

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2017.06.009

# 采用 FRFT-OFDM 的雷达通信功能共享方法

谷亚彬, 张林让, 周 宇

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 针对雷达通信功能共享的波形设计问题, 设计一种基于分数阶傅里叶变换的正交频分复用共享信号, 并提出一种基于极大似然估计的多散射点雷达信号处理方法. 采用脉冲发射方式, 脉内调制通信信息, 实现数据传输; 在雷达一个相干处理周期内, 首先对雷达回波序列进行建模, 然后利用最大似然估计获得高分辨一维距离像, 最后将各脉冲数据按照距离门重排, 沿脉冲维进行快速傅里叶变换完成速度估计. 仿真结果表明, 文中方法能在改善通信误码率性能的情况下, 实现多目标的距离速度估计.

**关键词:** 雷达通信功能共享; 正交频分复用; 分数阶傅里叶; 极大似然

**中图分类号:** TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2017)06-0048-05

## Integration of the radar and communication method with FRFT-OFDM signals

GU Yabin, ZHANG Linrang, ZHOU Yu

(National Key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** A transmitted pattern based on pulsed fractional Fourier transform OFDM is designed to realize the integration of radar and communication. In this designed pattern, radar transmits the FRFT-OFDM pulse, and the communication function is realized within the pulse. Multiple scatter radar signal processing based on maximum likelihood is proposed. The received signal can be written as the convolution of the transmitted sequence and the weighted RCS coefficient after sampling the received signal with a certain delay, then the maximum likelihood method is applied to get the range reconstruction. Finally, FFT is applied along the pulses within a coherent processing interval. Theoretical analysis and simulation results indicate that the proposed method can improve bit error rate performance and obtain multiple scatter range reconstruction and velocities estimation.

**Key Words:** integration of radar and communication; OFDM; fractional Fourier; maximum likelihood

当前军事电子装备的跨界综合已成为趋势, 主要从平台电子设备综合兼容设计、信号波形复用优化与统一、信息情报一体化关联处理几个方面, 实现雷达探测、通信等各种作战功能的集成, 提高作战单元综合性能. 美国海军于 2005 年完成了先进多功能射频概念平台的初步报告<sup>[1-2]</sup>, 此后, 国内外对多功能综合一体化开展了广泛研究. 现有的雷达通信波形共享优化与统一主要包括两大类: 一类是波形复用的一体化波形设计, 可按照时分<sup>[3]</sup>、频分<sup>[4]</sup>、码分<sup>[5]</sup>等方式进行设计, 但其造成雷达和通信在某一方面不能对系统资源达到有效利用; 另一类是波形共享技术, 主要从两方面进行设计, 一是通过对雷达波形进行改造, 使通信信息以差异性的形式体现在雷达波形上<sup>[6]</sup>; 二是将正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号改造成为雷达探测波形. OFDM 频谱利用率高<sup>[7]</sup>, 且具有时宽带宽积大、子载波设计灵活等特点. 国内外学者开展了对 OFDM 雷达的研究<sup>[8-9]</sup>, 这为 OFDM 应用到雷达通信一体化找到一个新的结合点.

收稿日期: 2016-12-16

网络出版时间: 2017-05-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61301285, 61301281)

作者简介: 谷亚彬(1991—), 男, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: yabingu@163.com.

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20170523.2046.018.html>

文献[10]采用连续波形式,收发天线分置,研究了利用 OFDM 一体化信号解速度模糊的方法;文献[11]提出一种利用矩阵点消除调制信息的随机性,并利用二维快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform,FFT)实现距离和速度估计;文献[12]提出了一种基于二维多重信号分类(MUltiple SIgnal Classification,MUSIC)的距离和速度超分辨的一体化设计方法.

