

面向多目标 ISAR 成像的 MIMO 雷达波形优化

龚逸帅^{1,2}, 张 群^{1,2}, 陈怡君^{1,2}, 张慧伟³

(1. 空军工程大学信息与导航学院,西安,710077;2. 信息感知技术协同创新中心,西安,710077;3. 93534 部队,天津,301700)

摘要 现有 MIMO 雷达波形优化设计大都是根据跟踪、检测等雷达任务的需要而设计的窄带发射信号,没有考虑成像任务的要求。提出一种面向多目标 ISAR 成像任务的 MIMO 雷达波形优化设计方法,将雷达获取的关于目标的位置、雷达散射截面积(RCS)、速度等先验信息以及成像对雷达发射波形的带宽限制作为波形优化的重要约束条件,建立了面向多目标成像任务的波形优化模型,并通过共轭梯度算法进行求解。所设计波形可同时实现对不同方向的目标的成像。

关键词 MIMO 雷达;波形设计;共轭梯度;ISAR 成像

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.02.004

中图分类号 TN957 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)02-0018-06

A MIMO Radar Waveform Optimization Design for Multi-Target ISAR Imaging

GONG Yishuai^{1,2}, ZHANG Qun^{1,2}, CHEN Yijun^{1,2}, ZHANG Huiwei¹

- (1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;
2. Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding, Xi'an 710077, China;
3. Unit 93534, Tianjin 301700, China)

Abstract: The most existing MIMO radar waveform optimization designs are a narrow-band signal designed according to the need of radar tasks in tracking and detecting without the requirement of imaging tasks. A kind of method about MIMO radar waveform optimization design for multi-target ISAR imaging is proposed in the paper. The prior information like target location, RCS, target velocity as well as bandwidth limitation of imaging task is considered in waveform optimization as important constraints, a waveform optimization model for multi-target Imaging is established and solved by the conjugate gradient method. The designed waveform can achieve the imaging of targets in different directions at the same time.

Key words: MIMO radar; waveform design; conjugate gradient; ISAR imaging

MIMO(Multiple Input Multiple Output, MI-MO)雷达是近年雷达领域提出的一种新的雷达体制,它具有多个发射和接收天线^[1]。根据各天线间距的“远近”,MIMO 雷达可分为分布式 MIMO 雷达^[2]和集中式 MIMO 雷达^[4]。集中式 MIMO 雷达

具有较小的天线间距,远场目标回波对于收发天线阵来说都是相关的^[3],且其各天线可发射不同信号而获得良好的波形分集增益^[4-5]。因此,MIMO 雷达可以根据实际应用灵活地设计发射波形。

目前,MIMO 雷达波形优化设计已成为研究热

收稿日期:2016-09-05

基金项目:国家自然科学基金(61631019)

作者简介:龚逸帅(1994—),女,湖南岳阳人,硕士生,主要从事雷达信号处理研究. E-mail:13575012196@163.com

引用格式:龚逸帅,张群,陈怡君,等.面向多目标 ISAR 成像的 MIMO 雷达波形优化[J].空军工程大学学报(自然科学版),2017,18(2):18-24. GONG Yishuai, ZHANG Qun, CHEN Yijun, et al. A MIMO Radar Waveform Optimization Design for Multi-Target ISAR Imaging[J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition), 2017, 18(2): 18-24.

点, 并取得了很多研究成果。文献[6]提出了利用合成发射波形协方差矩阵来获取所期望方向图算法; 文献[7]提出了一种利用离散傅里叶变换和托普利兹矩阵来设计发射波形协方差矩阵的封闭式方法; 文献[8]提出了一种基于发射端矩阵加权的方向图设计方法; 等等。然而, 这些算法大都是根据跟踪、检测雷达任务的需要设计的窄带发射信号, 并没有考虑成像任务对波形优化设计的需求。目标成像可为目标识别提供重要的目标特征, 在雷达任务中占有重要的地位, 且成像任务要求雷达发射与目标特征相匹配的宽带信号。

