

## 基于压缩感知的频率编码脉冲雷达高分辨距离成像方法

贺亚鹏\* 庄珊珊 李洪涛 朱晓华

(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

**摘要:** 针对频率编码脉冲雷达(Frequency-Coded Pulse Radar, FCPR), 该文提出一种基于压缩感知(Compressive Sensing, CS)的目标高分辨距离成像方法。利用目标场景的空间稀疏性, 建立 FCPR 目标回波稀疏信号模型, 提出基于 CS 的 FCPR 脉冲相参合成处理方法。该方法采用少量 FCPR 信号子脉冲对目标频域响应进行采样, 即可提取目标高分辨距离像信息。为了降低 CS 重构算法的运算复杂度, 提出一种基于 FFT 目标速度预估计的动态构造降维感知矩阵的方法, 提高了采用 CS 进行 FCPR 脉冲相参合成处理的速度。仿真结果表明该方法较传统 IFFT 脉冲相干合成算法具有更小的目标强散射中心幅度估计误差, 对速度估计误差及噪声的鲁棒性更好。

**关键词:** 频率编码脉冲雷达; 高分辨距离像; 压缩感知; 速度预估计

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)07-1678-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01281

## High Resolution Range Imaging Method for Frequency-coded Pulse Radar Based on Compressive Sensing

He Ya-peng Zhuang Shan-na Li Hong-tao Zhu Xiao-hua

(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology,  
Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** A novel Compressive Sensing (CS) based high resolution target range imaging method for Frequency-Coded Pulse Radar (FCPR) is proposed in this paper. Considering spatial sparsity of the target scene, a FCPR target sparse signal model is derived. A FCPR pulses coherent synthesis processing method is presented. Target frequency domain response is sampled with only a few FCPR sub-pulses, from which target high resolution range information is reconstructed exactly. A dynamic creation of deduced dimension sensing matrix based on target velocity pre-estimation using FFT is proposed. This method reduces the computational complexity of CS recovery algorithms and promotes the speed of CS based FCPR pulses coherent synthesis processing. Computer simulations show that the presented method performs better than traditional IFFT pulses coherent synthesis processing algorithm with smaller magnitude estimation error of strong target scattering center and better robustness against velocity estimation error and noise.

**Key words:** Frequency-Coded Pulse Radar (FCPR); High resolution range imaging; Compressive Sensing (CS); Velocity pre-estimation

### 1 引言

高分辨率雷达距离成像技术<sup>[1]</sup>由于具有探测精度高, 抗干扰能力强等诸多优点在目标识别及分类、航空管制等领域中有着广泛的应用。频率编码脉冲雷达<sup>[2]</sup>(Frequency-Coded Pulse Radar, FCPR)高分辨距离成像是雷达成像的一个重要研究方向, 发射一组载频跳变的脉冲序列对目标频域响应采样, 通过目标速度补偿后 IFFT 脉冲相参合成处理获得目

标高分辨距离像, 同时该雷达具有接收机瞬时带宽小和 A/D 采样率低等优点, 避免了常规宽带雷达信号在工程实现中面临的困难。

近年来, 信息论和信号处理中提出的压缩感知<sup>[3-5]</sup>(Compressive Sensing, CS)理论已被广泛应用于无线通信、图像和生物医学等诸多工程领域<sup>[3]</sup>。CS 理论指出通过求解一个  $l_0$  范数优化问题便可利用少量的测量值精确恢复可压缩或稀疏信号。实际空间中感兴趣目标场景强散射中心仅占据少量的雷达分辨单元, 雷达照射区域内目标回波信号是稀疏的<sup>[6]</sup>, 由此 CS 在雷达中的应用也得到广泛研究<sup>[6-11]</sup>。文献[7]依据 CS 理论采用低速率 A/D 转换器采样宽

2010-11-19 收到, 2011-03-10 改回

南京理工大学自主科研专项计划(2010ZYTS028, 2010ZDJH05)和南京理工大学科研启动基金资助课题

\*通信作者: 贺亚鹏 yapeng.he@gmail.com

带雷达回波信号，无需对回波信号进行匹配滤波，消除了匹配滤波带来的旁瓣问题，比传统雷达具有更好的分辨力，对稀疏雷达场景 CS 可精确重构进行高分辨成像。文献[9,10]研究了 CS 在频率步进连续波探地雷达中的应用，采用少量载频数对目标空间进行采样，显著提高了雷达数据获取速度及成像分辨力。文献[11]提出一种基于 CS 的频率步进雷达 (CS-SFR)，对目标静止与运动两种情况，构造时延-频移超完备基 (Overcomplete Time-delay Frequency-shift Basis, OTFB) 矩阵作为感知矩阵，指出 CS 方法比传统的 IFFT 方法具有更优的检测性能，然而，对于运动目标，SFR 距离-多普勒耦合会引起 OTFB 感知矩阵相关系数过大，导致 CS-SFR 距离-速度联合分辨力降低；另外，当目标速度变化范围较大时，OTFB 感知矩阵维数过大，导致后续重建算法运算量急剧增加。

