

混合 MIMO-相控阵雷达目标高分辨成像

陈怡君^{1,2}, 汪思源², 卜立君²

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家级重点实验室, 西安, 710071; 2. 武警工程大学信息工程学院, 西安, 710086)

摘要 为了兼顾相控阵雷达成像和多输入多输出雷达成像的优势, 提出一种基于混合 MIMO-相控阵技术的多目标高分辨成像方法。将传统 MIMO 雷达中的每个单阵元发射天线都用一个工作在混合 MIMO-相控阵模式的发射阵列(TA)来代替, 每个 TA 根据目标数量和目标方向划分为多个子阵(SA), 每个 SA 内部阵元工作于相控阵模式并形成指向某个方向目标的发射波束, 而各个 SA 之间发射彼此正交的波形, 从而工作在 MIMO 模式。对各 SA 的回波信号进行波束形成处理以获得更高的信噪比和信干比增益。在此基础上, 结合字典优化、正交匹配追踪和参数化稀疏表征方法, 分别提出单次快拍高分辨成像和多次快拍高分辨成像方法。仿真结果表明: 所提方法能够获得更好的成像性能和成像实时性。

关键词 混合 MIMO-相控阵; 参数化稀疏表征; 单次快拍成像; 多次快拍成像

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2023.03.013

中图分类号 TN957 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2023)03-0095-10

A High Resolution Imaging with Hybrid MIMO Phased Array Radar

CHEN Yijun¹, WANG Siyuan², BU Lijun²

(1. The National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China;
2. College of Information Engineering, Engineering University of PAP, Xi'an 710086, China)

Abstract Both the advantages of phased array radar imaging and the multiple input multiple output (MIMO) radar imaging being taken into consideration, a multi-target high-resolution imaging method based on hybrid MIMO phased array technology is proposed. In the method, the transmit array (TA) is used to replace the transmit antenna in the traditional MIMO radar, and the TA works in the hybrid MIMO phased array mode. Each TA is divided into multiple sub-arrays (SA) according to the number and the direction of targets. The internal element in each SA works in the phased array mode to form a transmission beam into pointing to a target in a certain direction, while each SA transmits mutually orthogonal waveforms, working after MIMO mode. Beam-forming of the echo signal of each SA can obtain higher signal-to-noise ratio (SNR) and signal-to-interference ratio (SIR). On this basis, a single shot high-resolution imaging method and a multiple shot high-resolution imaging method are proposed respectively in combination with the dictionary optimization, the orthogonal matching pursuit and the parametric sparse representation. The simulation results show that the proposed method can achieve better imaging performance and real-time imaging.

收稿日期: 2022-09-27

基金项目: 国家自然科学基金(61801516)

作者简介: 陈怡君(1989-), 女, 陕西西安人, 副教授, 研究方向为雷达目标成像与识别。E-mail: chenijun519@126.com

引用格式: 陈怡君, 汪思源, 卜立君. 混合 MIMO-相控阵雷达目标高分辨成像[J]. 空军工程大学学报, 2023, 24(3): 95-104. CHEN Yijun, WANG Siyuan, BU Lijun. A High Resolution Imaging with Hybrid MIMO Phased Array Radar[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2023, 24(3): 95-104.

Key words hybrid MIMO phased array; parametric sparse representation; single shot high-resolution imaging; multiple shot high-resolution imaging

在雷达成像中,距离高分辨依靠发射大带宽信号来获得,方位高分辨则依靠雷达与目标之间的大转角观测来获得。目前,基于相控阵雷达和多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)雷达的成像技术已经得到了较为广泛的研究^[1-5]。

在相控阵雷达中,各天线阵元的发射信号为相干信号,可通过相干处理获得高发射相干累积增益和高接收相干累积增益。现有相控阵雷达系统通过控制相移来实现波束指向的灵活调整,并且具有同时多波束形成能力。然而,相控阵雷达虽然可以同时形成多个波束,获得较高的回波信噪比和信干比增益,但各波束内的信号形式一致。而不同目标之间的特征差异会导致适合各目标成像的最优波形之间存在显著差异^[4, 6-8],因此相控阵雷达无法同时对不同目标发射最适应该目标成像的最优波形;此外,相控阵雷达成像技术需要利用目标相对雷达运动所形成的虚拟阵列来获得高的方位向分辨率,所需的成像积累时间往往较长,这不仅会带来复杂的运动补偿问题,还大幅降低了雷达系统的实时成像性能,且导致成像任务需要占用大量的时间资源^[9]。

不同于相控阵雷达,MIMO雷达的特点是具有多个发射和接收天线,并且各发射天线可以辐射不同的信号波形,从而增加了雷达系统发射波形设计的自由度^[10-13]。当采用快拍成像方法时能够实现运动目标的瞬时成像^[9, 12, 14-16]。然而,传统MIMO雷达成像技术也存在一些局限:通常在目标成像时依据相位中心近似原理^[9],每对收发阵元可等效为一个收发同置的虚拟阵元(也称为虚拟孔径),各虚拟孔径对应的目标回波可以看作是对目标在不同方位角下的观测结果,对所有的虚拟孔径回波信号进行方位向相干处理即可获得目标的方位向高分辨成像结果,而由于MIMO雷达各发射阵元辐射正交信号,无法获得发射相干累积增益,回波信号SNR将大大低于相控阵雷达回波信号,从而降低了成像质量。特别是当多个目标位于同一距离门内时,各目标回波还将相互混叠,给成像带来更大困难。

因此,本文基于混合MIMO-相控阵技术,提出能够兼具相控阵雷达和MIMO雷达成像优势的多目标高分辨成像方法。所谓混合MIMO-相控阵技术,其主要思想是将发射阵列划分为若干子阵(sub-

array, SA),每个SA的内部阵元工作在相控阵模式以获得发射相干累积增益,而各个SA之间发射彼此正交的波形,从而工作在MIMO模式以获得波形分集能力^[17]。

本文将传统MIMO雷达中的每个单阵元发射天线都用一个发射阵列(transmit array, TA)来代替,每个TA根据目标数量和目标方向划分为多个SA,每个SA工作于相控阵模式并形成指向某个方向目标的发射波束。通过自适应地调整SA的划分方法,可以使得每个SA的发射波束内只存在一个目标。又由于各个SA之间发射正交波形,因此接收阵元同时收到的多目标回波信号可被有效分离,避免多目标回波相互混叠。进一步,本文采用前期提出的稀疏线性调频步进信号(steped frequency chirp signal, SFCS)波形优化方法^[8]来设计发射信号波形,并通过使不同SA发射的稀疏SFCS信号的子载频互异来保证发射波形的正交性,从而能够同时针对不同目标发射最适应于该目标成像的最优波形,获得更佳的成像性能。在接收端,由于不同SA发射信号子载频互异,不同视角下合成观测信号的载频难以保持一致,传统的基于傅里叶变换的方位向脉压成像方法不再适用,因此本文进一步提出了基于字典优化和参数化稀疏表征的快拍成像方法来实现多目标成像。同时,针对不同的任务需求(如成像实时性和成本需求等),本文分别提出了单次快拍成像方法和多次快拍成像方法,从而可以根据不同需求在时间成本和阵元成本之间取得平衡。

