

# 二维 CZT 的稀疏阵列 MIMO 雷达快速极坐标格式成像算法

赵小茹, 童宁宁<sup>✉</sup>, 胡晓伟, 丁姗姗

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

**摘要** 由于极坐标格式算法(PFA)存在运算量大,且聚焦性能受插值精度影响等缺点。为解决该问题,提出一种基于二维 Chirp-Z Translation (CZT)的稀疏阵列 MIMO 雷达快速成像算法,引入压缩感知原理,采用 CZT 变换代替插值运算,借助合适变换参数的选择,一步实现插值-重采样的处理过程。仿真验证表明,随着成像尺寸的变化,所提算法与经典 PFA 算法运算量的比值在 0.22~0.4 之间,有效地降低了运算量,同时保持了较低的图像熵,提高了聚焦性能。

**关键词** CZT 变换;极坐标格式算法;稀疏阵列;MIMO 雷达成像

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.02.006

**中图分类号** TN957.51 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)02-0032-05

## A Fast Polar Format Imaging Algorithm of MIMO Radar with Sparse Array Based on Two-dimensional CZT

ZHAO Xiaoru, TONG Ningning, HU Xiaowei, DING Shanshan

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

**Abstract:** Aimed at the problem that by using the polar format algorithm (PFA) the computation amount is large and its imaging precision is affected by interpolation, a fast polar format imaging method of MIMO radar with sparse array based on two-dimensional CZT is proposed in this paper coupled with compressed sensing (CS) and the Chirp-Z translation (CZT). Instead of the interpolation, the CZT achieves the interpolation-re-sampling process by selecting proper parameters. With the imaging size changing, the simulation results show that the amount rate of computation work by the proposed algorithm to the PFA is maintained between 0.22-0.4, thus reducing the computation amount and improving the precision available with small image entropy.

**Key words:** Chirp-Z transformation; polar format algorithm; sparse array; MIMO radar imaging

作为经典的成像算法,极坐标格式算法(Polar Format Algorithm, PFA)<sup>[1]</sup>以极坐标格式录

取数据在波数域进行分析,可直接用于对旋转目标成像。算法通过二维内插运算完成坐标系转

收稿日期:2016-09-26

基金项目:国家自然科学基金(6157010318)

作者简介:赵小茹(1993—),女,江苏扬州人,硕士生,主要从事 MIMO 雷达成像研究。E-mail:zxr\_paper@163.com

通讯作者:童宁宁(1963—),女,江苏太仓人,教授、博士生导师,主要从事综合电子战和多基地雷达信号处理研究。E-mail:18092629021@163.com

**引用格式:**赵小茹,童宁宁,胡晓伟,等. 二维 CZT 的稀疏阵列 MIMO 雷达快速极坐标格式成像算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017,18(2):32-36. ZHAO Xiaoru, TONG Ningning, HU Xiaowei, et al. A Fast Polar Format Imaging Algorithm of MIMO Radar with Sparse Array Based on Two-dimensional CZT [J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition), 2017,18(2):32-36.

化的同时,也带来了插值误差和大运算量,故将该算法进行适当改进可扩大其应用范围。文献[2]提出双 CZT 变化用于经匹配滤波后的雷达信号处理;进一步有学者将 PFA 算法应用在雷达成像方面,能够适用于多种雷达成像体制,如双基地 SAR<sup>[3]</sup>、双基地 ISAR<sup>[4]</sup>、MIMO-ISAR<sup>[5]</sup>等。虽然应用的雷达体制多样,但与 MIMO 雷达特点紧密结合的成像方法研究仍然较少,有待进一步深入。

MIMO 雷达是近年来出现的新体制雷达,因其多发多收的阵列结构可以形成阵元数多于实际阵列的虚拟阵列<sup>[6-7]</sup>,以空间积累代替时间积累,从而具有缩短积累时间,实现单次快拍成像的优势<sup>[8-9]</sup>。在 MIMO 雷达波数域中进行成像,若直接采用 PFA 成像算法,会因插值产生误差和大运算量等问题,降低成像质量。文献[10]提出了一种 MIMO 雷达快速极坐标格式算法,但存在阵元数量多且虚拟阵元重合等问题,没有完全发挥 MIMO 雷达自身的特点。考虑到在单次快拍下,MIMO 雷达成像所需的阵元数量大,故针对稀疏阵列下 MIMO 雷达的 PFA 算法进行研究具有必要性。