针对上述问题，本文发射采用部分跳频脉冲信号 (Partial Hopped-Frequency Pulses, PHFP)，消除了距离-多普勒耦合现象，降低了 OTFB 感知矩阵相关系数，获得了更高的距离-速度联合分辨性能；对相邻的两脉冲组回波混频后的信号进行 FFT 获得目标速度的预估计，动态构造降维 OTFB 感知矩阵，并采用快速的稳健平滑  $l_0$  [12,13] (Robust Smoothed  $l_0$ -norm, RSL0) 算法实现对强散射中心复幅度和散射点位置的精确估计，显著降低了重构算法的运算量。

本文第2节建立了通用的 FCPR 信号模型，第3节构建了信号稀疏 OTFB 矩阵，分析了 FCPR 目标回波信号的稀疏性，提出了基于 CS 的 FCPR 脉冲相参合成处理方法，第4节提出了基于 FFT 速度预估计的 FCPR 目标距离成像方法，并讨论了成像算法参数的选取准则及方法，第5节给出了仿真结果并进行了性能分析。

## 2 FCPR 信号模型

FCPR 信号表示为<sup>[2]</sup>

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=0}^{L-1} u_c(t - iT_r) \exp(j2\pi f_i t) \quad (1)$$

其中  $u_c(t) = \text{rect}(t/T_p)$ ， $L$  为脉冲序列长度， $l = 0, \dots, L-1$ ， $T_p$  为子脉冲宽度， $T_r$  为子脉冲重复周期， $f_l = f_0 + b_l \Delta f$  表示第  $l$  个子脉冲的载频， $f_0$  为载频初始频率， $\Delta f$  为载频跳变单位步长，一般取  $\Delta f = 1/T_p$ ， $b_l \in \{0, \dots, L-1\}$ ，且当  $l_1 \neq l_2$  时  $b_{l_1} \neq b_{l_2}$ 。该信号距离分辨率  $\delta r = c/(2L\Delta f)$ ，速度分辨率  $\delta v = c/(2LT_r f_0)$ ，最大不模糊距离窗  $R_w = c/(2\Delta f)$ 。 $B = (b_0, \dots, b_{L-1})$  为跳频步长编码序列，若

$b_l = l$ ，载频按固定步长  $\Delta f$  递增，则  $u(t)$  为常规步进频率信号；若  $B$  为伪随机序列，则  $u(t)$  为跳频脉冲信号。

设目标由  $P$  个强散射中心组成，第  $p$  个强散射中心的电磁散射强度在径向的投影幅度为  $a_p$ ，不考虑目标各强散射中心的相互电磁作用及信道衰减，则第  $l$  个子脉冲的视频回波采样为

$$s_r(l) = \sum_{p=1}^P a_p \exp(-j4\pi f_l (r_p - vlT_r)/c) \quad (2)$$

其中  $c$  为光速， $r_p$  为第  $p$  个目标强散射中心位置， $v$  为目标径向速度。

将式(2)中的相位项展开可得

$$\varphi_{lp} = -\frac{4\pi}{c} (f_0 r_p + b_l \Delta f r_p - l f_0 T_r - b_l l v \Delta f T_r) \quad (3)$$

式(3)中，第1项为常数相位；第2项是与目标距离有关的线性相位，决定合成距离像位置；第3项是目标速度产生的线性相位，引起距离徙动；第4项是由目标速度引起的随机相位，造成距离像峰值降低和能量发散。

传统 FCPR 信号相参合成处理<sup>[1]</sup>，对于静止目标，将  $L$  个视频回波脉冲的采样  $s(l)$  按发射频率递增的顺序重排，对重排后的序列进行 IFFT 实现；对于运动目标，必须对目标径向速度精确估计，对式(3)中后两项进行补偿，消除运动对距离像的影响后进行 IFFT 脉冲相参合成处理。