1 基于混合MIMO-相控阵技术的单次快拍成像模型

为了提高多目标成像能力,将传统MIMO雷达中的每个发射阵元都用一个TA来代替,每个TA包含 M_a 个阵元,以间距 d_r 等间隔排布,并工作于MIMO相控阵模式。假设共有 N_r 个接收阵元,以间距 d 等间隔排布; M_r 个TA以间距 $N_r \cdot d$ 等间隔排布。每个TA以完全重叠方式划分为 L 个SA。图1给出了所提基于混合MIMO-相控阵技术的单次快拍成像模型的示意图。

对于每个SA内部的阵元而言,其发射相同的

波形并工作在相控阵模式,假设雷达系统已完成了对目标的检测和跟踪,各目标空间位置已知,通过控制不同阵元间的相移来形成指向某个目标的波束。为了避免在波束形成过程中出现栅瓣,本文将 d_{tr} 设置为半波长。实际中,设 θ_0 为期望波束方向,当 $\pi \cdot d_{tr} \cdot (\sin\theta - \sin\theta_0) / \lambda = k\pi$ 时会在 θ 处出现栅瓣,其中, λ 为波长, k 为整数。因此也可根据探测范围需求和目标所处位置等信息来确定合适的阵元间距。同时,由于不同 SA 之间发射波形是相互正交的,根据等效相位中心原理,所提雷达成像模型可以等效为一个包含 $M_r N_r L$ 个自发自收阵元的虚拟阵列。

对于每一对 TA 和接收阵元,该 TA 中所有指向同一目标(方向)的 SA 和接收阵元所等效得到的虚拟阵元可在接收端采用波束形成方法进行回波信号合成来获得更高的 SIR 和 SNR,该合成信号可被看作是目标在某视角(即虚拟方位孔径)下的观测结果。因此,对于每个目标,将能获得 $M_r N_r$ 个不同虚拟方位孔径下的目标回波信号。显然,在图 3 所示的成像模型中,所形成的虚拟方位孔径位置的间距为 $d/2$ 。

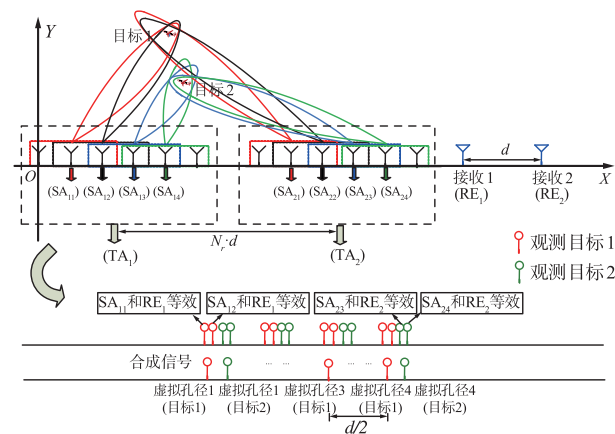


图1 雷达成像模型 ($M_r = N_r = 2, M_a = 6, L = 4$)

假设第 l 个 SA 的发射信号为 $s_l(t)$,且不同 SA 发射之间满足正交性。假设在第 m 个 TA 中有 K_{SA} 个 SA 的波束同时指向某一个目标(方向),每个 SA 包含 M_{SA} 个阵元,这些阵元以间距 d_{tr} 等间隔均匀排布。在接收端利用各 SA 间的信号正交性对各路信号进行分离。设第 m 个 TA 中指向同一个目标的 K_{SA} 个 SA 的发射信号载频均为 $f_{cm}(m)$,根据获得的 K_{SA} 个高分辨一维距离像 (high-resolution range profile, HRRP) $S_{k_{SA}}(f; m, n)(k_{SA} = 1, 2, \dots, K_{SA})$,可得到合成观测信号:

$$S(f; m, n) = \sum_{K_{SA}=1}^{K_{SA}} S_{k_{SA}}(f, m, n) \cdot$$

$$\exp(-j \frac{2\pi f_{cm}(m)}{c} (c\tau_{k_{SA}}(\theta_{tgt}))) \quad (1)$$

式(1)为基于混合 MIMO-相控阵技术的单次快拍成像模型在各方位孔径上的观测信号,其中 $S_{k_{SA}}(f; m, n)$ 中蕴含着目标距离向散射分布信息, $\exp(-j \frac{2\pi f_{cm}(m)}{c} (c\tau_{k_{SA}}(\theta_{tgt})))$ 蕴含着目标方位向散射分布信息,通过后续处理就可以获得目标成像结果,具体成像方法在第 3 节中进行介绍。

2 基于混合 MIMO-相控阵技术的多次快拍成像模型

在上述单次快拍成像模型中,方位向分辨率取决于虚拟方位孔径长度。为了获得高分辨成像结果,需要较多的发射阵列和接收阵列,硬件成本较高,因此进一步将成像所需的方位观测孔径长度在时间和空间上合理分配,从而实现观测时间和阵列规模之间的平衡。

基于混合 MIMO-相控阵技术的多次快拍成像模型如图 2 所示,设共有 M_p 个 TA 和 N_p 个接收阵元,间隔分别为 $PN_p d$ 和 Pd ,其中 P 为快拍次数。

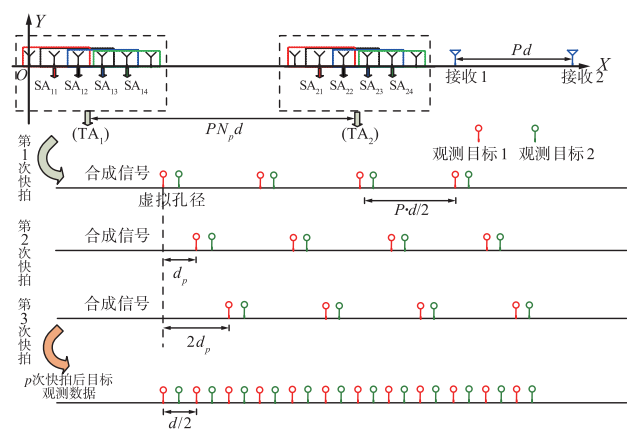


图2 基于混合 MIMO-相控阵技术的多次快拍成像模型

假设目标运动符合“走-停”模型,即在各次快拍观测过程中认为目标静止,在各次快拍之间,目标运动速度为 v 。在第 p 次快拍时,第 l 个 SA 的发射信号为 $s_{l,p}(t)$,为了确保不同 SA 发射信号之间的正交性,需要满足:

$$\int s_{l_1,p}(t) s_{l_2,p}^*(t) dt = \begin{cases} M_E, l_1 = l_2 \\ 0, l_1 \neq l_2 \end{cases} \quad (2)$$

式中: M_E 为信号能量决定的常数。

目标处的雷达照射信号可表示为:

$$s_{\text{sys}}(\theta_{\text{tgt}}, t) = \sum_q \sum_{k_{\text{SA}}=1}^{K_{\text{SA}}} \sigma_q F_{k_{\text{SA}}}(\theta_{\text{sub}}, \theta_{\text{tgt}}) \cdot s_{k_{\text{SA}}}(t - \frac{R_q(k_{\text{SA}})}{c} - vT) \quad (3)$$