因此, 本文首次提出一种面向多目标 ISAR 成像任务的 MIMO 雷达波形优化设计方法, 该方法将各目标的特征信息作为依据, 同时为不同方位上的目标设计相应的最优波形。首先通过搜索和跟踪等方式获得各目标的位置^[9-11]、雷达散射截面积(RCS)^[12-13]、速度^[14]等先验信息, 并将这些先验信息以及成像对雷达发射波形的带宽限制作为波形优化的重要约束条件, 在此基础上建立面向多目标成像任务的波形优化模型, 并通过共轭梯度算法进行求解。所设计波形可实现同时对不同方位的目标进行成像。

1 MIMO 雷达信号模型

假设 MIMO 雷达的发射阵列是由 M 个全向天线构成的均匀线阵, 阵元间距为 d , 见图 1, 第 m 个阵元发射的信号可以表示为:

$$s_m(t) = x_m(t)e^{j2\pi f_c t}, 0 \leq t \leq T_p \quad (1)$$

式中: $x_m(t)$ 表示第 m 个阵元发射的基带信号; f_c 是信号载频; T_p 是脉冲宽度, 则发射信号在远场 θ 方向处合成的信号为:

$$s(\theta, t) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m \left(t + \frac{md \sin \theta}{c} \right) =$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} x_m \left(t + \frac{md \sin \theta}{c} \right) e^{j2\pi f_c \left(t + \frac{md \sin \theta}{c} \right)}, 0 \leq t \leq T_p \quad (2)$$

在实际应用中, 一个脉冲宽度 T_p 内, MIMO 雷达发射 L 个子脉冲且子脉冲宽为 T_s 即 $T_p = LT_s$ 。因此, 在一个脉冲宽度内第 m 个阵元发射的第 l 个基带信号为 $x_m(l) = x_m(t) |_{t=(l-1)T_s}$, $l=1, 2, \dots, L$, 其频谱表达式为:

$$Z_m(n) = \sum_{l=1}^L x_m(l) e^{-j\frac{2\pi}{N} \langle l-1 \rangle n},$$

$$n = -N/2, -N/2+1, \dots, N/2-1 \quad (3)$$

式中: N 表示离散傅里叶变换的点数, 本文取 $N=L$ 。

因此, 阵列发射离散基带信号的频谱为

$\mathbf{Z}(n) = [Z_1(n), Z_2(n), \dots, Z_M(n)]^T = \mathbf{X}\mathbf{f}_n$, $\mathbf{f}_n = [1, e^{-j2\pi n/N}, \dots, e^{-j2\pi \langle L-1 \rangle n/N}]^T$ 表示 N 点的 DFT 中第 n 个频点处的变换向量, $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L]$ 表示阵列发射的基带信号且:

$$\mathbf{x}_l = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_M(l)]^T.$$

因此, θ 方向信号在频率 $f_c + nB/N$ 处的功率谱可写为:

$$P_n(\theta) = |\mathbf{a}_n^T(\theta)\mathbf{Z}(n)|^2/N = \mathbf{a}_n^T(\theta)\mathbf{X}\mathbf{f}_n\mathbf{f}_n^H\mathbf{X}^H\mathbf{a}_n^*(\theta)/N \quad (4)$$

其中:

$$\mathbf{a}_n(\theta) = [1, e^{j2\pi(f_c+nB/N)\frac{d\sin\theta}{c}}, \dots, e^{j2\pi(f_c+nB/N)\frac{(M-1)d\sin\theta}{c}}]^T, \quad n = -N/2, -N/2+1, \dots, -N/2-1 \quad (5)$$

表示在频率 $f_c + nB/N$ 处的导向矢量。

θ 方向 N 个频点处的离散功率谱求和, 即:

$$U(\theta) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} P_n(\theta) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \mathbf{a}_n^T(\theta)\mathbf{X}\mathbf{f}_n\mathbf{f}_n^H\mathbf{X}^H\mathbf{a}_n^*(\theta)/N \quad (6)$$