## 3 基于 CS 的 FCPR 雷达成像原理

### 3.1 回波信号稀疏性分析

目标强散射中心与距离-速度组合元 (Range-Velocity Cell, RVC)  $(r_i, v_j)$  一一对应，现将整个距离-速度空间离散化为  $N \times M$  个 RVC 分辨单元，其中  $r_i \in \{i \cdot \Delta r \mid i = 0, 1, \dots, N-1\}$ ， $v_j \in \{j \cdot \Delta v \mid j = 0, 1, \dots, M-1\}$ ， $N = \lceil R_w / \Delta r \rceil$ ， $M = \lceil v_w / \Delta v \rceil$ ， $\Delta r$  与  $\Delta v$  分别为距离与速度分析单元大小，一般取  $\Delta r \leq \delta r$ ， $\Delta v \leq \delta v$ ， $v_w$  为最大不模糊速度。设 RVC 单元  $(r_i, v_j)$  对应的单散射中心回波采样矢量为  $\mathbf{h}_{ij}$ ，其第  $l$  个元素为  $h_{ijl} = \exp(-j4\pi f_l (r_i - l v_j T_r)/c)$ ，回波信号矢量  $\mathbf{s}_r = [s_r(0), s_r(1), \dots, s_r(L-1)]^T$ ，目标信息矢量  $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{NM}]^T$ ，对应该距离-速度空间的 OTFB 矩阵  $\mathbf{D} = [\mathbf{h}_{00}, \dots, \mathbf{h}_{0(M-1)}, \mathbf{h}_{10}, \dots, \mathbf{h}_{1(M-1)}, \dots, \mathbf{h}_{(N-1)(M-1)}]$ ，则由式(2)可得

$$\mathbf{s}_r = \mathbf{D}\boldsymbol{\theta} \quad (4)$$

其中  $\theta_{iN+j} = \begin{cases} a_p, & (r_i, v_j) = (r_p, v) \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ ， $\boldsymbol{\theta}$  非零分量值位

置对应于强散射中心的距离和速度信息，大小对应

于强散射中心的复幅度,即雷达散射截面积(Radar Cross Section, RCS)。由于空间感兴趣目标仅占据少量的雷达分辨单元,因此 $\|\theta\|_0 = P \ll NM$ ,故回波信号 $s_r$ 在OTFB矩阵 $D$ 下是 $P$ 稀疏信号<sup>[5]</sup>, $\|\cdot\|_0$ 表示矢量的 $l_0$ 范数。

### 3.2 基于CS的FCPR脉冲相参合成处理

由上面分析知,回波信号 $s_r$ 可在OTFB矩阵 $D$ 下稀疏表征,由CS理论知采用少量FCPR信号子脉冲对目标的频域采样值即可获得目标信息矢量 $\theta$ 的精确估计。设从 $L$ 个载频中仅选取 $K$ 个发射,不失一般性,在此选取前 $K$ 个载频,并考虑加性噪声,则回波信号表示为

$$s_r' = TD\theta + n = \Theta\theta + n \quad (5)$$

其中 $T_{K \times L} = (I_{K \times K} \mathbf{0}_{(L-K) \times (L-K)})$ , $\Theta = TD$ 为感知矩阵, $n$ 为复高斯加性噪声。

当 $\Theta$ 满足 $K$ 阶约束等容条件<sup>[4]</sup>( $K$ -RIP)时,利用CS可由回波信号矢量 $s_r'$ 通过求解最优 $l_0$ 范数问题估计目标信息矢量 $\theta$ <sup>[4,5]</sup>,即

$$\hat{\theta} = \min \|\theta\|_0, \text{ s.t. } \|s_r' - \Theta\theta\|_2 < \varepsilon \quad (6)$$

其中 $\varepsilon$ 是与噪声大小有关的常量。优化问题式(6)可通过BPDN算法<sup>[14]</sup>,LASSO算法<sup>[15]</sup>,DS算法<sup>[16]</sup>,RSL0算法<sup>[12,13]</sup>等有效求解。RSL0算法较其它算法具有类似的估计精度,却具有更快的运算速度<sup>[12]</sup>,本文采用该算法实现对目标强散射中心复幅度和散射点位置的精确估计。

## 4 基于速度预估计的FCPR目标成像

当目标速度变化范围较大时,OTFB感知矩阵维数过大,直接采用式(6)进行目标参数估计运算量非常大,在此对相邻的两个脉冲组回波混频后的信号进行FFT获得目标速度的预估计,通过减小距离-速度空间离散化RVC分辨单元个数,动态构造降维感知矩阵 $\Theta$ 显著降低运算复杂度。