式中: T 为相邻两次快拍之间的间隔。经过各路信号的分离和距离向脉压处理后, 可得第 p 次快拍时合成观测信号为:

$$S_p(f; m, n) = \sum_{k_{\text{SA}}=1}^{K_{\text{SA}}} S_{k_{\text{SA}}, p}(f, m, n) \cdot \exp(-j \frac{2\pi f_{\text{cm}}(m)}{c} (c\tau_{k_{\text{SA}}, p}(\theta_{\text{tgt}}))) \quad (4)$$

在完成 P 次快拍之后, 将各方位向观测孔径得到的信号进行重新排列, 得到观测信号矩阵:

$$\mathbf{S} = [S_1(f; m, n), \dots, S_P(f; m, n)] \quad (5)$$

需要说明的是, $S_{p_1}(f; m, n)$ 和 $S_{p_2}(f; m, n)$ 之间的关系可描述为:

$$S_{p_2}(f; m, n) = \sum_{k_{\text{SA}}=1}^{K_{\text{SA}}} S_{k_{\text{SA}}, p_1}(f + vT(p_2 - p_1) + \xi_r, m, n) \cdot \exp(-j \frac{2\pi f_{\text{cm}}(m)}{c} (c\tau_{k_{\text{SA}}, p_1}(\theta_{\text{tgt}}) + \xi_\theta)) \quad (6)$$

式中: ξ_r 和 ξ_θ 为目标运动速度和时空采样不等效产生的距离误差和相位误差。

实际成像过程中, 若目标经过运动补偿处理, 可认为目标相对阵列做匀速转动。每次快拍数据可看作是各虚拟方位孔径移位 $d_p = \Omega R_0 / \text{PRF}$ 后对目标的观测结果, 其中, Ω 和 R_0 分别表示目标转动角速度和目标距离, PRF 表示脉冲重复频率。若满足 $\text{PRF} = 2\Omega R_0 / d$, 则经过 P 次快拍可以获得 $PM_p N_p$ 个等间隔(间隔为 $d/2$)观测数据, 等效为单次快拍成像模型得到的方位观测数据, 实现目标的方位成像。当不满足 $\text{PRF} = P\Omega R_0 / d$ 时, 则会导致空间采样与时间采样不完全等效, 即空间非均匀采样, 需要在后续目标成像过程中进行相应的补偿和处理。具体补偿方法在第 3 节中进行详细介绍。

3 多目标二维高分辨成像

实际上, 单次快拍成像和多次快拍成像的主要区别在于方位向高分辨处理方式。与单次快拍成像方式相比, 多次快拍成像需要进一步考虑空间非均匀采样的补偿问题, 而两种成像方式的距离向处理

基本一致。因此, 3.1 节的距离向高分辨成像算法对单次快拍成像和多次快拍成像均适用, 为简单起见, 以单次快拍成像模型为例进行阐述。而在方位向成像处理过程中, 单次快拍成像和多次快拍成像处理方式显著不同, 因此分别提出不同的处理算法。

3.1 距离向高分辨成像

本文以稀疏 SFCS 信号为例进行分析。在基于混合 MIMO-相控阵技术的成像模型中, 设第 l 个 SA 的发射信号为:

$$s_l(i, t) = \text{rect}(\frac{t - iT_r}{T_1}) \exp(j2\pi((f_c + U_l(i)\Delta f) \cdot (t - iT_r) + \frac{\mu}{2}(t - iT_r)^2))) \quad i=0, 1, \dots, M_l - 1 \quad (7)$$

式中: M_l 为该 SA 所发射的稀疏 SFCS 信号的子脉冲数; $U_l(\cdot)$ 为长度为 M_l 的序列, 序列中的元素均为 0 到 $N - 1$ 之间的随机不重复整数, N 为完全子脉冲 SFCS 信号的子脉冲数。假设每个 SA 都发射稀疏 SFCS 信号, 且各稀疏 SFCS 信号所包含的子脉冲载频集合的交集为空, 即对于第 l_1 个 SA 和第 l_2 个 SA 的发射信号, 满足:

$$\forall l_1, l_2 \in \{1, 2, \dots, M_L\}, l_1 \neq l_2, U_{l_1} \cap U_{l_2} = \emptyset \quad (8)$$

此时有:

$$\int s_{l_1}(t) s_{l_2}^*(t) dt = \sum_{i=1}^{M_m} \int_{-T_1/2+iT_r}^{T_1/2+iT_r} \text{rect}(\frac{t - iT_r}{T_1}) \cdot \text{rect}(\frac{t - iT_r}{T_1}) \exp(j2\pi((f_c + U_{l_1}(i)\Delta f)(t - iT_r) + \frac{\mu}{2}(t - iT_r)^2)) \exp(-j2\pi((f_c + U_{l_2}(i)\Delta f)(t - iT_r) + \frac{\mu}{2}(t - iT_r)^2)) dt \quad (9)$$

式中: $M_m = \min\{M_{l_1}, M_{l_2}\}$ 。令 $t' = t - iT_r$, 式(9)可表示为:

$$\sum_{i=1}^{M_m} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \exp(j2\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f t') dt' \quad (10)$$

若 $l_1 = l_2$, 有:

$$\int s_{l_1}(t) s_{l_2}^*(t) dt = \sum_{i=1}^{M_m} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \exp(j2\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f t') dt' = M_m T_1 \quad (11)$$

若 $l_1 \neq l_2$, 则有:

$$\int s_{l_1}(t) s_{l_2}^*(t) dt = \sum_{i=1}^{M_m} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \exp(j2\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f t') dt' =$$

$$\sum_{i=1}^{M_m} \frac{\begin{pmatrix} \sin(\pi(U_{l_1}(i) - Q_{l_2}(i))\Delta f T_1) - \\ j\cos(\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f T_1) - \\ \sin(-\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f T_1) + \\ j\cos(-\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f T_1) \end{pmatrix}}{2\pi(U_{l_1}(i) - U_{l_2}(i))\Delta f}} \quad (12)$$

为了确保不同 SA 发射信号之间的正交性,需要加入约束条件 $\Delta f T_1 = k_c, k_c \in Z^+$, 其中 Z^+ 表示正整数集合。此时可得到:

$$\int s_{l_1}(t) s_{l_2}^*(t) dt = \begin{cases} M_m T_1, & l_1 = l_2 \\ 0, & l_1 \neq l_2 \end{cases} \quad (13)$$

式(13)表明不同 SA 发射信号之间具有正交性。显然,将 N 个子脉冲载频点在所有 SA 之间进行分配以满足条件 $\forall l_1, l_2 \in \{1, 2, \dots, M_r L\}$ 且 $l_1 \neq l_2, U_{l_1} \cap U_{l_2} = \emptyset$ 时,通常会存在载频点数量不够的情况,此时可以对不同的 SA 设置不同的起始载频 $f_{cl}(l=1, 2, \dots, M_r L)$, 可将式(7)重写为:

$$s_l(i, t) = \text{rect}\left(\frac{t - iT_r}{T_1}\right) \cdot \exp\left(j2\pi\left((f_{cl} + U_{l_1}(i)\Delta f)(t - iT_r) + \frac{\mu}{2}(t - iT_r)^2\right)\right), \quad i=0, 1, \dots, M_l - 1 \quad (14)$$