## 1 CZT 变换的基本原理

CZT 变换<sup>[11-12]</sup>可以实现  $z$  平面上部分单位圆的等分角采样,对  $G$  点长的均匀采样序列  $x(n)$  的 CZT 定义式为:

$$X(z_k) = W^{k^2/2} \sum_{n=0}^{G-1} g(n) W^{-(k-n)^2/2} \quad (1)$$

式中:  $g(n) = x(n) A^{-n} W^{n^2/2}$ 、 $A = A_0 \exp(j\theta_0)$ 、 $W = W_0 \exp(-j\varphi_0)$ 、 $z_k = AW^{-k}$  为  $z$  平面上的采样点;  $M$  为单位圆上的采样点数,即输出序列点数;  $\theta_0$  和  $\varphi_0$  分别为采样点的起始相角和角度间隔。因为 CZT 变换是沿单位圆采样的,故  $A_0 = 1$ ,  $W_0 = 1$ 。当  $M = N$ ,  $\theta_0 = 0$  且  $\varphi_0 = 2\pi/N$  时, CZT 即为 DFT,当  $\theta_0$  和  $\varphi_0$  的变化时,频率取值和频率间隔相应变化,用 CZT 变换可以代替插值运算,减小运算量。

## 2 稀疏阵列 MIMO 雷达单次快拍成像模型

本文借鉴文献[13]中提出的稀疏阵列,假设原始均匀线阵有  $N$  个间距为  $d$  的接收阵元,  $M$  个间距为

$Nd$  的发射阵元,保证接收阵列首尾阵元位置不变,随机抽取  $N'$  个作为稀疏接收阵列,根据相位中心近似原理(Phase Center Approximation, PCA),得到  $MN'$  个收发同置的虚拟阵元。以 4 发 7 收的 MIMO 雷达为例说明稀疏阵列,见图 1。

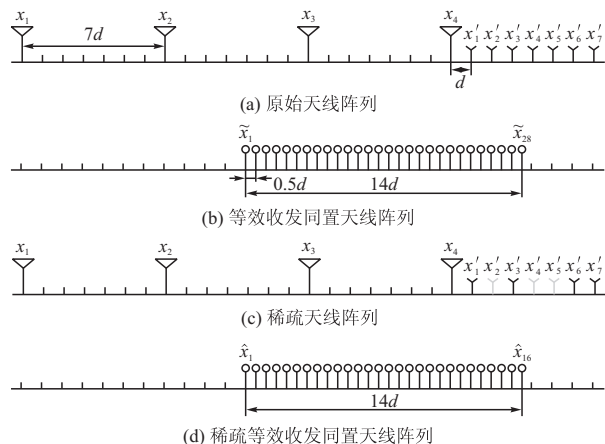


图 1 天线排布及其稀疏化示意图

Fig. 1 The schematic figure of antenna configuration and sparse array

图 1(a)为原始均匀线阵排布,通过 PCA 原理得到图 1(b)中的收发同置虚拟均匀阵列。随机抽取 4 个接收阵元得到图 1(c)中的稀疏接收阵列,得到的等效稀疏阵列图 1(d)。

假设稀疏线阵是  $M$  发  $N'$  收的,等效得到的虚拟阵列有  $MN'$  个阵元,与点目标间的几何关系见图 2。天线阵列沿  $x$  轴排布,定义发射阵列坐标为  $[x_1, x_2, \dots, x_M]$ ,接收阵列坐标为  $[x'_1, x'_2, \dots, x'_{N'}]$ ,等效线阵坐标为  $[\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{MN'}]$ 。