则 $U(\theta)$ 为发射信号在 θ 方向的功率分布, 即发射信号在 θ 方向的方向图。而通过对 θ 方向上每一频点处功率谱的合理设置, 则可使在 θ 方向的发射信号具有所需的带宽限制。

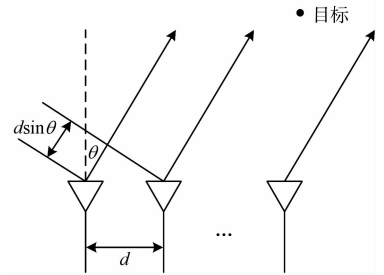


图 1 MIMO 雷达发射阵列示意图

Fig. 1 The diagram of MIMO radar field emitter array

2 MIMO 雷达波形优化设计

2.1 优化模型设计

为了最大化发射机的工作效率发射波形需要具有恒模特性^[15]。因此, 第 m 个天线发射的波形可以表示为 $x_m(l) = qe^{j\varphi_{ml}}$, 其中 φ_{ml} 表示 $x_m(l)$ 的相位, 本文取 $q=1$ 。定义波形的相位矩阵为:

$$\Phi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L] \quad (7)$$

$$\varphi_l = [\varphi_{l1}, \varphi_{l2}, \dots, \varphi_{lM}]^T, l = 1, 2, \dots, L \quad (8)$$

因此 θ_k 方向信号在第 n 个频点处的功率谱和 θ_k 方向的方向图可表示为:

$$P_n(\theta_k, \Phi) = |\chi_n(\theta_k, \Phi)|^2/N \quad (9)$$

$$U(\theta_k, \Phi) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |\chi_n(\theta_k, \Phi)|^2 / N \quad (10)$$

式中: $\chi_n(\theta_k, \Phi) = \mathbf{a}_n^T(\theta_k) \exp(j\Phi) \mathbf{f}_n$ 。

可以依据所设计方向图与期望方向图的逼近和所设计功率谱与期望功率谱的逼近建立关于相位矩阵的如下代价函数:

$$Q(\Phi) = \sum_{k=1}^K \alpha_k [\tau_k(\Phi)]^2 + \frac{1}{N} \sum_{h=1}^H \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \beta_{hn} [\eta_{hn}(\Phi)]^2 \quad (11)$$

$$\tau_k(\Phi) = [U(\theta_k, \Phi)/N - u(\theta_k)/N] \quad (12)$$

$$\eta_{hn}(\Phi) = [P_n(\theta_h, \Phi) - p_{hn}] \quad (13)$$

式中: θ_k 表示第 k 个离散方位角; K 表示离散化方位角总数; $u(\theta_k)$ 表示期望发射方向图; $\{p_{hn}\}_{n=-N/2}^{N/2-1}$ 表示 θ_h 方向上第 n 个频点处的期望功率谱; $\{\theta_h\}_{h=1}^H$ 表示目标方向; $\{\alpha_k\}_{k=1}^K$ 表示不同方位角处的方向图逼近权重; $\{\beta_{hn}\}_{n=-N/2}^{N/2-1}$ 表示 θ_h 方向上不同频点处的功率谱逼近权重。代价函数的第 1 项表示方向图逼近, 第 2 项表示目标方向功率谱逼近。因此, 优化模型为:

$$\min_{\Phi} Q(\Phi) \quad (14)$$

2.1.1 目标方向期望功率谱设计

2.1.1.1 目标方向信号发射功率的确定

根据获取到的目标的飞行速度、位置以及 RCS 等信息^[9-15]以及雷达距离方程^{[16]222-223}:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B_n F_n R^4} \quad (15)$$

式中: $(S/N)_o$ 表示雷达接收机的输出信噪比; P_t 表示雷达发射的信号功率; G 表示雷达天线的增益; λ 表示波长; σ 表示目标散射截面积; k 为玻尔兹曼常数; T_0 为标准室温; B_n 为接收机噪声带宽; F_n 为噪声系数; R 表示目标与雷达的距离。