此时,对于第 l_1 个 SA 和第 l_2 个 SA 的发射信号,需满足:

$$\forall l_1, l_2 \in \{1, 2, \dots, M_r \cdot L\} \text{ 且 } l_1 \neq l_2, (f_{cl_1} + U_{l_1}(i)\Delta f) \cap (f_{cl_2} + U_{l_2}(i)\Delta f) = \emptyset \quad (15)$$

此时,两信号满足正交性。

为了方便在接收端进行波束形成处理以获得合成观测信号,设第 m 个 TA 中指向该目标的 K_{SA} 个 SA 所发射的稀疏 SFCS 信号都设为相同的起始载频 $f_{cm}(m)$ 。第 m 个 TA 中第一个 SA 的第一个阵元的坐标位置为 $(x_m, 0)$, 对于位置为 $(x_n, 0)$ 的第 n 个接收阵元,可从其接收到的回波中分离出 K_{SA} 路信号对第 k_{SA} 路信号进行距离向脉冲压缩得到目标 HRRP $S_{k_{SA}}(f; m, n)$, 进而可得到合成观测信号:

$$S(f; m, n) = \sum_{k_{SA}=1}^{K_{SA}} S_{k_{SA}}(f, m, n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi f_{cm}(m)}{c} (c \cdot \tau_{k_{SA}}(\theta_{\text{tgt}}))\right) = \sum_{q=1}^Q K_{SA} M_{SA} \sigma_q T_1 \cdot \text{sinc}\left(f + \frac{(R_q(m) + R_q(n))}{c} \Delta f\right) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi f_{cm}(m)}{c} (R_q(m) + R_q(n))\right) \quad (16)$$

通过补偿距离差 $\Delta R = (x_m - x_n)^2 / 4y_q$ 导致的相位项后,式(16)合成观测信号可被看作由位于 $(x_m + x_n) / 2$ 的虚拟收发同置阵元所接收到的目标回波信号。因此,图 1 所示雷达成像模型能够等效为 $M_r N_r$ 个虚拟收发同置阵元,将完成距离单元走动校正后的目标 HRRP 统一表示为:

$$S(f; g) = \sum_{q=1}^Q K_{SA} M_{SA} \sigma_q T_1 \text{sinc}\left(f + \frac{2R_q}{c} \Delta f\right) \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} R_q(g)\right), \quad f_c(g) = \begin{cases} f_{cm}(1), & 1 \leq g \leq N_r \\ f_{cm}(2), & N_r + 1 \leq g \leq 2N_r \\ \vdots \\ f_{cm}(M_r), & (M_r - 1)N_r + 1 \leq g \leq M_r N_r \end{cases} \quad (17)$$

式中: $R_q(g)$ 为第 q 个散射点到第 g 个虚拟收发同置阵元的距离; $f_c(g)$ 为第 g 个虚拟收发同置阵元发射信号的起始载频。

为了实现对多目标的最优成像,根据目标特征优化稀疏 SFCS 信号的子脉冲带宽 B_1 、合成带宽 B 和载频步进值 Δf ^[7]。为了保证不同 SA 之间发射信号的正交性,不同 Δf 值之间应该保持整数倍的关系。进一步,为了用尽可能少的子脉冲实现目标成像,采用前期所提方法^[8]对子脉冲载频集合 $U_l(\cdot)$ 进行优化设计。显然,本文所提成像模型和成像方法可以根据不同目标的特征来分别设计并同时发射不同的最优波形。

接下来讨论方位向成像方法。需要说明的是,虽然上述分析以稀疏 SFCS 信号为例,但接收端的距离向脉冲压缩、观测信号合成以及方位向成像处理均与发射信号形式无关。因此,除了稀疏 SFCS 信号以外,常用的线性调频信号、相位编码信号、频率步进信号等信号形式均可作为发射信号,仅需保证各 SA 发射信号相互正交即可。

3.2 单次快拍方位向高分辨成像

假设目标与虚拟阵列之间的平动分量已被补偿, $R_q(g)$ 可近似写为:

$$R_q(g) \approx R_0 + x_q \frac{d}{2R_0} g \quad (18)$$

式中: R_0 为目标中心到虚拟阵列中心的距离。

假设某距离单元包含 Q 个散射点,将该距离单元信号乘以相位项 $\exp(j \frac{4\pi \cdot f_c(g)}{c} R_q)$, 可得:

$$S(g) = \sum_{q=1} K_{SA} M_{SA} \sigma_q T_1 \exp(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} x_q \frac{d}{2R_0} g) \quad (19)$$

设计 $M_r \times N_r \times N_x$ 维字典 \mathbf{D} :

$$d(g, n) = \exp(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} x_c(n) \frac{d}{2R_0} g) \quad (20)$$

式中: $x_c(n) = (n - N_x/2) \Delta x$, $g = 1, 2, \dots, M_r N_r$, $n = 1, 2, \dots, N_x$, N_x 为方位向分辨单元数, Δx 为方位分辨率, 此时, 有:

$$\mathbf{S} = \mathbf{D}\boldsymbol{\sigma} \quad (21)$$

其中 $\boldsymbol{\sigma} = K_{SA} M_{SA} T_1 [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_x}]^T$ 即为方位向成像结果, 可通过下式进行重构:

$$\min \|\boldsymbol{\sigma}\|_0, \text{ s. t. } \mathbf{S} = \mathbf{D}\boldsymbol{\sigma} \quad (22)$$

采用正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit, OMP)算法求解式(22), 并对每个距离单元重复以上方位向成像过程, 即可获得目标的二维成像结果。基于上述方法, 目标上各散射点的方位向不模糊距离可计算为 $\frac{cR_0}{\max(\mathbf{f}_c)d}$, 其中 $\mathbf{f}_c = [f_c(1), f_c(2), \dots, f_c(M_r N_r)]$ 。

显然, 字典 \mathbf{D} 的互相关系数越小, 目标方位重构性能越好。从式(20)中可以看出, 发射信号起始载频 f_c 是影响 \mathbf{D} 性质的一个重要因素。因此, 为了获得更好的成像结果, 需要以最小化 \mathbf{D} 的互相关系数为目标对起始载频 f_c 进行优化。 \mathbf{D} 的互相关系数可表示为:

$$\mu(\mathbf{D}) = \max_{1 < i, j < N_x, i \neq j} \left\{ \frac{\left| \sum_{g=1}^{M_r \cdot N_r} \exp(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} \frac{d}{2R_0} (i-j) \Delta x g) \right|}{M_r N_r} \right\} \quad (23)$$