现有的基于 OFDM 的一体化研究均是基于传统 OFDM 系统,而在频率选择性信道中,由于分数阶傅里叶变换(FRactional Fourier Transform,FRFT)的 OFDM 系统(简称 FRFT-OFDM 系统)的变换阶次的可选择性,使其在抗载波间干扰(Inter-Carrier Interference,ICI)的性能优于传统的 OFDM 系统<sup>[13]</sup>. 并且,在雷达通信一体化中,为保证通信传输性能,避免多径引起的码间串扰,须在 OFDM 符号前端加入循环前缀(Cyclic Prefix,CP). 随着通信速率的提高以及对距离分辨率要求的提高,发射信号带宽提高,探测区域内存在多个散射点,回波是各散射点回波之和,而位于不同距离单元的散射点的回波时延不同,有效回波中 CP 与 OFDM 符号混合在一起,与发射 OFDM 符号数据不再对应,使得文献[10-12]中的方法不再适用. 针对以上问题,笔者研究了基于 FRFT-OFDM 实现雷达通信功能共享的方法,结合雷达最大无模糊距离及设备共享率,采用脉冲体制发射,在脉冲内对 FRFT-OFDM 符号调制通信信息实现通信传输;将 FRFT-OFDM 对应的 Chirp 循环前缀引入到雷达信号处理中,对多散射点雷达回波信号进行建模,回波序列表示成发射序列与雷达散射截面(Radar Cross Section,RCS)权序列的卷积,并提出一种基于极大似然的距离估计方法,得到多散射点高分辨一维距离像. 距离估计完成后,沿脉冲维进行 FFT 操作,实现速度估计,最后并通过仿真实验,验证了文中所提方法的正确性.

### 1 FRFT-OFDM 信号模型

分数阶傅里叶变换作为一种广义的傅里叶变换,可理解为信号在时频面内绕原点逆时针旋转的一个角度,构成的时频分析方法. 对于信号  $X(t)$ ,其 FRFT 定义为<sup>[14]</sup>

$$x_p(u)=\{F_p[X(t)]\}(u)=\int_{-\infty}^{\infty}X(t)K_p(t,u)dt\quad ,\tag{1}$$

其中,  $p$  表示分数傅里叶变换的阶数,  $F_p[\cdot]$  为 FRFT 算子符号,  $K_p(t,u)$  为变换核,即

$$K_a(t,u)=\begin{cases}\left((1-j\cot a)/(2\pi)\right)^{1/2}\exp\left(j(t^2+u^2)\cot a/2-jut\csc a\right)& ,\quad a\neq k\pi\quad ,\\ \delta(t-u)& ,\quad a=2k\pi\quad ,\\ \delta(t+u)& ,\quad a=(2k\pm1)\pi\quad ,\end{cases}$$

其中,  $a$  表示分数域与时域夹角.

对应的分数阶傅里叶基为

$$f_{a,l}(t)=(\sin a+j\cos a)^{1/2}\exp\left(-j\frac{t^2+(l\sin a\,2\pi/T)^2}{2}\cot a+jlt\left(\frac{2\pi}{T}\right)\right)\quad .\tag{2}$$

FRFT-OFDM 系统的时域表达式可表示为

$$s(t)=\frac{1}{N^{1/2}}\sum_{k=0}^{N-1}S(k)f_{-a,k}(t)\quad .\tag{3}$$

在实际应用中,需要计算离散分数阶傅里叶变换(Discrete FRactional Fourier Transform,DFRFT). 采用文献[15]的直接采样算法,保持同传统 Fourier 算法复杂度相当,DFRFT 的输入和输出的采样间隔分别为  $\Delta t$ 、 $\Delta u$ ,输出样点数  $K$  大于等于  $N$ ,满足:

$$\Delta u\Delta t=|L|\,2\pi\sin a/K\quad ,\tag{4}$$

其中,  $|L|$  是与  $K$  互质的整数,DFRFT 可以表示为

$$s_a(m)=\begin{cases}A_a\exp\left(j\frac{\cot am^2\Delta u^2}{2}\right)\sum_{n=0}^{N-1}\exp\left(j\frac{\cot an^2\Delta t^2}{2}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi mn}{M}\right)X(n)& ,\quad a\neq k\pi\quad ,\\ S(m)& ,\quad a=2k\pi\quad ,\\ S(-m)& ,\quad a=(2k\pm1)\pi\quad ,\end{cases}\tag{5}$$

