式推导对其进行了性能分析。仿真结果表明, 在多目标检测方面, 相较于 Wash 码扩频的系统, 本文所提系统可以使每个目标的附近具有一块面积较大的旁瓣清洁区域, 并且具有很高的多普勒分辨率, 可以有效分辨出场景中各个目标的位置。在信息传输方面, 本文所提系统在多径和多址同时干扰下拥有更优的误码率。此外, 基于串行时分的 CC-CDMA 雷达通信一体化系统相较于并行频分的系统实现起来更加简单, 单载波的形式可以减少很多不必要的资源开销。

#### 参考文献:

[1] KUMARI P, GONZALEZ-PRELCIC N, HEATH R W. Investigating the IEEE 802.11ad standard for millimeter wave automotive radar[C]/Proceedings of IEEE 82nd Vehicular Technology Conference.

Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.

[2] PAUL B, CHIRIYATH A R, BLISS D W. Survey of RF communications and sensing convergence research[J]. IEEE Access, 2016, 5: 252-270.

[3] LUONG N C, LU X, HOANG D T, et al. Radio resource management in joint radar and communication: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(2): 780-814.

[4] CHENG Z Y, HE Z S, LIAO B. Hybrid beamforming for multi-carrier dual-function radar-communication system[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(3): 1002-1015.

[5] LIU F, MASOUIROS 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.

[6] ZHANG Q Y, ZHOU Y, ZHANG L R, et al. Waveform design for a dual-function radar-communication system based on CE-OFDM-PM signal[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, 13(4): 566-572.

[7] LIU X, HUANG T Y, LIU Y M. Transmit design for joint MIMO radar and multiuser communications with transmit covariance constraint[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1932-1950.

[8] 王佳欢, 范平志, 时巧, 等. 一种具有多普勒容忍性的通感一体化波形设计[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 275-286.

WANG J H, FAN P Z, SHI Q, et al. Doppler resilient integrated sensing and communication waveforms design[J]. Journal of Radars, 2023, 12(2): 275-286.

[9] 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.

[10] JIANG Z M, RIHAN M, ZHANG P C, et al. Intelligent reflecting surface aided dual-function radar and communication system[J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16(1): 475-486.

[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] ZENG Y H, MA Y G, SUN S M. Joint radar-communication with cyclic prefixed single carrier waveforms[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(4): 4069-4079.

[13] TANG L, ZHANG K, DAI H P, et al. Analysis and optimization of ambiguity function in radar-communication integrated systems using MPSK-DSSS[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(6): 1546-1549.

[14] MA H, SUN X, JIN W X. Integrated waveform design based on spread spectrum OFDM radar communication[C]/Proceedings of IEEE 3rd Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1258-1263.

[15] CHEN X, FENG Z Y, WEI Z Q, et al. Code-division OFDM joint communication and sensing system for 6G machine-type communication[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(15): 12093-12105.

[16] 赵航, 祁琳琳, 伍光新, 等. 完全互补码在雷达通信一体化中的应用[J]. 现代雷达, 2021, 43(10): 41-46.

ZHAO H, QI L L, WU G X, et al. Application of complete complementary codes in integrated radar and communication[J]. Modern Radar, 2021, 43(10): 41-46.

- [17] SHARMA S, KOIVUNEN V. Multicarrier DS-CDMA based integrated sensing and communication waveform designs[C]//Proceedings of 2022 IEEE Military Communications Conference (MILCOM). Piscataway: IEEE Press, 2023: 95-101.
- [18] 丁鹭飞, 耿富禄, 陈建春. 雷达原理[M]. 第 6 版. 北京: 电子工业出版社, 2020.
- DING L F, GENG F L, CHEN J C. Radar principles[M]. 6th edition, Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2020.
- [19] LI Y B, TIAN L Y, LIU S Y. Optimal ZCZ complementary sequence sets with low column sequence PMEPR[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2018, 101(3): 612-616.
- [20] SUN S Y, CHEN H H, MENG W X. A survey on complementary-coded MIMO CDMA wireless communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(1): 52-69.
- [21] TANG J, ZHANG N, MA Z K, et al. Construction of Doppler resilient complete complementary code in MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(18): 4704-4712.
- [22] DANG W B, PEZESHKI A, HOWARD S, et al. Coordinating complementary waveforms for sidelobe suppression[C]//Proceedings of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR). Piscataway: IEEE Press, 2012: 2096-2100.

### [作者简介]



**李玉博** (1985- ), 男, 河北衡水人, 博士, 燕山大学教授、博士生导师, 主要研究方向为序列设计与编码、大规模多址接入和通信感知一体化信号设计。



**崔健** (1999- ), 男, 吉林长春人, 燕山大学硕士生, 主要研究方向为雷达通信一体化信号设计。

**冯俊超** (1998- ), 男, 河北唐山人, 燕山大学硕士生, 主要研究方向为前导序列设计、信道估计。

**陈晓玉** (1983- ), 女, 内蒙古赤峰人, 博士, 燕山大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为序列设计、无线通信技术。