在雷达发射总功率 P 一定的条件下, 为保证 H 个目标方向的接收信号均能被检测到, 令 H 个目标方向的接收机输出信噪比均为某一超过检测门限的确定值, 则第 h 个目标方向的期望发射功率为:

$$P_{th} = \frac{P}{\sum_{h=1}^H \frac{\sigma_1 R_h^4}{\sigma_h R^4}} \cdot \frac{\sigma_1 R_h^4}{\sigma_h R^4} \quad (16)$$

2.1.1.2 目标方向带宽的确定

通常认为距离、速度以及目标运动方向体现了目标的威胁度。本文将目标威胁度定义为:

$$V_h = \frac{1/R_h}{\max(1/R_h)} + \frac{v_h}{\max(v_h)} + \frac{\sin \bar{\omega}_h}{\max(\text{abs}(\sin \bar{\omega}_h))} \quad (17)$$

式中: R_h 为第 h 个目标方向的目标与雷达的距离; v_h 为第 h 个目标方向的目标飞行速度; $\bar{\omega}_h$ 为第 h 个目标方向的目标飞行航向。

威胁度高以及尺寸小的目标需要更高的距离分辨率 ρ_r 。首先, 通过将 H 个目标方向的目标分辨率均设为固定值 $\{\rho_{r0}\}_{h=1}^H$, 可获取每个目标的大致尺寸 S_h 。由经验可知, 当距离分辨率 ρ_r 小于或等于目标尺寸的 $1/50$ 时, 可以获得较好的成像效果。由此第 h 个目标方向的目标所需距离分辨率 ρ_{rh} 为:

$$\rho_{rh} = \begin{cases} \frac{1}{50} S_h, & V_h \leq 1 \\ \frac{1}{50 V_h} S_h, & V_h > 1 \end{cases} \quad (18)$$

因此, 第 h 个目标方向的带宽为:

$$B_h = \frac{c}{2\rho_{rh}} \quad (19)$$

式中: c 为光速。为了区分不同目标方向的回波信号, 各目标方向的发射信号应分布于正交的频带内。

2.1.1.3 目标方向期望功率谱的确定

在已知雷达发射信号总带宽 B 和总频点数 N 的情况下, 第 h 个目标方向所占频点数为 $N_h = \text{round}(B_h N / B)$ 且 $\sum_{h=1}^H N_h = N$ 。因此, 在第 h 个目标方向上, 将期望发射功率 P_{th} 均匀分布在 N_h 个频点上, 即可得到第 h 个目标方向上的期望功率谱。

2.1.2 期望方向图设计

期望方向图在目标方向上由传统波束的主瓣构成, 且各目标方向上所设计方向图的总功率应与目标方向期望功率谱一致。

2.2 优化模型的求解

式(14)是相位矩阵 Φ 无约束优化问题, 由于非凸性, 无法保证其最优解。但代价函数 $Q(\Phi)$ 是四阶三角多项式, 文献[17]中指出四阶三角多项式目标函数的局部最优解是全局最优解的 $1/2$ 近似。此外, 由于相位矩阵的维数较大, 代价函数的 Hess 矩阵的计算复杂度比较高, 因此本文采用基于波形位矩阵一阶梯度信息的共轭梯度法对波形进行优化求解, 并对代价函数的一阶梯度表达式进行了推导。其具体流程如下:

步骤 1 给定初始点 Φ_0 (用随机产生方式), 及精度 $\epsilon > 0$;

步骤 2 若 $\|\nabla Q(\Phi_0)\|_F \leq \epsilon$, 则优化结束且极小值点为 Φ_0 , 否则执行步骤 3;

步骤 3 设置搜索方向 $D^{(0)} = -\nabla Q(\Phi_0)$, 并令迭代次数 $k=0$;

步骤 4 用一维线性搜索法求步长 μ_k (本文采用进退法确定步长存在区间和采用黄金分割法确定步长), 使得

$$Q(\Phi_k + \mu_k \mathbf{D}^{(k)}) = \min_{\mu \geq 0} Q(\Phi_k + \mu \mathbf{D}^{(k)})$$