其中,  $A_a = (\sin a + j \cos a)^{1/2}$ , 为简化计算, 通常取  $K = N$ , 当  $a \neq k\pi$  时, 写成矩阵形式, 即

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{F}_a \boldsymbol{S} \quad (6)$$

其中,  $\boldsymbol{S} = [S(0), S(1), \cdots, S(N-1)]^T, \boldsymbol{s} = [s_a(0), s_a(1), \cdots, s_a(N-1)]^T, \boldsymbol{F}_a$  为  $N \times N$  矩阵, 其元素

$$F_a(m, n) = A_a \exp\left(\frac{j}{2} \cot a m^2 \Delta u^2\right) \exp\left(\frac{j}{2} \cot a N^2 \Delta t^2\right) \exp\left(-j \frac{\operatorname{sgn}(\sin a) 2 \pi m n}{N}\right) \quad .$$

2 FRFT-OFDM 雷达通信共享信号

考虑到相控阵雷达 T/R 组件特性, 为提高设备利用率及雷达最大无模糊距离, 在雷达通信一体化中采用脉冲体制, 图 1 展示了一体化信号发射接收示意图。

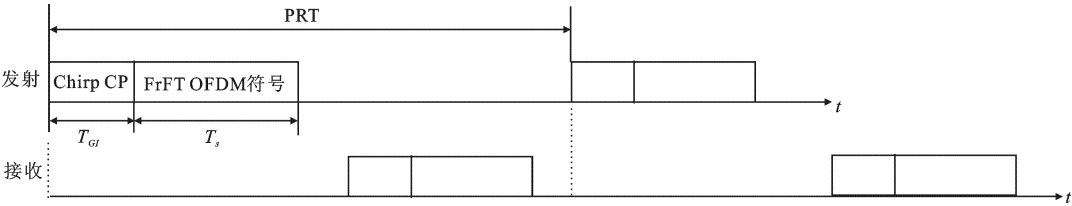


图 1 雷达通信一体化波形发射接收示意图

脉内调制通信信息, 实现数据传输. 设 OFDM 信号的带宽为  $B$ , 载波数为  $N$ , 则其对应的载波间隔  $\Delta f = B/N$ , 码元宽度  $T_s = 1/\Delta f, T_{GI}$  表示 Chirp 循环前缀的长度, 发射信号为

$$s(t) = \frac{1}{N^{1/2}} \sum_{n=0}^{N-1} S(n) f_{-a,n}(t), \quad t \in [0, T_s + T_{GI}] \quad (7)$$

其中,  $T_{GI}$  表示作为保护间隔的循环前缀时间长度, 探测区域宽度为  $R_w$ , 区域内离雷达最近为  $R_0$ , 距离分辨率  $\rho_r = c/(2B), c$  表示光速, 探测区域内的距离单元数  $M = R_w/\rho_r$ , 区域内第  $m$  个距离单元  $R_m = R_0 + m\rho_r$ . 将回波信号下变频到基带, 设目标运动速度较小, 多普勒  $f_d$  满足  $f_d \leq \Delta f/10$ , 忽略脉内多普勒的影响, 探测区域内第  $m$  个距离单元的回波, 以慢时间  $\eta$ , 快时间  $t$  表示为

$$u_m(t, \eta) = g_m \exp\left(-j4\pi f_c \frac{R_m(\eta)}{c}\right) \frac{1}{N^{1/2}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{p,k} f_{-a,k}\left(t - \frac{2R_m(\eta)}{c}\right) + w(t, \eta) \quad , \quad t \in \left[\frac{2R_m(\eta)}{c}, \frac{2R_m(\eta)}{c} + T_s + T_{GI}\right] \quad (8)$$