### 4.1 基于FFT目标速度预估计

由式(5)可知,同一目标相邻的两个脉冲组回波信号可分别表示为

$$s_{r1} = [s_r(0), s_r(1), \dots, s_r(K-1)]^T \quad (7)$$

$$s_{r2} = [s_r(K), s_r(K+1), \dots, s_r(2K-1)]^T \quad (8)$$

则 $s_{r2}$ 与 $s_{r1}$ 混频信号为

$$s_c = s_{r2} \odot s_{r1}^* \quad (9)$$

其中 $\odot$ 表示Hadamard积, $(\cdot)^*$ 表示复数共轭, $s_c$ 第 $k$ 个元素为

$$\begin{aligned} s_{ck} &= s_r(K+k)s_r(k)^* = \sum_{p=1}^P a_p e^{-j\frac{4\pi}{c}(f_0+b_k\Delta f)(r_p-v(k+K)T_r)} \\ &\quad \cdot \left( \sum_{p=1}^P a_p e^{-j\frac{4\pi}{c}(f_0+b_k\Delta f)(r_p-vkT_r)} \right)^* \\ &= \left( \sum_{p=1}^P a_p^2 \right) e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0KT_r v} e^{j2\pi\frac{2K\Delta f v}{c}b_k T_r} \\ &\quad + \sum_{p_1=1}^P \sum_{p_2=1, p_1 \neq p_2}^P a_{p_1} a_{p_2} e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0(KT_r v - (r_{p_1} - r_{p_2}))} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi\left(\frac{2K\Delta f v}{c} - \frac{2\Delta f(r_{p_1} - r_{p_2})}{cT_r}\right)b_k T_r} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{令 } A_p &= \left( \sum_{p=1}^P a_p^2 \right) e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0KT_r v}, \quad f_{dc} = \frac{2K\Delta f v}{c}, \quad A_{r_{p_1 p_2}} \\ &= a_{p_1} a_{p_2} e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0(KT_r v - r_{p_1 p_2})}, \quad f_{r_{p_1 p_2}} = f_{dc} - \frac{2\Delta f r_{p_1 p_2}}{cT_r}, \quad r_{p_1 p_2} \\ &= r_{p_1} - r_{p_2}, \quad \text{则} \end{aligned}$$

$$s_{ck} = A_p e^{j2\pi f_{dc} b_k T_r} + \sum_{p_1=1}^P \sum_{p_2=1, p_1 \neq p_2}^P A_{r_{p_1 p_2}} e^{j2\pi f_{r_{p_1 p_2}} b_k T_r} \quad (11)$$

故 $s_c$ 由多个单频复正弦信号随机采样值叠加组成,随机采样时刻为 $b_k T_r$ ,式(11)中第1项为中心频率项;第2项是与不同强散射中心距离差有关的交叉频率项。两个不同强散射中心引起的交叉频率 $f_{r_{p_1 p_2}}$ , $f_{r_{p_2 p_1}}$ 以成对形式出现,且关于中心频率 $f_{dc}$ 对称,即 $f_{r_{p_1 p_2}} + f_{r_{p_2 p_1}} = 2f_{dc}$ , $P$ 个强散射中心至多形成 $P(P-1)/2$ 个交叉频率。

由于交叉频率仅与强散射中心距离差 $r_{p_1 p_2}$ 有关,设对应距离差为 $r_{p_1 p_2}$ 的强散射中心对 $(r_{p_1}, r_{p_2})$ 的集合为 $B_{r_{p_1 p_2}}$ ,则频率为 $f_{r_{p_1 p_2}}$ 的交叉项幅度为

$$\begin{aligned} A_{f_{r_{p_1 p_2}}} &= \left| \sum_{(r_{p_1}, r_{p_2}) \in B_{r_{p_1 p_2}}} A_{r_{p_1 p_2}} \right| \\ &= \left| \sum_{(r_{p_1}, r_{p_2}) \in B_{r_{p_1 p_2}}} a_{p_1} a_{p_2} e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0(KT_r v - r_{p_1 p_2})} \right| \\ &= \sum_{(r_{p_1}, r_{p_2}) \in B_{r_{p_1 p_2}}} a_{p_1} a_{p_2} \leq \sum_{(r_{p_1}, r_{p_2}) \in B_{r_{p_1 p_2}}} (a_{p_1}^2 + a_{p_2}^2)/2 \end{aligned} \quad (12)$$

中心频率项幅度为

$$A_{f_{dc}} = \left| \left( \sum_{p=1}^P a_p^2 \right) e^{-j\frac{4\pi}{c}f_0KT_r v} \right| = \sum_{p=1}^P a_p^2$$

由于 $B_{r_{p_1 p_2}}$ 至多有 $P-1$ 个元素,则

$$\begin{aligned} A_{f_{r_{p_1 p_2}}} &\leq \sum_{(r_{p_1}, r_{p_2}) \in B_{r_{p_1 p_2}}} \frac{a_{p_1}^2 + a_{p_2}^2}{2} \\ &\leq \frac{a_1^2}{2} + \sum_{p=2}^{P-1} 2 \times \frac{a_p^2}{2} + \frac{a_P^2}{2} < \sum_{p=1}^P a_p^2 = A_{f_{dc}} \end{aligned} \quad (13)$$