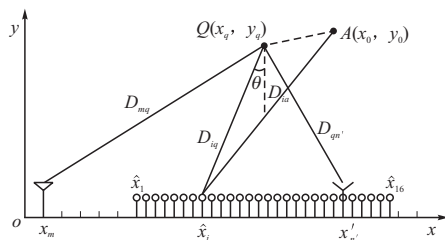


图 2 MIMO 雷达线性阵列与目标的几何关系

Fig. 2 Geometry model for MIMO radar linear array and targets

图 2 中  $A(x_0, y_0)$  为目标的参考中心。因阵元到目标点之间的纵向距离远大于阵元的间距,根据 Taylor 公式,点目标  $Q(x_q, y_q)$  到天线阵列的距离和为:

$$D_{mn'}^q = D_{mq} + D_{qn'} = \sqrt{(x_m - x_q)^2 + y_q^2} + \sqrt{(x_q - x'_{n'})^2 + y_q^2} \approx y_q + (x_m - x_q)^2/2y_q + y_q + (x_q - x'_{n'})^2/2y_q \quad (2)$$

由第  $m$  个发射阵元和第  $n'$  个接收阵元等效得

到的阵元  $\hat{x}_i = (x_m + x'_{n'})/2$  到点  $Q$  的距离  $D_{iq} \approx y_q + (x_q - (x_m - x_n)/2)^2/2y_q$ , 得到等效前后点目标与阵列间距离和的关系为:

$$D_{mm'}^q = 2D_{iq} + \Delta D \quad (3)$$

式中:  $\Delta D_q = (x_m - x'_{n'})^2/4y_q$  为等效产生的距离偏差, 在后续信号处理中进行补偿。

选择相位编码信号作为发射信号:

$$s_m(t) = p_m(t)\exp(j2\pi f_c t), m = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

式中:  $f_c$  为载频;  $p_m(t)$  为相位编码信号, 满足  $\int_{-T/2}^{T/2} p_i(t)p_j^*(t-\tau)dt = f(t)\delta(i-j)$ ,  $f(t)$  表示匹配滤波输出, 理想情况下近似冲激函数。

第  $n'$  个接收阵元收到的回波信号进行相干检波和匹配滤波, 得到:

$$S_{mm'}(f_b, \hat{x}_i) = \sigma_q \exp(-j2\pi f_c(2D_{iq} + \Delta D)/c) \cdot \exp(-j2\pi(f_c + f_b)(2D_{iq} + \Delta D)/c) \quad (5)$$

式中:  $\sigma_q$  为点目标  $Q$  的散射系数。

因单快拍成像不考虑距离徙动的影响, 所以距离向中的  $D_{iq} \approx y_q$ 。为补偿距离偏差并以参考中心为标准进行时间取齐, 将式(5)乘以  $\exp(\frac{j2\pi f_c \Delta D}{c} + j2\pi(f_c + f_b)(2D_{iA} + \Delta D)/c)$ , 得:

$$S_{mm'}(f_b, \hat{x}_i) = \sigma_q \exp(-j2\pi f_c 2y_q/c) \exp(-j2\pi(f_c + f_b)2(D_{iq} - D_{iA})/c) \quad (6)$$

式中:  $f_b$  为匹配滤波采样频率, 将  $D_{iq} - D_{iA} \approx (x_q - x_0)\sin\theta + (y_q - y_0)\cos\theta$  带入式(6), 得到信号波数域的表达式为:

$$\tilde{S}_{mm'}(f_b, \hat{x}_i) = \sigma_q \exp(-j4\pi f_c y_q/c) \exp(-jK_x x - jK_y y) \quad (7)$$

$$\text{式中: } K_x = \frac{4\pi(f_c + f_b)\sin\theta}{c}; K_y = \frac{4\pi(f_c + f_b)\cos\theta}{c};$$

$$x = x_q - x_0; y = y_q - y_0。$$

### 3 基于二维 CZT 变换的 PFA 算法

定义  $|K_R| = 4\pi(f_c + f_b)/c = \sqrt{K_x^2 + K_y^2}$  为等效极径, 图 2 中的夹角  $\theta$  为等效极角。由极径的定义可知, 当  $\theta$  固定时, 采样频率  $f_b$  的均匀变化, 得到沿极径方向的均匀采样间隔; 等效极角  $\theta$  的变化得到  $K_R$  在极坐标中的多条弧线形采样点, 共同构成非均匀的扇形空间谱, 若直接进行 IFFT 变换则无法有效成像。本文提出采用二维 CZT 实现坐标轴的转换<sup>[14]</sup>, 消除了传统 PFA 算法因插值运算而出现的问题, 改进算法流程见步骤 1~3。