并更新相位矩阵 $\Phi_{k+1} = \Phi_k + \mu_k \mathbf{D}^{(k)}$;

步骤5 计算代价函数关于相位矩阵的梯度 $\nabla Q(\Phi_{k+1})$, 计算:

$$\gamma_{k+1} = \frac{\text{Tr}[(\nabla Q(\Phi_{k+1}))^T (\nabla Q(\Phi_{k+1}) - \nabla Q(\Phi_k))] }{\text{Tr}[(\nabla Q(\Phi_k))^T \nabla Q(\Phi_k)]}$$

并设置搜索方向为 $\mathbf{D}^{(k+1)} = -\nabla Q(\Phi_{k+1}) + \gamma_k \mathbf{D}^{(k)}$;

步骤6 判断终止条件 $\|\nabla Q(\Phi_{k+1})\|_F \leq \epsilon$ 是否成立, 若成立则优化结束, 否则令 $k=k+1$, 执行步骤4。

算法中代价函数 $Q(\Phi)$ 关于相位矩阵 Φ 的梯度 $\nabla Q(\Phi)$ 为:

$$\nabla Q(\Phi) = 2 \sum_{k=1}^K \alpha_k \tau_k(\Phi) \frac{\partial \tau_k(\Phi)}{\partial \Phi} + \frac{2}{N} \sum_{h=1}^H \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \beta_m \frac{\partial \eta_{nm}(\Phi)}{\partial \Phi} \quad (20)$$

其中:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tau_k(\Phi)}{\partial \Phi} &= \frac{1}{N} \cdot \frac{\partial U(\theta_k, \Phi)}{\partial \Phi} = \\ \frac{1}{N^2} \cdot \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \frac{\partial |\chi_n(\theta_k, \Phi)|^2}{\partial \Phi} &= \\ \frac{1}{N^2} \cdot \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \left[\frac{\partial \chi_n(\theta_k, \Phi)}{\partial \Phi} \cdot \chi_n^H(\theta_k, \Phi) + \right. \\ \left. \chi_n(\theta_k, \Phi) \cdot \frac{\partial \chi_n^H(\theta_k, \Phi)}{\partial \Phi} \right] & \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \eta_{nm}(\Phi)}{\partial \Phi} &= \frac{\partial P_n(\theta_h, \Phi)}{\partial \Phi} = \\ \frac{1}{N} \cdot \frac{\partial |\chi_n(\theta_h, \Phi)|^2}{\partial \Phi} &= \\ \frac{1}{N} \cdot \left[\frac{\partial \chi_n(\theta_h, \Phi)}{\partial \Phi} \cdot \chi_n^H(\theta_h, \Phi) + \right. \\ \left. \chi_n(\theta_h, \Phi) \cdot \frac{\partial \chi_n^H(\theta_h, \Phi)}{\partial \Phi} \right] & \quad (22) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \chi_n(\theta_k, \Phi)}{\partial \Phi} = a_n(\theta_k) f_n^T \odot (\text{jexp}(\text{j}\Phi)) \quad (23)$$

式中: \odot 为 Hadamard 乘积。

3 基于最优波形的 ISAR 成像

由式(2)可知发射信号为:

$$s(\theta, t) = \sum_{h=1}^H s(\theta_h, t), 0 \leq t \leq T_p \quad (24)$$

通过求解优化模型得到相位矩阵 Φ , 则雷达收到的回波信号为:

$$s_r(\theta, t) = \sum_{h=1}^H \sum_{m=1}^M \sum_t \sigma_i s_m(\theta_h, t - 2R_{hi}(t_l)/c) \quad (25)$$

式中: t_l 表示慢时间; t 为全时间; $R_{hi}(t_l)$ 表示在第 h 个目标方向, 目标的第 i 个散射点在 t_l 时刻的距离; σ_i 表示散射点的散射系数且 $s_m(t) = x_m(t) e^{j2\pi f_c t}$ 。