由式(17)可知, f_c 的优化本质上是 $\mathbf{f}_{cm} = [f_{cm}(1), f_{cm}(2), \dots, f_{cm}(M_r)]$ 的优化。设雷达需要对 Z 个目标进行成像, 各目标的 FSCS 信号波形参数优化结果为子脉冲带宽 $B_{l,z}$ 、载频步进值 Δf_z 和合成带宽 B_z , 在此基础上, 记第 z 个目标的起始载频和相应的字典 \mathbf{D} 分别为 $\mathbf{f}_{cm,z}$ 和 \mathbf{D}_z , 建立起始载频优化模型为:

$$\begin{aligned} \min_{f_{cm,1}, \dots, f_{cm,Z}} (\max(\mu(\mathbf{D}_z))) \text{ s. t. } \forall z \in [1, 2, \dots, Z], \\ \forall g \in [1, 2, \dots, M_r N_r], f_{c,z}(g) \in [f_{cmin}, f_{cmax} - B_z] \quad (1) \\ \forall z_1, z_2 \in [1, 2, \dots, Z], \forall g_1, g_2 \in [1, 2, \dots, M_r N_r], \\ z_1 \neq z_2 \text{ 或 } g_1 \neq g_2, (f_{c,z_1}(g_1) + U_{l_{z_1, g_2}} \Delta f_{z_1}) \cap \\ (f_{c,z_2}(g_2) + U_{l_{z_2, g_2}} \Delta f_{z_2}) = \emptyset \quad (2) \end{aligned}$$

$$\forall z \in [1, 2, \dots, Z], \frac{cR_0}{\max(\mathbf{f}_{cm,z})d} \geq \Delta R_{x,z} \quad (3)$$

$$(24)$$

式中: f_{cmin} 和 f_{cmax} 分别为雷达系统最小和最大工作频率, 优化目标为使成像结果中的最差成像质量达到最优。 $\Delta R_{x,z}$ 表示第 z 个目标的方位向最大不模糊距离。约束条件①表示信号频谱约束; 约束条件②表示信号正交性约束, 其中 $U_{l_{z,g}}$ 表示对于第 z 个目标, 在起始载频为 $f_{c,z}(g)$ 的条件下, 采用前期所提方法^[8]获得的最优子载频集合; 约束条件③表示优化得到的发射信号载频能够保证当目标方位尺寸不大于 $\Delta R_{x,z}$ 时, 不会发生方位向成像模糊。采用遗传算法求解式(24)所示的起始载频优化模型, 获得各目标的最优发射信号载频后, 根据式(16)和式(22)重构目标二维 ISAR 像, 即可实现基于 MIMO 相控阵技术的多目标高分辨成像。

3.3 多次快拍方位向高分辨成像

上述的单次快拍成像方法虽然在多目标成像中具有明显性能优势。然而, 为了获得较高的分辨率, 单次快拍成像模型需要较多的发射阵列和接收阵元, 为了节约成本, 可采用图 4 所示的多次快拍成像模型来实现观测时间和阵列规模之间的平衡。

与单次快拍成像相比, 多次快拍成像存在的主要问题是目标转动角速度和距离难以精确已知, 必然会导致时空不等效现象。针对该问题, 本文提出基于参数化稀疏表征的时空不等效校正方法, 进而获得高质量的目标成像结果。

在 P 次快拍后, 多次快拍成像模型能够等效为 $PM_p N_p$ 个虚拟收发同置阵元对目标进行观测, 完成距离向脉冲压缩处理和观测信号合成后, 将各等效阵元获得的观测信号统一表示为

$$S(f; g) = \sum_{q=1}^Q K_{SA} M_{SA} \sigma_q T_1 \text{sinc}(f + \frac{2R_q(g)}{c} \Delta f) \cdot \exp(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} R_q(g)), g = 1, 2, \dots, PM_p N_p \quad (25)$$

式中: $R_q(g)$ 为第 q 个散射点到第 g 个虚拟收发同置阵元的距离; $f_c(g)$ 为第 g 个虚拟收发同置阵元发射信号的起始载频。 $R_q(g)$ 可近似写为:

$$R_q(g) \approx R_0 + x_q \frac{d_g}{R_0} + v T_g \quad (26)$$

式中: R_0 为目标中心到虚拟阵列中心的距离, T_g 为以该虚拟阵元进行目标观测的时刻。将 $PM_p N_p$ 个虚拟收发同置阵元按快拍次数分为 P 组, 分别

记为:

$$\begin{aligned} g_1 &= \{1, P+1, 2P+1, \dots, (M_p N_p - 1)P + 1\} \\ g_2 &= \{2, P+2, 2P+2, \dots, (M_p N_p - 1)P + 2\} \\ g_p &= \{p, P+p, 2P+p, \dots, (M_p N_p - 1)P + p\} \\ &\vdots \\ g_P &= \{P, 2P, 3P, \dots, M_p N_p P\} \end{aligned} \quad (27)$$

在此基础上,以第一个虚拟收发同置阵元的位置作为参考,各虚拟阵元的实际位置为:

$$\begin{aligned} g \in g_1, d_g &= (g-1) \frac{d}{2} \\ g \in g_2, d_g &= (g-1) \frac{d}{2} + \xi_d \\ g \in g_p, d_g &= (g-1) \frac{d}{2} + (p-1)\xi_d \\ &\vdots \\ g \in g_P, d_g &= (g-1) \frac{d}{2} + (P-1)\xi_d \end{aligned} \quad (28)$$

式中: ξ_d 为时空不等效现象产生的阵元位置误差。

各虚拟收发同置阵元的目标观测时刻为:

$$\begin{aligned} g \in g_1, T_g &= 0 \\ g \in g_2, T_g &= \text{PRF} \\ g \in g_p, T_g &= (p-1) \cdot \text{PRF} \\ &\vdots \\ g \in g_P, T_g &= (P-1) \cdot \text{PRF} \end{aligned} \quad (29)$$

假设某距离单元包含 Q 个散射点,该距离单元的信号可表示为:

$$\begin{aligned} S(g) &= \sum_{q=1}^Q K_{\text{SA}} M_{\text{SA}} \sigma_q T_1 \cdot \\ &\exp\left(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} (R_q + x_q \frac{d_g}{R_0} + v T_g)\right) \end{aligned} \quad (30)$$

式(30)乘以相位项 $\exp(j \frac{4\pi f_c(g)}{c} R_q)$,可以得到:

$$\begin{aligned} S(g) &= \sum_{q=1}^Q K_{\text{SA}} M_{\text{SA}} \sigma_q T_1 \cdot \\ &\exp\left(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} (x_q \frac{d_g}{R_0} + v T_g)\right) \end{aligned} \quad (31)$$

通常,由于目标散射分布在空间具有稀疏性,因此目标回波信号也将具有稀疏性。基于信号稀疏分解和重构原理,通过设计稀疏分解字典并求解最优化问题,可以高概率恢复原始信号,进而实现目标高分辨成像。通常,基于稀疏表示字典是固定不变的。在这种情况下,由于目标运动速度和由时空不等效现象引起的阵元位置误差是不可预知的,容易产生

回波信号与稀疏表示字典之间的失配现象,从而影响成像质量。因此有必要将 v 和 ξ_d 作为稀疏表示字典中的参变量,以实现回波信号更加灵活准确的稀疏表示。

根据信号 $S(g)$ 的形式,构造参数化稀疏表示字典 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$,其中元素为:

$$d(g, n) = \exp\left(-j \frac{4\pi f_c(g)}{c} \left(x_c(n) \frac{d_g}{R_0} + v T_g\right)\right) \quad (32)$$