将式(7)离散化表示为:

$$\tilde{S}_{mm'}(f_{bj}, \theta_i) = \sigma_q \exp(-j4\pi f_c y_q/c) \cdot \exp(-j\tilde{K}_x(f_{bj}, \theta_i)x - j\tilde{K}_y(f_{bj}, \theta_i)y)$$

$$i = 1, 2, \dots, MN', j = 1, 2, \dots, F \quad (8)$$

式中:  $MN'$  为等效阵元数目;  $F$  为匹配滤波采样点数;  $\tilde{K}_x(f_{bj}, \theta_i) = 4\pi(f_c + f_{bj})\sin\theta_i/c$ , 为方位向采样,  $\tilde{K}_y(f_{bj}, \theta_i) = 4\pi(f_c + f_{bj})\cos\theta_i/c$ , 为距离向采样,  $\theta_i = \theta_1 + (i-1)\Delta\theta$ ,  $f_{bj} = f_{b1} + (j-1)\Delta f$ 。

**步骤 1 距离维 CZT 变换。**

距离维 CZT 变换旨在选取合适的参数将扇形空间谱变为楔形, 即  $\tilde{K}_y$  的取值不随极角  $\theta_i$  的变化而变化。令  $\theta_i = 0$  rad 对应的阵元作为基准阵元, 定义  $f'_{bj}$  为变换后的距离采样点取值, 得到等式:

$$4\pi(f_c + f'_{bj})\cos\theta_i/c = \tilde{K}_y(f'_{bj}, \theta_i) = \tilde{K}_y(f_{bj}, 0) = 4\pi(f_c + f_{bj})/c \quad (9)$$

化简式(9)得到:

$$f'_{bj} = (\alpha - 1)f_c + \alpha f_{bj}, \alpha = 1/\cos\theta_i \quad (10)$$

距离维 CZT 变换后的信号为:

$$\tilde{S}_{mm'}(f'_{bj}, \theta_i) = \sigma \exp(-j4\pi f_c R_p/c) \cdot \exp(-jx\tilde{K}_x(\theta_i, f_{bj}) - jy4\pi(f_c + f_{bj})/c) \quad (11)$$

式(11)解除了距离维与等效极角间的耦合。根据 CZT 原理, 可以一步实现插值-重采样的过程, 选择的参数为:

$$A_r = \exp(-j\pi/\alpha + j2\pi f_c(\alpha - 1)/F\alpha) \quad (12)$$

$$W_r = \exp(-j2\pi/F\alpha)$$

**步骤 2 方位维 CZT 变换。**

在步骤 1 的基础上, 方位维采样  $\tilde{K}_x$  变为  $\tilde{K}_x(f'_{bj}, \theta_i) = 4\pi(f_c + f'_{bj})\sin\theta_i/c$ 。方位维 CZT 变换的目的是使方位维采样间隔与距离向采样  $f_{bj}$  无关, 以  $f_{bj} = 0$  为基准, 得到:

$$4\pi(f_c + f'_{bj})\sin\theta_i/c = K_x(f'_{bj}, \theta'_i) = K_x(0, \theta_i) = 8\pi f_c \sin\theta_i/c \quad (13)$$

化简式(13)得到:

$$\theta'_i = f_c \theta_i / \alpha(f_c + f_b) = \beta \theta_i \quad (14)$$

方位维 CZT 变换后的信号为

$$\tilde{S}_{mm'}(f'_{bj}, \theta'_i) = \sigma \exp(-j4\pi f_c R_p/c) \cdot \exp(-jx\tilde{K}'_x(f_{bj}, \theta_i) - jy\tilde{K}'_y(f_{bj}, \theta_i)) \quad (15)$$

式中:  $\tilde{K}'_x(f_{bj}, \theta_i) = 4\pi f_c \theta_i/c$ ,  $\tilde{K}'_y(f_{bj}, \theta_i) = 4\pi(f_c + f_{bj})/c$ 。式(15)消除了方位维和距离维间的耦合, 得到均匀分布的空间谱, 可以采用 IFFT 变换实现成像。