即交叉频率处的幅度均小于中心频率幅度。

对随机采样序列  $s_c$  按照采样时刻递增的顺序进行排序, 并经插零后可表示为

$$s'_c(i) = \begin{cases} s_{ck}, & i = b_k \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad i = 0, \dots, \max(b_k) - 1 \quad (14)$$

对式(14)进行  $Q$  ( $Q \geq \max(b_k)$ ) 点 FFT 处理并取模, 频谱图将在频率  $f_{dc}$  处形成最大值, 设  $q_{\max} = \arg \max_q (|\text{FFT}(s'_c)|)$ , 则

$$\frac{q_{\max}}{T_r Q} = f_{dc} = \frac{2K\Delta f v}{c} \quad (15)$$

故速度估计值, 最大不模糊速度及速度估计最大误差分别为

$$\hat{v} = \frac{c q_{\max}}{2K\Delta f T_r Q} \quad (16)$$

$$v_u = \frac{c}{2K\Delta f T_r} \quad (17)$$

$$\delta_{\hat{v}} = \frac{c}{4KQ\Delta f T_r} \quad (18)$$

由式(17)和式(18)可看出增大 FFT 点数  $Q$  及载频跳变单位步长  $\Delta f$  均可提高速度估计精度, 但会增大算法的运算复杂度、缩小不模糊测速范围。

#### 4.2 基于 FFT 目标速度预估计的 FCPR 雷达目标成像

由式(18)可知真实目标速度  $v \in [\hat{v} - \gamma\delta_{\hat{v}}, \hat{v} + \gamma\delta_{\hat{v}}]$ , 考虑到噪声对目标速度估计的影响, 一般取  $\gamma > 1$ , 其大小依据噪声自适应调整。剔除  $v_j \notin [\hat{v} - \gamma\delta_{\hat{v}}, \hat{v} + \gamma\delta_{\hat{v}}]$  的 RVC 分辨单元, 此时距离-速度空间离散化 RVC 分辨单元个数为  $NM_d$  个, 其中  $M_d = \lceil 2\gamma\delta_{\hat{v}}/\Delta v \rceil \ll M$ , OTFB 矩阵  $D$  的原子个数明显减少, 即降低了感知矩阵  $\Theta$  的维数, 由此减小了后续重建算法的运算复杂度。

设降维后的 OTFB 矩阵为  $D_d$ , 降维感知矩阵  $\Theta_d = TD_d$ , 将式(6)降维形式表示为

$$\hat{\theta}_d = \min \|\theta_d\|_0, \quad \text{s.t.} \quad \|s'_r - \Theta_d \theta_d\|_2 < \varepsilon \quad (19)$$

随后采用 RSL0 算法对优化模型式(19)中目标信息矢量  $\theta_d$  进行估计, 得目标合成距离像为

$$r(n) = \left\| \hat{\theta}_d(nM_d : (n+1)M_d - 1) \right\|_2, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (20)$$

为了保证采用式(19)进行目标强散射中心提取的有效性和稳健性, 雷达参数选取需使得感知矩阵  $\Theta_d$  满足  $K$ -RIP 条件<sup>[4]</sup>, 即

$$(1 - \delta_K) \|\theta\|_2^2 \leq \|\Theta_d \theta\|_2^2 \leq (1 + \delta_K) \|\theta\|_2^2 \quad (21)$$

其中  $\theta$  为任一  $K$  稀疏信号矢量,  $\delta_K \in (0, 1)$  为约束等容常量 (RIC)。式(21)要求  $\Theta_d$  为一等容系统, 即  $\Theta_d$  的任意  $K$  列组成的子矩阵近似正交, RIC 值越小则近似程度越好。

实际中, 很难验证感知矩阵  $\Theta_d$  是否满足  $K$ -RIP 条件, 在此采用更容易计算的矩阵累积相关性函数<sup>[16]</sup> (Cumulative Coherence Function, CCF) 作为  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度的度量。其定义为

$$\mu_1(p) \triangleq \max_{|A|=p} \max_{j \notin A} \sum_{i \in A} |\varphi_i^H \varphi_j|, \quad p = 1, 2, \dots, NM_d \quad (22)$$

其中  $\varphi_i$  为  $\Theta_d$  第  $i$  列的归一化矢量,  $A$  为  $\Theta_d$  中任意  $p$  列的索引集。  $\mu_1(1)$  等于矩阵相关性系数<sup>[16]</sup>  $\mu(\Theta_d)$ , 它是  $\Theta_d$  各列之间最大的互相关系数, 反应 FCPR 雷达区分两个目标的能力, 即传统雷达分辨力, 而 CCF 反应 FCPR 从  $p$  个强散射中心中区分目标的能力, 故 CCF 为矩阵相关性的更一般化描述, 若 CCF 初始值越小且上升越缓, 则  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度越好, 雷达分辨性能更优。