其中,  $g_m$  表示探测区域内第  $m$  个距离单元的散射系数,  $v_m$  表示其速度,  $S_{p,k}$  表示第  $p$  个脉冲第  $k$  个载波调制的通信信息,  $c$  表示光速,  $w(t, \eta)$  表示噪声,  $R_m(\eta)$  表示第  $m$  个距离单元与雷达的瞬时距离, 即

$$R_m(\eta) = R_m + v_m \eta \quad (9)$$

总回波可看作各散射单元目标回波的叠加, 即

$$u(\tau, \eta) = \sum_m u_m(\tau, \eta) \quad (10)$$

在无线通信中, 为避免多径引起的码间串扰, 需在符号前端插入循环前缀. 因此, 在一体化系统中, 为保证通信性能, 也需添加循环前缀, 图 2 给出了各散射点回波示意图。

如图 2 所示, 各散射点所处距离单元不同, 其回波延时不同, 并在接收端重叠在一起, 此时含 OFDM 符号的回波信号长度发生变化, 有效信号处理长度对应的数据和发射的 OFDM 符号不再对应, 使得文献[10-12]中的通信信息补偿方法难以适用, 并且为保证有效信号处理长度内包括完整的 OFDM 符号信息, 各散射点间距离, 即, 探测区域宽度  $R_w \leq cT_{GI}/2$ . 针对以上问题, 笔者充分考虑 FRFT OFDM 符号及循环前缀特性, 对多散射点 FRFT OFDM 雷达通信一体化中雷达信号处理进行了研究。

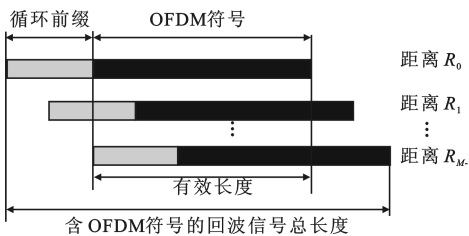


图 2 不同距离单元回波示意图

时延可写为

$$t - 2R_m(\eta)/c = t - 2(R_0 + m\rho_r + v_m\eta)/c = t - t_0(\eta) - mT, \quad (11)$$

其中,  $T=1/B$ , 表示接收端采样间隔, 对于慢时间  $\eta$ ,  $t_0(\eta)=2(R_0 + v_m\eta)/c$ , 与  $m$  无关, 对每个接收回波延迟  $t_0(\eta)$  进行采样, 则回波序列可表示为发射序列与 RCS 权系数的卷积, 即

$$u_{p,i} = \sum_{m=0}^{M-1} d_{p,m} s_{p,i-m} + w_i, \quad i=0,1,\dots,N+2M-3, \quad (12)$$

其中,  $p$  表示脉冲序数,  $d_{p,m} = g_m \exp(-j4\pi f_c R_m(\eta)/c)$ , 表示各散射点对应的 RCS 权系数, 指数项  $4\pi f_c R_m(\eta)/c$  表示由于目标运动而引起的多普勒调制,  $s_{p,i}$  表示 OFDM 雷达发射序列. 根据 FRFT-OFDM 的离散形式, 可知

$$\mathbf{s}_{p,1} = \mathbf{F}_d \mathbf{S}_p, \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{S}_p$  表示调制通信信息对应的列向量,  $\mathbf{s}_{p,1} = [s_{p,M-1}, s_{p,M}, \dots, s_{p,N+M-2}]^T$ , FRFT OFDM 系统循环前缀为 Chirp 循环前缀, 满足:

$$s_{p,l} = s_{p,N+l} \exp\left(\frac{j}{2} \cot a (N+l)^2 T_s^2\right) \exp\left(-\frac{j}{2} \cot a l^2 T_s^2\right), \quad l=0,1,\dots,M-1. \quad (14)$$

### 3 采用极大似然的多散射点共享信号处理

根据图 2 中的多散射点接收回波示意图, 由于接收回波中的前  $M-1$  和后  $M-1$  个采样点不包含完整的区域内各采样点的散射信息, 将其移除后的回波信号表示为

$$u_{p,n} = \sum_{m=0}^{M-1} d_{p,m} s_{p,n-m} + w_{p,n}, \quad n=M-1, M, \dots, N-M+2. \quad (15)$$