**步骤 3 压缩感知(CS)变换。**

因为稀疏阵列会产生旁瓣影响成像效果, 故不适合将式(15)直接 IFFT 处理, 借鉴文献[15], 将 CS 原理<sup>[16-17]</sup>用于稀疏信号处理, 辅助后续成像。

通过观测矩阵  $\Phi$  对  $K$  一稀疏的向量  $\mathbf{Y}$  进行降维,得到观测集合  $\mathbf{X}$ 。

定义均匀阵列的回波信号数据集合为  $\mathbf{Y}^{F \times MN}$ , 在稀疏阵列下变为  $\mathbf{X}^{F \times MN'} = \{\tilde{S}_{11}(f_{bj}, \theta_1), \tilde{S}_{12}(f_{bj}, \theta_2), \dots, \tilde{S}_{mm'}(f_{bj}, \theta_{mm'})\}^{F \times MN'}$ 。因为稀疏阵列可以看作是均匀阵列的低维观测,所以  $\mathbf{X}$  的每一行能够作为  $\mathbf{Y}$  的稀疏表示。定义观测矩阵  $\Phi$  为广义单位阵:

$$\phi_{a,b} = \begin{cases} 1, & b = \delta_a, a = 1, \dots, MN', \delta_a \in 1, \dots, MN \\ 0, & \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $\delta_a$  由稀疏等效阵元位置决定。稀疏变换矩阵  $\Psi$  为逆傅里叶变换矩阵<sup>[15]</sup>

$$\Psi = \frac{1}{MN} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & W^{-2} & \dots & W^{-(MN-1)} \\ 1 & W^{-2} & W^{-4} & \dots & W^{-2(MN-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W^{-(MN-1)} & W^{-2(MN-1)} & \dots & W^{-(MN-1)^2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$W = \exp(-j2\pi/MN)$ 。将矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $f$  行记为  $X_f$ , 由公式  $\min \|\Theta_f\|_1, \mathbf{X}_f^H = \Phi\Psi\Theta_f$  进行稀疏恢复处理,得到目标在第  $f$  个匹配滤波采样点处散射点分布  $\Theta_f$ 。本文选择正交匹配追踪(OMP)算法完成稀疏恢复<sup>[18]</sup>,该算法需要已知信号的稀疏度以结束算法,但实际中的稀疏度是未知的。这里预设迭代次数为 10,对  $\mathbf{X}$  逐行作稀疏恢复处理,最后通过 IFFT 变换实现成像。

## 4 运算量分析

假设成像尺寸为  $U \times U, U = 2^k$ 。PFA 算法的总运算量为  $C_1 = (5 + l_r)U^2 + U^2 \log_2 U$ <sup>[19]</sup>,  $l_r$  和  $l_r$  分别是距离维和方位维插值时滤波器的长度。本文所提 CZT 变换算法的总运算量为  $C_2 = 7U^2 + 1.5U^2 \log_2 U$ 。将  $l_r, l_r$  均取值为 8,计算  $C_1/C_2$  随  $U$

变化的变化曲线,见图 3。

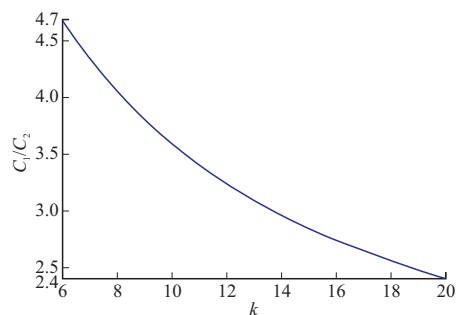


图 3 4 运算量分析

Fig. 3 The computation analysis

观察图 3,  $C_1/C_2$  的取值随成像尺寸的增大而减小,相比传统 PFA 算法,本文所提算法可以有效地降低运算量。

## 5 仿真结果与分析

假设目标模型由 11 个散射点组成,见图 4。MIMO 雷达采用 4 发 30 收的稀疏线阵,其原始线阵为 4 发 100 收,发射信号采用载频为 10 GHz,子脉冲宽度 2 ns,信号带宽为 500 MHz 的一组 4 个 40 码元的四相编码正交信号。