提高  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度能有效降低目标信息估计误差及提高估计算法的稳健性<sup>[16]</sup>。  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度与发射的  $K$  个跳频步长编码序列  $B_d = (b_0, \dots, b_K)$  的选取方式有关。固定载频跳变单位步长  $\Delta f$ , 则  $B_d$  有 4 种选取方式, 方式 1 选取  $b_k = k$ , 即步进频率信号; 方式 2 选取  $B_{d1}$  为伪随机序列且  $b_k \in [0, K-1]$ ; 方式 3 随机选取  $b_k \in [0, L-1]$ , 且当  $k_1 > k_2$  时,  $b_{k_1} > b_{k_2}$ ; 方式 4 选取  $B_{d1}$  为伪随机序列,  $b_k \in [0, L-1]$ , 且当  $k_1 \neq k_2$  时,  $b_{k_1} \neq b_{k_2}$ 。方式 1 与方式 3 为载频顺序递增模式, 而方式 2 与方式 4 为载频随机跳变模式, 载频顺序递增模式存在距离多普勒耦合, 使得 OTFB 矩阵相邻列之间的相关性较大, 导致  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度变差; 而载频随机跳变模式消除了距离多普勒耦合,  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度较好。方式 4 较方式 2 具有更大的信号带宽, 具有更优的距离分辨能力, 故本文选取方式 4 作为 FCPR 雷达载频跳变模式, 以方式 4 发射的  $K$  个跳频脉冲称为 PHEP 信号。另外, 可以采用模拟退火、遗传算法、凸优化等波形优化算法对方式 4 载频选取方式进行进一步优化, 使得  $\Theta_d$  子矩阵近似正交程度达到最优。

## 5 仿真及结果分析

设载频初始频率  $f_0 = 10$  GHz, 原始脉冲序列长度  $L = 128$ , 载频跳变单位步长  $\Delta f = 3$  MHz, 子脉冲宽度  $T_p = 1/\Delta f$ , 子脉冲重复周期  $T_r = 100$   $\mu$ s, 目标飞行速度  $v = 700$  m/s。离散化距离与速度分析单元大小  $\Delta r = 0.75\delta r$ ,  $\Delta v = 0.75\delta v$ 。采用具有 5 个强散射中心的 SR-71 侦察机强散射中心模型<sup>[7]</sup>作为实验目标, 各强散射中心相对位置及 RCS 幅度如图 1 所示。下面从不同发射载频选取方式对应感知矩阵的子矩阵近似正交程度, FFT 目标速度估计误差及目标高分辨距离成像 3 个方面进行仿真分析,

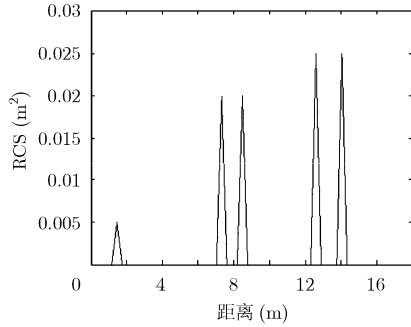


图1 SR-71 侦察机多散射中心模型

并与传统的 IFFT 脉冲相干积累算法进行对比, 验证本文算法的有效性。

**实验 1** 发射载频选取对感知矩阵的子矩阵近似正交程度影响。设实际发射载频数  $K = 0.5L$ , FFT 点数  $Q = 4096$ ,  $\gamma = 1$ , 对跳频步长编码序列  $B_d$  的 4 种选取方式, 分别构造对应的降维感知矩阵  $\Theta_d$ , 采用式(22)计算各  $\Theta_d$  的 CCF, 结果如图 2 所示。可以看出, 方式 4 对应的感知矩阵具有较小的累积相关性系数且函数上升平稳, 子矩阵近似正交程度最优。而方式 1 和方式 3 由于受载频顺序递增引起的距离多普勒耦合影响, 子矩阵近似正交程度较差, 导致某些目标无法分辨, 方式 2 虽然消除了距离多普勒耦合影响, 但该选取方式损失了信号有效带宽, 导致邻近目标回波相关性增大, 子矩阵近似正交程度变差。图 3 给出了当  $K$  分别为  $0.4L$ ,  $0.5L$ ,  $0.9L$  时, 方式 4 对应的各感知矩阵的 CCF 对比, 可以看出, 当发射载频数  $K$  增大时, PHFP 信号累积相关性系数减小, 子矩阵近似正交程度增大, 即增加对目标空间的测量次数可使得目标得到更好的分辨。