写成矩阵形式

$$\mathbf{u}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p + \mathbf{w}_p, \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{u}_p = [u_{p,M-1}, u_{p,M}, \dots, u_{p,N+M-2}]^T$ , 表示接收向量;  $\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} s_{p,M-1} & s_{p,M-2} & \cdots & s_{p,0} \\ s_{p,M} & s_{p,M-1} & \cdots & s_{p,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{p,N+M-2} & s_{p,N+M-3} & \cdots & s_{p,N-1} \end{bmatrix}$ , 表示发射序列

组成的矩阵;  $\mathbf{d}_p = [d_{p,0}, d_{p,1}, \dots, d_{p,M-1}]^T$  中包含各散射点位置信息、散射信息以及运动信息, 通过对  $\mathbf{d}_p$  的估计, 可实现各散射点距离和速度的估计;  $\mathbf{w}_p = [w_{p,M-1}, w_{p,M}, \dots, w_{p,N+M-2}]^T$ , 表示噪声向量, 服从均值为 0, 方差  $\mathbf{C}_p = E\{\mathbf{w}_p \mathbf{w}_p^H\} = \sigma^2 \mathbf{I}_N$  的高斯分布,  $\mathbf{I}_{N \times N}$  是  $N \times N$  的单位阵. 回波信号服从均值为  $\mathbf{A}_p \mathbf{d}_p$ 、方差为  $\sigma^2$  的高斯分布, 似然函数为

$$\Lambda(\mathbf{u}_p | \mathbf{d}_p) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^N} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma^2} [(\mathbf{u}_p - \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p)^H (\mathbf{u}_p - \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p)]\right\}, \quad (17)$$

RCS 权向量  $\mathbf{d}_p$  的估计使得似然函数最大, 这等价于最小

$$\Delta_L(\mathbf{u}_p | \mathbf{d}_p) = (\mathbf{u}_p - \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p)^H (\mathbf{u}_p - \mathbf{A}_p \mathbf{d}_p). \quad (18)$$

由于  $\Delta_L(\mathbf{u}_p | \mathbf{d}_p)$  是关于  $\mathbf{d}_p$  的凸函数, 向量  $\mathbf{d}_p$  的估计满足  $\partial \Delta(\mathbf{u}_p | \mathbf{d}_p) / \partial \mathbf{d}_p = 0$ . 此时, RCS 权系数向量  $\mathbf{d}_p$  的极大似然估计为

$$\hat{\mathbf{d}}_{p,ML} = (\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{A}_p^H \mathbf{u}_p. \quad (19)$$

至此, 完成了距离脉压, 在完成距离脉压后, 信号为

$$u(\tau, \eta) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m \delta\left(t - \frac{2R_m(\eta)}{c}\right) \exp\left\{-j4\pi f_c \frac{R_m(\eta)}{c}\right\} + w(\tau, \eta), \quad (20)$$

其中,  $\delta(t - 2R_m(\eta)/c)$  表示狄利克莱函数, 只在  $t = 2R_m(\eta)/c$  处不为 0, 这说明  $d_m$  可以不受相邻距离单元影响而估计出来, 实现多散射点目标距离估计. 由式(20)知, 在完成脉压后的信号与调制信息无关, 可以在后续的处理中进行相干积累操作, 符合雷达信号处理要求.

由于  $R_m(\eta) = R_m + v_m \eta$ , 即多普勒调制相位在慢时间维体现为线性项, 对脉压后的脉冲按距离门重排, 并沿脉冲维进行 FFT, 形成多普勒滤波器组, 完成目标速度估计。

4 仿真分析

为说明文中所提方法在雷达通信一体化中的可行性, 分别从雷达性能和通信性能两个方面对 FRFT-OFDM 一体化系统进行分析, 雷达性能方面主要从测距及测速两个基本指标出发; 通信方面主要从通信速率和误码率两个方面进行考虑。