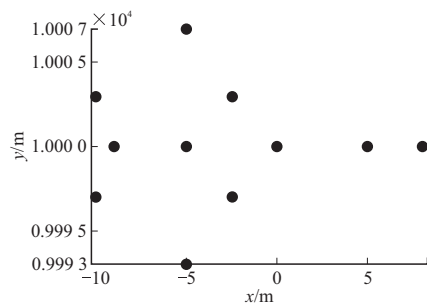


图 4 目标散射点模型

Fig. 4 Model of scatterer

分别用直接 IFFT、二维插值处理和 CZT-PFA 处理 3 种成像算法进行成像,见图 5。

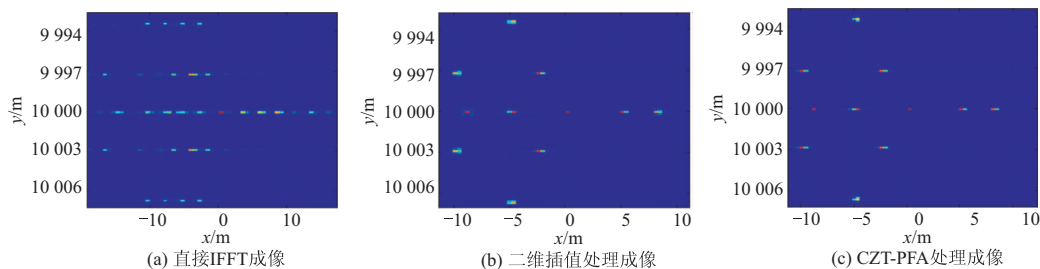


图 5 稀疏环境 PFA 算法成像结果

Fig. 5 Imaging result of PFA with sparse array

图 5(a)为直接通过 IFFT 处理实现成像,由于阵列稀疏排布,且空间谱不均匀,故无法得到理想的

成像效果。图 5(c)中为基于 CZT 变换的成像效果,与图 5(b)中插值运算实现 PFA 的算法相比,呈

现出较好的聚焦效果。为更明确地进行聚焦效果的比较,对3种算法成像效果的图像熵进行了运算,结果见表1。

表1 3种算法的图像熵值

Tab. 1 The image entropy of three algorithms

算法	FFT	插值	CZT
熵值	2.819 4	2.712 9	2.512 5

从表1中的图像熵值可以看出,本文所提算法的熵值明显低于前2种算法,表明该算法能够有效提高成像的聚焦性能。

## 6 结语

本文提出的一种基于二维CZT的稀疏阵列MIMO雷达快速成像算法,通过采用CZT变换替代插值运算应用到对稀疏阵列式像的压缩感知算法,有效地降低了运算量,提高了图像的聚焦效果。

## 参考文献(References):

- [1] 邢孟道,保铮,李真芳,等.雷达成像算法进展[M].北京:电子工业出版社,2014.  
XING M D, BAO Z, LI Z F, et al. Radar Imaging Algorithm and Evolvment [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014. (in Chinese)
- [2] TANG Y, XING M D, BAO Z. The Polar Format Algorithm for Spotlight SAR Image Formation using the Chirp-Z Transform [J]. IEEE Geo and Remote sensing letters, 2008,5(4):610-614.
- [3] 王放,黎湘.基于CZT的双基地SAR极坐标格式成像算法[J].信号处理,2010,26(3):400-404.  
WANG F, LI X. Polar Format Algorithm Based on Chirp-Z Transformation for Bistatic DAR System[J]. Signal Processing, 2010,26(3):400-404. (in Chinese)
- [4] 朱小鹏,张群,李宏伟.基于双基地ISAR的极坐标格式算法及其改进算法[J].宇航学报,2011,32(2):388-394.  
ZHU X P, ZHANG Q, LI H W. Bistatic-ISAR Based Polar Format Algorithm and Its Improved Algorithm [J]. Journal of Astronautics, 2011,32(2):388-394. (in Chinese)
- [5] 陈刚,顾红,苏卫民.采用ISAR技术的MIMO雷达极坐标格式成像算法研究[J].宇航学报,2013,34(8):1137-1145.  
CHEN G, GU H, SUN W M. Rsearch on Polar Format Imaging Algorithm for MIMO Radar Based on ISAR Technique[J]. Journal of Astronautics, 2013,34(8):1137-1145. (in Chinese)
- [6] WANG D W, MA X Y, CHEN A L, et al. High-Resolution Imaging Using A Wideband MIMO Radar System with Two Distributed Arrays [J]. IEEE Trans Image Process, 2010, 19,(5):1280-1289.
- [7] 朱宇涛,栗毅.一种 $M^2$ 发 $N^2$ 收MIMO雷达平面阵列及其三维成像方法.[J].中国科学(F辑),2011,41(12):1-12.  
ZHU Y T, SU Y. A Type of  $M^2$ -transmitter  $N^2$ -Receiver MIMO Radar Array and 3D Imaging Theory