式中: $x_c(n) = (n - N_x/2)\Delta x$, $g = 1, 2, \dots, MN$, $n = 1, 2, \dots, N_x$, N_x 为方位向分辨单元数, Δx 为所需的方位分辨率,由目标的方位向尺寸决定。此时,有:

$$\mathbf{S} = \mathbf{D}(v, \xi_d) \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{E} \quad (33)$$

式中: \mathbf{E} 为噪声, $\boldsymbol{\sigma} = K_{\text{SA}} M_{\text{SA}} T_1 [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{N_x}]^T$ 即为方位向成像结果,可通过式(34)进行重构:

$$\min \|\boldsymbol{\sigma}\|_0, \text{ s. t. } \mathbf{S} = \mathbf{D}(v, \xi_d) \boldsymbol{\sigma} \quad (34)$$

显然,只有当参数化稀疏表示字典 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$ 中的运动速度 v 和阵元误差 ξ_d 的取值均与真实情况相同时,才能实现字典 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$ 与回波信号 \mathbf{S} 之间的高度匹配,重构出聚焦良好的 $\boldsymbol{\sigma}$ 。当 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$ 中的 v 和 ξ_d 与真实情况不符时,会导致 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$ 与 \mathbf{S} 的失配,重构出的 $\boldsymbol{\sigma}$ 聚焦性变差。因此,需要综合考虑 v, ξ_d 的估计和 $\boldsymbol{\sigma}$ 的重构,建立关于 v, ξ_d 和 $\boldsymbol{\sigma}$ 的联合优化模型:

$$\{v, \xi_d, \boldsymbol{\sigma}\} = \text{argmin} \|\boldsymbol{\sigma}\|_0 \quad (35)$$

$$\text{ s. t. } \mathbf{S} = \mathbf{D}(v, \xi_d) \boldsymbol{\sigma}$$

针对上述联合优化问题,通过对 v, ξ_d 和 $\boldsymbol{\sigma}$ 进行迭代更新能够获得目标速度的准确估计和聚焦性良好的目标成像结果,具体方法如下:

Step 1 给定目标速度初始估计值 v_0 和阵元误差初始估计值 ξ_{d0} ,初始化迭代次数 $K=0$,设置迭代收敛阈值 η ;

Step 2 基于给定的目标速度 v_k 和 ξ_{dk} ,构造参数化稀疏表示字典 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$;

Step 3 采用 OMP 算法求解优化模型,得到目标 HRRP 的重构结果 $\boldsymbol{\sigma}_k$;

Step 4 基于上一步得到的 $\boldsymbol{\sigma}_k$,对目标运动速度和阵元误差估计值进行更新:

$$\mathbf{p}_{k+1} \triangleq [v_{k+1}, \xi_{dk+1}] = \text{argmin} \|\mathbf{S} - \mathbf{D}(v, \xi_d) \boldsymbol{\sigma}_k\|_2 \quad (36)$$

Step 5 增加迭代次数 $k=k+1$,计算增量 $\Delta \mathbf{p}_k = \mathbf{p}_k - \mathbf{p}_{k-1}$,若满足迭代终止条件 $|\Delta \mathbf{p}_k| < \eta$,则迭

代停止,获得目标运动速度估计值 v_k 、阵元误差估计值 ξ_{dk} 以及目标 HRRP 重构结果 σ_{k-1} ; 否则,转 Step 2 继续对 v 、 ξ_d 和 σ 进行迭代更新。

至此,通过对 v 、 ξ_d 和 σ 的迭代更新,实现了目标运动速度 v 、阵元位置误差 ξ_d 的准确估计和目标高分辨成像。

4 仿真实验与分析

本节通过仿真实验验证所提成像模型和方法的有效性。首先,对单次快拍成像算法进行验证。目标与雷达之间的几何关系与图 1 所示一致。雷达系统由 $M_r=4$ 个 TA 和 $N_r=75$ 个接收阵元组成,相邻两个接收阵元之间的间距为 $d=3$ m。雷达天线阵列中的第 1 个 TA 的位置坐标为 $(0,0)$ m,第 1 个接收阵元的位置坐标为 $(700,0)$ m。每个 TA 包含 M_a 个发射阵元。假设雷达工作于 X 波段,最小工作频率 $f_{cmin}=8$ GHz,最大工作频率 $f_{cmax}=12$ GHz。回波中加入高斯白噪声,噪声强度为 $p_n=15$ dB。每个 TA 的平均发射总功率为 200 kW。

假设雷达工作区域内存在如图 3 所示的两个目标,分别位于 0° 和 65° 方向。两个目标到第 1 个 TA 的初始距离分别为 11 km 和 11.4 km,此时两目标回波将重叠于相同的距离门内。设两目标回波能量相同,它们分别以 $(413,0)$ m/s 和 $(-438,0)$ m/s 的速度沿 X 轴运动。每个 TA 采用完全重叠方式^[18]划分为 $L=4$ 个 SA,每个 SA 包含 $M_{SA}=7$ 个阵元。第 1 个和第 2 个 SA 的波束指向目标 1,第 3 个和第 4 个 SA 的波束指向目标 2。

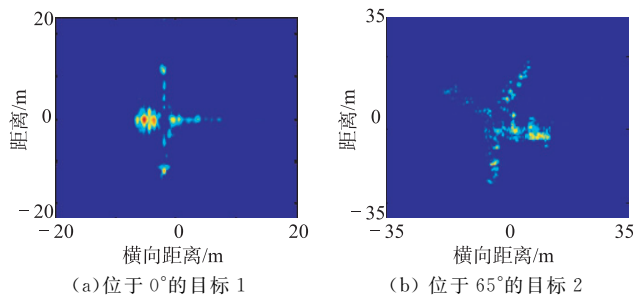


图 3 目标模型

对于目标 1 和目标 2,设置所需的方位向成像分辨率和方位向分辨单元数分别为 $\Delta x_1=0.2$ m, $\Delta x_2=0.4$ m, $N_{x1}=250$ 和 $N_{x2}=250$ 。求解式(24)得到优化后的起始载频参数为 $f_{cm,1}=[10.6, 10.4, 11.3, 11.3]^T$ 和 $f_{cm,2}=[10.3, 9.9, 9.7,$