设发射信号的中心频率  $f_0 = 10\text{ GHz}$ , 载波间隔  $\Delta f = 100\text{ kHz}$ , 载波数  $N = 1024$ , 距离分辨率  $\rho_r = 1.47\text{ m}$ , 探测区域内的距离单元数  $M = 500$ , 此时探测区域内距离雷达的最短距离  $R_0 = 9850\text{ m}$ , 脉冲重复频率为  $10\text{ kHz}$ , 最大无模糊距离  $R_{\max} = 15\text{ km}$ , 积累脉冲数  $P = 16$ , 速度分辨率  $\rho_v = 9.3\text{ m/s}$ , 测速的精度由多普勒的通道数决定, 即一个相干处理周期内的脉冲数。为保证算法性能, 最大多普勒频移  $f_{d\max} < \Delta f/10$ , 则最大测量速度  $v < \Delta f \lambda/20$ 。通信信息调制方式采用八进制正交振幅调制 (8-ary Quadrature Amplitude Modulation, 8QAM) 调制。探测区域内, 3 个点目标的距离分别为  $9977\text{ m}$ 、 $10000\text{ m}$ 、 $10076\text{ m}$ , 速度分别为  $50\text{ m/s}$ 、 $85\text{ m/s}$ 、 $40\text{ m/s}$ , 散射系数随机分布, 仿真不同信噪比脉压及测速结果。

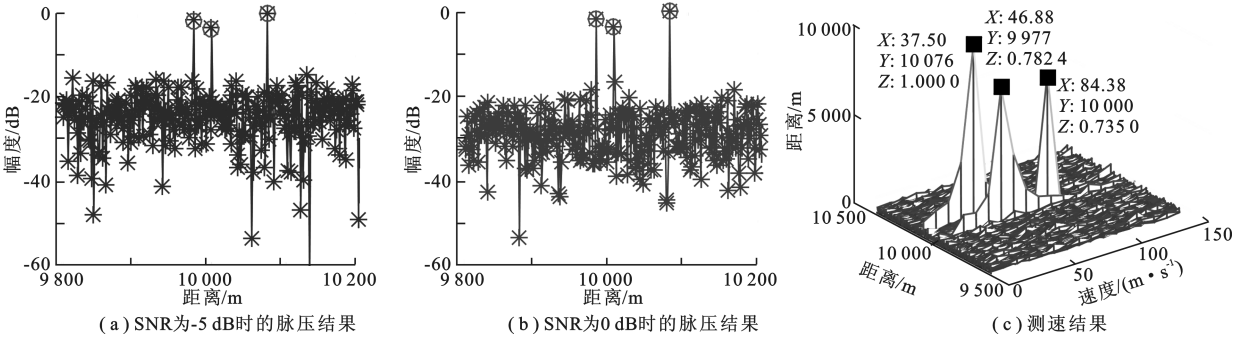


图 3 雷达性能仿真分析

图 3 中, “○”表示目标真实位置以及散射强度。可以看出, 在不同信噪比下, 文中所提的基于极大似然估计多散射点雷达信号处理方法, 能准确获得高分辨一维距离像。对脉压后的信号沿脉冲维进行 FFT, 获得目标速度估计。图 3(c) 中 3 个目标距离分别为  $9977\text{ m}$ 、 $10000\text{ m}$ 、 $10076\text{ m}$ , 速度分别为  $46.9\text{ m/s}$ 、 $84.4\text{ m/s}$ 、 $37.5\text{ m/s}$ , 与真实值相差一个分辨单元以内, 验证了算法的正确性。

在所示参数仿真条件下, 通信速率为  $30\text{ Mb/s}$ , 可通过改变数据调制方式以及载波数改变通信速率。但多普勒频偏会导致系统的误码率性能下降, 利用 FRFT 的阶数可选择性降低系统的 ICI, 改善系统的误码率性能。在高斯白噪声信道下, 归一化多普勒频偏  $\epsilon = 0.15$  的情况下, 对不同分数变换角度下误码率性能进行了仿真。