- [J], Science China: Information Sciences, 2011, 41(12):1-12. (in Chinese)
- [8] 胡晓伟,童宁宇,何兴宇,等.基于Kronecker压缩感知的宽带MIMO雷达高分辨三维成像[J].电子与信息学报,2016,38(6):1475-1481.  
HU X W, TONG N N, HE X Y, et al. High-Resolution 3D Imaging via Wideband MIMO Radar Based on Kronecker Compressive Sensing[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016,38(6):1475-1481. (in Chinese)
- [9] 王怀军.MIMO雷达技术及其应用分析[J].雷达科学与技术,2009,8(4):245-249.  
WANG H J. Technology and Application Analysis of MIMO Radar [J]. Radar Science and Technology, 2009,8(4):245-249. (in Chinese)
- [10] 王海青,李彧晟,朱晓华.基于快速极坐标格式算法的MIMO雷达虚拟孔径成像[J].宇航学报,2013,34(5):715-720.  
WANG H Q, LI Y S, ZHU X H. MIMO Radar Virtual Aperture Imaging Based on Fast Polar Format Algorithm[J]. Journal of Astronautics, 2013,34(5):715-720. (in Chinese)
- [11] LANARI R. A New Method for the Compensation of the SAR Range Cell Migration Based on the Chirp-Z Transform [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 1995, 33(5):1296-1299.
- [12] 孙进平,袁运能,王俊,等.CTZ在聚束SAR极坐标格式成像算法中的应用[J].系统工程与电子技术,2002,24(10):47.  
SUN J P, YUAN Y N, WANG J, et al. Application of CZT in Polar Format Algorithm of Spotlight SAR [J]. Systems Engineering and Electronics, 2002, 24(10):4-7. (in Chinese)
- [13] 顾福飞,池龙,张群,等.基于压缩感知的稀疏阵列MIMO雷达成型方法[J].电子与信息学报,2011,33(10):2352-2357.  
GU F F, CHI L, ZHANG Q, et al. An Imaging Method for MIMO Radar with Sparse Array Based on Compressed Sensing [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011,33(10):2352-2357. (in Chinese)
- [14] ZHU D Y, YE S H, ZHU Z D. Polar Format Algorithm using Chirp Scaling for Spotlight SAR Imaging Formation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008,44(4):1433-1448.
- [15] LI J, XING M D, WUS J. Application of Compressed Sensing in Sparse Aperture Imaging of Radar [C]. APSAR, Xi'an, China, Oct. 2009:651-655.
- [16] DONOHO D L. Compressed Sensing[J]IEEE Trans. Inf Theory, 2006, 52,(4):1289-1306.
- [17] ZHANG X H, BAI T, MENG H Y, et al. Compressive Sensing-Based ISAR Imaging via the Combination of the Sparsity and Nonlocal Total Variation [J]. IEEE Geosci Remote Sens Lett, 2014, 11(5):990-994.
- [18] TROPP J, GILBERT A C. Signal Recovery form Random Measurements via Orthogonal Matching Pursuit[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2007,53(12):4655-4666.
- [19] RIGLING B D, MOSES R L. Polar Format Algorithm for Biostatic SAR[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(4):1147-1159.