**实验 2** 不同信噪比(SNR)下目标速度估计误差分析。载频选取采用方式 4, 载频数  $K = 0.5L$ ,  $0.75L$ , FFT 点数  $Q = 1024, 4096$ , 独立蒙特卡洛实验次数 500。对  $K, Q$  4 种不同组合, SR-71 侦察机速度估计均方根误差随 SNR 变化曲线如图 4 所示。可以看出, FFT 点数增大可减小速度估计误差;

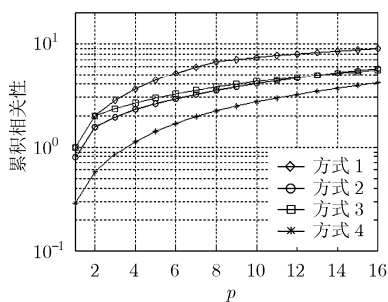


图2 不同编码序列方式对应的累积相关性函数

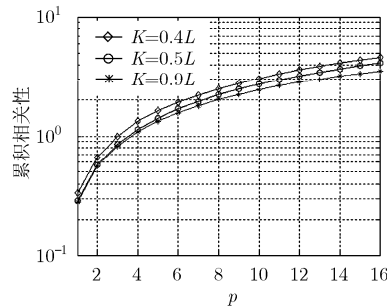


图3 不同编码长度 PHFP 信号对应的累积相关性函数

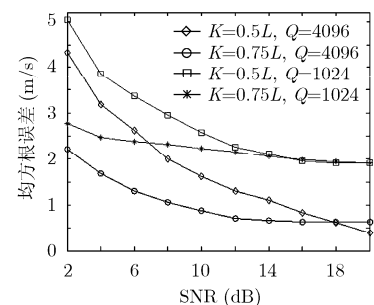


图4 速度估计均方根误差

载频数  $K$  增大可提高低 SNR 情况下速度估计精度, 图中  $Q$  相同时的交叉线说明在高 SNR 情况下, 速度估计误差由目标真实速度及系统参数共同决定, 而噪声对其影响不大。故在高 SNR 情况下, 速度估计误差受系统参数影响较大而受噪声影响较小,  $\gamma$  根据系统参数选取较小值; 而在低 SNR 情况下, 由于速度估计误差受噪声影响较大而受系统参数影响较小,  $\gamma$  根据噪声强度选取较大值。

**实验 3** 目标高分辨距离成像及估计误差分析。发射采用方式 4 的 PHFP 信号, FFT 点数  $Q = 4096$ , 载频数  $K = 0.5L$ , 图 5 给出 SNR 分别为 20 dB 和 0 dB 时, 采用本文算法与 IFFT 脉冲相干积累算法对 SR-71 侦察机距离成像输出对比。可以看出, 高 SNR 条件下, 噪声对速度估计影响较小, 两种算法均能检测出 RCS 较大的强散射中心, 但 IFFT 脉冲相干积累算法输出具有高的旁瓣, 使得 RCS 较小的强散射中心目标无法分辨, RCS 估计误差较大, 而本文算法输出没有旁瓣, 与 RCS 较小的强散射中心亦得到很好分辨, RCS 估计误差较小。低 SNR 条件下, 噪声对速度估计影响较大, IFFT 脉冲相干积累算法完全失效, 而本文算法依然能检测出 RCS 较大的强散射中心, 但 RCS 较小的强散射中心被噪声掩盖, 无法分辨, RCS 估计误差较高 SNR 条件下有所增大。

图 6 给出载频数  $K = 0.5L, 0.7L, 0.9L$  时, 分别采用本文算法与 IFFT 脉冲相干积累算法对 SR-71 侦察机距离成像在不同 SNR 下 RCS 估计均方根误差。独立蒙特卡洛实验次数 500, 依据实验 2 仿真结论, 当  $\text{SNR} > 10 \text{ dB}$  时, 取  $\gamma = 2$ ,  $10 \text{ dB} > \text{SNR} \geq 6 \text{ dB}$  时, 取  $\gamma = 4$ ,  $6 \text{ dB} > \text{SNR}$  时, 取  $\gamma = 8$ 。可以看出, 本文算法估计的均方根误差明显小于 IFFT 脉冲相干合成处理算法, 对噪声和速度估计误差鲁棒性更好。载频数  $K$  越大则 RCS 估计精度越高, 但在高 SNR 时, RCS 估计误差趋于一致, 由此也验证了 CS 理论优异的稀疏恢复性能。