由图 4 知, 在存在多普勒偏移时, FRFT-OFDM 系统由于其阶次可选择性, 载波间干扰小于传统 OFDM 系统, 使得其误码率得到改善。

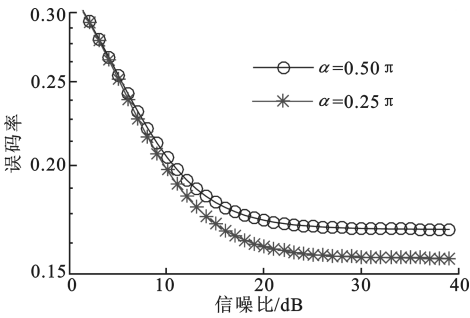


图 4 通信性能仿真分析

5 结束语

雷达通信一体化是实现电子装备综合一体化的一个重要方面。针对雷达通信功能共享信号设计, 笔者设计了一种基于 FRFT-OFDM 的雷达通信功能共享方法, 并提出一种基于极大似然的多散射点一维距离像重构方法。仿真结果表明, 文中方法能在完成多散射点目标距离和速度处理的同时, 有效改善系统的误码率性能, 实现雷达通信一体化。

(下转第 84 页)



Entropy on Edge Contours[J]. Journal of Xidian University, 2013, 40(4): 119-124.

[12] 陈东辉. 基于目标函数的模糊聚类算法关键技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.

[13] DINANI M A, AHMADI P, GHOLAMPOUR I. Efficient Feature Extraction for Highway Traffic Density Classification [C]//Proceedings of the 2015 9th Iranian Conference on Machine Vision and Image Processing . Piscataway: IEEE, 2015: 14-19.

(编辑: 王 瑞)

(上接第 52 页)

参考文献:

[1] TAVIK G C, HILTERBRICK C I, EVINS J B, et al. The Advanced Multifunction RF Concept[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3): 1009-1020.

[2] MAZUNDER S, DURAND J P, Meyer S L, et al. High-band-digital-preprocessor(HBDP) for AMRFC Test-bed[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3): 1065-1071.

[3] TAKAHARA H, OHNO K, ITAMI M. A Study on UWB Radar Assisted by Inter-vehicle Communication for Safety Applications [C]//Proceedings of the 2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety. Piscataway: IEEE, 2012: 99-104.

[4] CHIRIYATH A R, PAUL B, JACYNA G M, et al. Inner Bounds on Performance of Radar and Communications Co-existence[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(2): 464-474.

[5] TAKASE H, SHINRIKI M. A Dual Use Radar and Communication System with Complete Complementary Codes[C]// Proceedings of the International Radar Symposium. Piscataway: IEEE, 2014: 6869268.

[6] 刘明骞, 陈健, 李兵兵, 等. 非合作通信中 OFDM 系统盲均衡方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2016, 43(3): 1-5.

LIU Mingqian, CHEN Jian, LI Bingbing, et al. Blind Equalization for OFDM Systems in Non-cooperative Communication[J]. Journal of Xidian University, 2016, 43(3): 1-5.

[7] LELLOUCH G, MISHRA A K, INGGIS M. Design of OFDM Radar Pulses Using Genetic Algorithm Based Techniques [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(4): 1953-1966.

[8] XUE X, CHEN Z, WANG Q, et al. Moving Target Detection of OFDM-MIMO Radar Based on ST-DFT [J]. Electronics Letters, 2016, 52(2): 150-152.

[9] TIGREK R F. A Processing Technique for OFDM-modulated Wideband Radar Signals [J]. Electrical Engineering Mathematics & Computer Science, 2010, 25(5): 239-241.

[10] STRUM C, WIESBECK W. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(7): 1236-1259.

[11] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟, 等. 一种超分辨 OFDM 雷达通信一体化设计方法 [J]. 电子与信息学报, 2016, 38(2): 425-433.

LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, et al. A Super-resolution Design Method for Integration of OFDM Radar and Communication[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(2): 425-433.

[12] ZHENG J, WANG Z. ICI Analysis for FrFT-OFDM Systems to Frequency Offset in Time-frequency Selective Fading Channels[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(10): 888-890.

[13] AIMEIDA L B. Fractional Fourier Transform and Time-frequency Representations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.

[14] PEI S C, DING J J. Closed-form Discrete Fractional and Affine Fourier Transforms[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(5): 1338-1353.

(编辑: 王 瑞)