$9.4]^T$ 。

在获得最优起始载频参数后,采用文献[19]所述的特征值统计法来验证字典 D 的不相干性。特征值统计法首先要对字典 D 的每一列进行归一化处理,得到 \tilde{D} 。在此基础上,从 \tilde{D} 中随机选出 K_c 列构成新的矩阵 \tilde{D}_r 。计算 $\tilde{D}_r^T \tilde{D}_r$ 的最大和最小特征值,若其位于区间 $(0.5, 1.5)$ 内,则可认为稀疏度为 K_c 的信号能够获得较高的重构精度^[9]。 K_c 取值从 1 到 30,进行 1 000 次蒙特卡洛实验计算 $\tilde{D}_r^T \tilde{D}_r$ 的最大和最小特征值,结果见图 4,其中上半段曲线为最大特征值,下半段曲线为最小特征值。可以看出, K_c 较小时, $\tilde{D}_r^T \tilde{D}_r$ 的特征值接近于 1,这意味着字典 D 的列向量之间具有良好的不相干性。随着稀疏度 K_c 的增加, $\tilde{D}_r^T \tilde{D}_r$ 的特征值逐渐偏离 1,意味着字典 D 列向量之间的相关性逐渐加强,但依然处于区间 $(0.5, 1.5)$ 内。因此,字典 D 具有较好的不相干性,能够用于目标成像。此外,字典 D 的不相关性也可由矩阵 $G=\tilde{D}^T \tilde{D}$ 与单位矩阵 I 的逼近程度来衡量,二者越逼近,字典 D 不相干性就越好。通过计算 $\text{mean}(\|\tilde{D}^T \tilde{D} - I\|_2)$ 来评估 $\tilde{D}^T \tilde{D}$ 与 I 的逼近程度,两个目标的计算结果分别为 0.016 3 和 0.012 1,这也验证了起始载频参数优化求解的有效性。

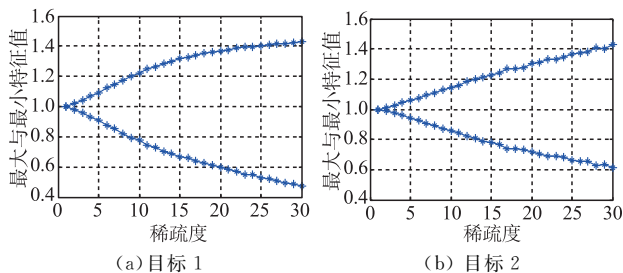


图 4 特征值统计分析

采用前期所提方法^[8]根据目标特征优化发射信号子脉冲载频集合 $U_i(\cdot)$,分别得到目标 1 和目标 2 的优化波形。采用本文所提成像方法进行目标 ISAR 成像处理,得到的两目标成像结果分别如图 5 (a)和(b)所示。将完全子脉冲全孔径条件下的传统 ISAR 成像方法获得的目标像作为参考,所得目标像的 PSNR 分别为 39.766 8 和 39.261 2,证明了所提成像模型和成像方法的有效性。显然,该成像过程不需要对目标进行连续观测,成像时间为 0.095 2 s,具有较好的实时性。

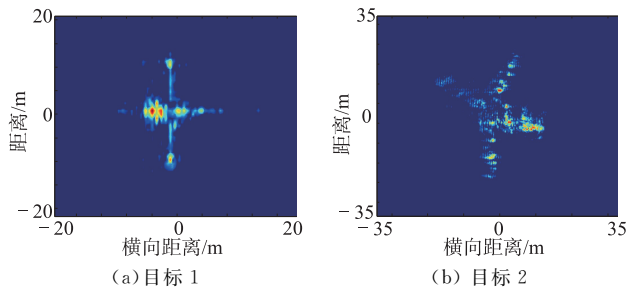


图 5 基于 MIMO 相控阵技术的多目标成像结果

进一步,为了验证本文所提成像模型和成像方法的性能优势,将其与传统相控阵成像方法以及传统 MIMO 成像方法进行对比:

相控阵雷达天线阵列的阵元数量设为 10,脉冲重复频率 $PRF=300$ Hz,成像积累时间 $T_c=1$ s,天线阵列中心位于 $(434,0)$ m 处,雷达平均发射功率为 200 kW。

MIMO 雷达的发射阵元和接收阵元数量分别设为 4 和 75,相邻接收阵元的间距 $d=3$ m。第 1 个发射阵元和接收阵元分别位于 $(0,0)$ m 和 $(700,0)$ m。每个发射阵元的平均发射功率为 200 kW。

不同成像方法的性能分析如下:

1)在传统相控阵成像方法中,两个目标的成像结果分别如图 6(a)和 6(b)所示,其对应的 PSNR 分别为 43.912 3 和 43.233 5。

对比图 5 和图 6 可以看出,传统相控阵成像方法获得的图像质量略优,这是由于传统相控阵成像方法能够获得更高的 SNR 和 SIR(传统相控阵成像方法的 SNR 和 SIR 分别为 19.51 dB 和 19.99 dB,所提混合 MIMO 相控阵方法的 SNR 和 SIR 分别为 0 dB 和 19.63 dB)。但是,在传统相控阵成像方法中,需要发射 $M=180$ 个子脉冲才能获得目标的 1 个 HRRP,用于两个目标成像的子脉冲数为 $M_{\text{total}}=2 \cdot M \cdot T_c \cdot PRF=1.08 \times 10^5$;而本文所提方法的子脉冲数为 1.026×10^5 ,低于传统相控阵成像方法所需的子脉冲数量。

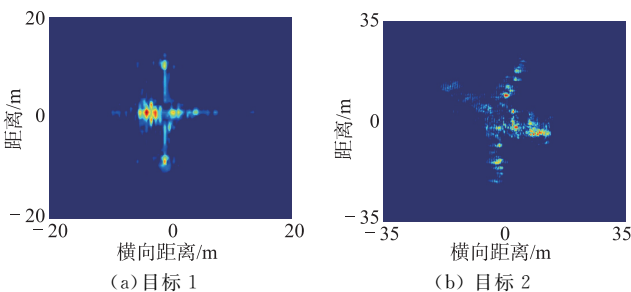


图 6 传统相控阵成像结果

更为重要的是,传统相控阵成像方法成像总时间为 1.1087 s,这大幅降低了相控阵雷达在实际应用中的快速成像能力。与其相反,本节所提成像模型和方法能够实现对目标的单次快拍成像,满足实

时成像需求。

2)在传统 MIMO 成像方法中,发射信号参数如下: $B=700$ MHz, $f_c=10$ GHz, $\Delta f=1$ MHz, $N=700$, $M=180$ 。两个目标的回波位于相同的距离门内,由于两目标回波能量相等,回波 SIR 为 0 dB,此时无法实现目标成像,如图 7 所示。

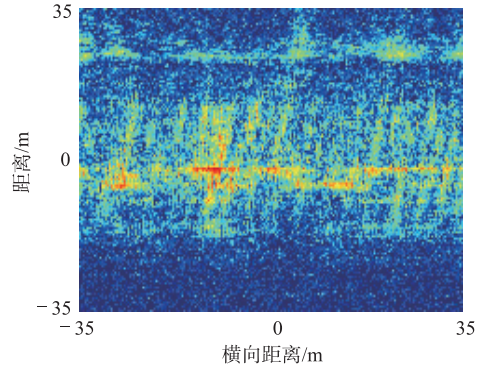


图 7 传统 MIMO 成像结果

两个目标的回波位于不同的距离门内时,可以得到两目标的成像结果,见图 8,成像时间为 0.098 2 s,其 PSNR 分别为 24.696 8 和 24.626 1,成像质量远低于本文所提方法,这是由于 MIMO 雷达的回波 SNR 较低(传统 MIMO 成像方法的 SNR 为 -14.47 dB)。