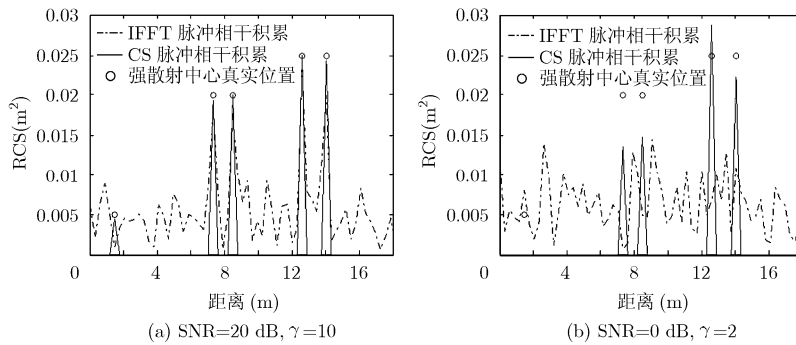


图5 SR-71 侦察机高分辨距离成像输出

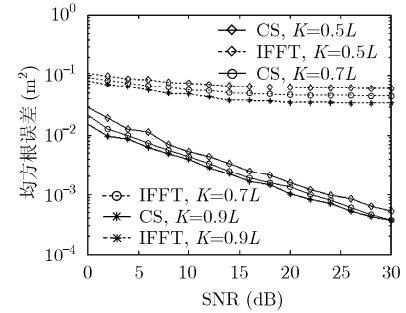


图6 SR-71 侦察机 RCS 估计均方根误差

## 6 结论

FCPR 以其较窄的接收机瞬时带宽及较低的 A/D 采样率等优势在高分辨雷达成像方面得到了广泛研究。实际中, 目标非合作性及高机动性使得有效目标回波脉冲数较少, 传统 IFFT 脉冲相干积累算法在低信噪比下由于速度估计误差及噪声的影响性能急剧下降。该文提出基于 CS 的 FCPR 相参合成处理方法可以从少量脉冲回波采样值即可有效获取目标高分辨距离像, 较好地解决了这一问题。仿真结果表明该方法具有 RCS 估计误差小, 鲁棒性好等优点。

### 参考文献

- [1] Wehner D R. High-Resolution Radar [M]. 2nd Edition, London: Artech House, 1995: 197-238.
- [2] Vasquez R and Flores B C. Fourier transform receiver processing of hopped frequency sequences for synthetic range profile generation [J]. *Proceedings of SPIE*, 1996, 2845: 14-25.
- [3] Baraniuk R G, Candès E J, and Elad M, *et al.* Applications of sparse representation and compressive sensing [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(6): 906-909.
- [4] Candès E J, Romberg J, and Tao T. Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(2): 489-509.
- [5] Donoho D L. Compressed sensing [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [6] Potter L C, Ertin E, and Parker J T, *et al.* Sparsity and compressed sensing in radar imaging [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(6): 1006-1020.
- [7] Baraniuk R and Steeghs P. Compressive radar imaging [C]. 2007 IEEE International Radar Conference, Boston, Massachusetts, USA, April 17-20, 2007: 128-133.
- [8] Tello A M, López-Dekker F, and Mallorquí J J. A novel strategy for radar imaging based on compressive sensing [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(12): 4285-4295.
- [9] Gurbuz A C, McClellan J H, and Scott W R. A compressive sensing data acquisition and imaging method for stepped

frequency GPRs [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(7): 2640-2650.

- [10] Suksmono A B, Bharata E, and Lestari A A, *et al.* Compressive stepped-frequency continuous-wave ground-penetrating radar [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2010, 7(4): 665-669.
- [11] Shah S, Yu Y, and Petropulu A. Step-frequency radar with compressive sampling (SFR-CS) [C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Dallas, TX, USA, March 14-19, 2010: 1686-1689.
- [12] Eftekhari A, Babaie-Zadeh M, and Jutten C, *et al.* Robust-SLO for stable sparse representation in noisy settings [C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Taipei, April 19-24, 2009: 3433-3436.
- [13] Mohimani H, Babaie-Zadeh M, and Jutten C. A fast approach for overcomplete sparse decomposition based on smoothed  $l^0$  norm [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(1): 289-301.
- [14] Chen S S, Donoho D L, and Saunders M A. Atomic decomposition by basis pursuit [J]. *SIAM Review*, 2001, 43(1): 129-159.
- [15] Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the lasso [J]. *Journal of the Royal Statistical Society, Series B (Methodological)*, 1996, 58(1): 267-288.
- [16] Elad M. Sparse and Redundant Representations: From Theory to Applications in Signal and Image Processing [M]. New York: Springer Science, 2010: 17-166.
- [17] Leshem A, Naparstek O, and Nehorai A. Information theoretic adaptive radar waveform design for multiple extended targets [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2007, 1(1): 42-55.

贺亚鹏: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为新型雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理等。

庄珊珊: 女, 1985年生, 博士生, 研究方向为自适应波形设计与多载波雷达信号处理。

李洪涛: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、自适应信号处理等。

朱晓华: 男, 1966年生, 教授, 研究方向为雷达系统理论与技术、雷达信号理论与应用、高速实时数字信号处理等。