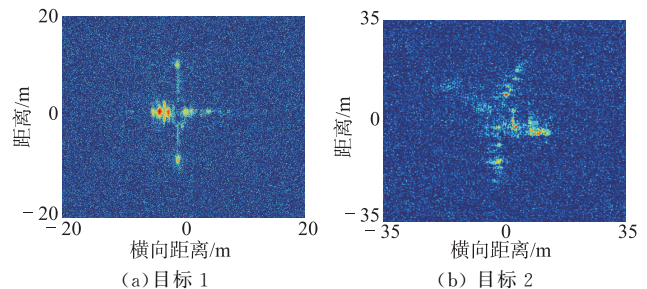


图 8 无混叠条件下传统 MIMO 成像结果

通过仿真实验验证多次快拍成像方法的有效性。采用图 2 多次快拍成像模型,设置快拍数 $P=5$,MIMO 雷达的发射阵元数量为 4 个,接收阵元数量为 15 个,相邻两个接收阵元之间的间距 $P \cdot d=15$ m。第 1 个发射阵元和第 1 个接收阵元的位置分别为 $(0,0)$ m 和 $(700,0)$ m。其余参数保持一致。首先,验证稀疏表示字典 $\mathbf{D}(v, \xi_d)$ 的不相干性。通过计算 $\text{mean}(\|\tilde{\mathbf{D}}(v, \xi_d)^T \tilde{\mathbf{D}}(v, \xi_d) - \mathbf{I}\|_2^2)$ 来评估 $\tilde{\mathbf{D}}(v, \xi_d)^T \tilde{\mathbf{D}}(v, \xi_d)$ 与 \mathbf{I} 的逼近程度,两个目标的计算结果分别为 0.018 6 和 0.014 9,证明了参数化稀疏表示字典的有效性。在此基础上,可以获得目标高分辨成像结果,如图 9 所示。其 PSNR 分别为 38.197 1 和 38.116 4。速度估计相对误差为 1.31%,阵元位置相对误差平均值为 1.66%,证明了本文所提基于混合 MIMO-相控阵技术的多次快拍高分辨成像方法的有效性。

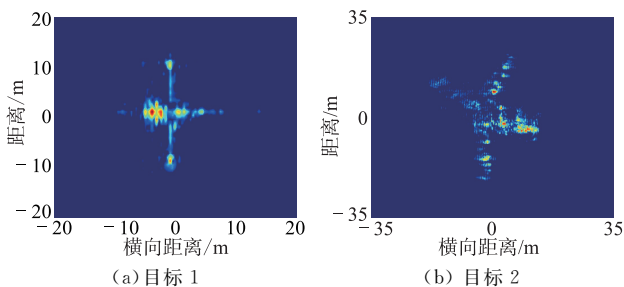


图9 多次快拍成像结果

需要说明的是,该方法的成像总时间为 P 次快拍间隔之和加上成像处理时间,其中, P 次快拍间隔之和为 0.006 s ,成像处理过程用时为 0.332 s ,因此成像总时间为 0.338 s 。虽然成像实时性有所下降,但仍明显优于传统相控阵成像方法。

5 结语

本文基于 MIMO 相控阵技术,建立了新的单次快拍成像模型和多次快拍成像模型,并提出了相应的多目标高分辨成像方法。基于本文所提成像模型,雷达能够根据目标特征的不同,同时为各个目标发射其成像所需的不同的优化波形,并获得较高的 SNR 和 SIR 增益,同时能够避免回波信号混叠现象。总体而言,所提成像模型和成像方法能够大幅提高多目标成像能力。在实际应用中,能够根据具体任务需求来平衡时间成本和阵元成本。

参考文献

- [1] KANG L, LUO Y, ZHANG Q, et al. 3D Scattering Image Sparse Reconstruction via Radar Network [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2020 (60): 5100414.
- [2] 李东, 占木杨, 粟嘉, 等. 一种基于相干积累 CPF 和 NUFFT 的机动目标 ISAR 成像新方法[J]. 电子学报, 2017, 45(9): 2225-2232.
- [3] LI X, BAI X, ZHOU F. High-Resolution ISAR Imaging and Autofocusing via 2D-ADMM-Net [J]. Remote Sensing, 2021, 13(12):2326.
- [4] CHU C H, CHEN Y J, ZHANG Q, et al. MIMO Radar Waveform Joint Optimization Design in Time and Frequency Domain [C]// 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (IEEE SAM 2020), 2020. DOI: 10. 1109/SAM48682. 2020. 9104351.
- [5] 蒲涛, 童宁宁, 冯为可, 等. 基于块稀疏矩阵恢复的 MIMO 雷达扩展目标高分辨成像算法[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 40(3): 647-655.
- [6] 张群, 陈怡君, 罗迎. 空天目标雷达认知成像技术 [M]. 北京:科学出版社, 2020.
- [7] ZHU F, ZHANG Q, LUO Y, et al. A Novel Cognitive ISAR Imaging Method with Random Stepped Frequency Chirp Signal [J]. Science China Information Sciences, 2012, 55(8): 1910-1924.
- [8] 陈怡君, 李开明, 张群, 等. 稀疏线性调频步进信号 ISAR 成像观测矩阵自适应优化方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(3): 509-516.
- [9] 顾福飞. 基于压缩感知理论的雷达成像技术研究 [D]. 西安: 空军工程大学, 2015.
- [10] 陈宁康, 魏平, 高林, 等. 联合优化方向图合成与频谱兼容的 MIMO 雷达波形设计[J]. 电子科技大学学报, 2021, 50(2): 167-172.
- [11] 王旭, 刘宏伟, 纠博, 等. 一种 MIMO 雷达多模式波形优化设计方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(6): 1416-1423.
- [12] MA C Z, YEO T S, TAN C S, et al. Three-Dimensional Imaging of Targets Using Collocated MIMO Radar [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(8): 3009-3021.
- [13] YU X, ALHUJAILI K, CUI G, et al. MIMO Radar Waveform Design in the Presence of Multiple Targets and Practical Constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, (68): 1974-1989.
- [14] LI H R, LI S X, LI Z, et al. Compressed Sensing Imaging with Compensation of Motion Errors for MIMO Radar [J]. Remote Sensing, 2021, 13 (23): 4909.
- [15] 王怀军. MIMO 雷达成像算法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2010.
- [16] 童宁宁, 赵小茹, 丁姗姗, 等. 采用复合三角函数实现 MIMO 雷达单快拍成像的平滑 10 范数改进算法 [J]. 电子与信息学报, 2017, 39(12): 2803-2810.
- [17] BROWNING J P, FUHRMANN D R, RANGASWAMY M. A Hybrid MIMO Phased-Array Concept for Arbitrary Spatial Beampattern Synthesis [C]//IEEE Digital Signal Processing Workshop and IEEE Signal Processing Education Workshop. Marco Island: IEEE Press, 2009: 446-450.
- [18] HASSANIEN A, VOROBYOV S A. Phased-MIMO Radar: A Tradeoff between Phased-Array and MIMO Radars [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3137-3151.
- [19] APPLEBAUM L, HOWARD S D, SEARLE S, et al. Chirp Sensing Codes: Deterministic Compressed Sensing Measurements for Fast Recovery [J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2009, 26(2): 283-290.

(编辑:徐敏)