本文中, 假设运动补偿已经完成。由于在目标方向发射信号的频谱正交, 利用此条件可将回波中不同目标方向的回波信号分离。由此, 来自第 h 个目标方向的接收信号可以表示为:

$$s_{rh}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_i \sigma_i s_m(t - 2R_{hi}/c) = \sum_{m=1}^M \sum_i \sigma_i x_m(t - 2R_{hi}/c) e^{j2\pi f_c (t - 2R_{hi}/c)} \quad (26)$$

在距离向, 将接收到的回波信号与参考信号 $s_{r0}(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t - 2R_{h0}/c)$ 进行匹配滤波脉压处理, 可得到目标的一维距离像。在方位向, 对此结果作傅里叶变换, 即可得到对目标的二维成像结果。

4 仿真实验

设1个 MIMO 雷达系统包含4个发射阵元, 1个接收阵元。阵元间距 $d = 0.5c/(f_c + B/2)$, 信号载频 $f_c = 10$ GHz, 雷达发射信号总带宽信号带宽 $B = 800$ MHz, 子脉冲数 $L = 200$, 总频点数 $N = L = 200$, 离散化方位角总数 $K = 181$, 为了抑制方向图远区的旁瓣, 方向图两端4个方位角的权重 $\{\alpha_k\}_{k=1, \dots, 4, 178, \dots, 181}$ 设定为5, 其他设定为1, 除特殊说明功率谱的权重 β_m 均设为1, 生成期望方向图的传统波束采用30 dB 切比雪夫权, 终止阈值为 $\epsilon = 10^{-3}$, 雷达发射总功率设为 $P = 8000$ W。此外根据雷达搜索、跟踪等获取到的信息见表1。

表1 目标参数

Tab. 1 Targets parameters

目标	角度/ (°)	距离/m	散射 特性	速度/ (m · s ⁻¹)	航向/ (°)
目标1	-20	14 700	3	300	0
目标2	20	14 000	2	400	-20

首先, 将 -20° 方向和 20° 方向的目标分辨率均设为2, 即 $\{\rho_{rh0}\}_{h=1}^2 = 2$ 。可得图2的对目标的一维距离像。由图2(a)可知, -20° 方向目标的大致尺寸为 $S_1 = 36$ m。由图2(b)可知, 20° 方向目标的大致尺寸为 $S_2 = 60$ m。根据式(17), 式(18), 式(19)以及表1可以进一步推算出目标方向成像所需的距离分辨率为 $\rho_{r1} = 0.36$, $\rho_{r2} = 0.44$ 带宽为 $B_1 = 416$ MHz, $B_2 = 340$ MHz, 由此可得2个目标方向期望所占频点数分别为104和85。在2个目标方向, -20° 方向的目标距离和目标散射系数均比 20° 方向的值大, 综合这2个参数, 根据式(16)以及表2可推导出2个目标方向发射信号的期望功率分别为 -1.82 dB和 0 dB。

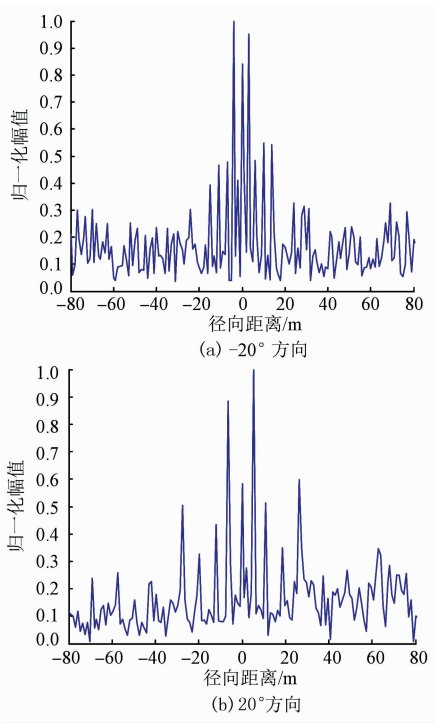


图2 目标方向一维距离像

Fig. 2 The range profile in target directions

设计的波形方向图见图3。

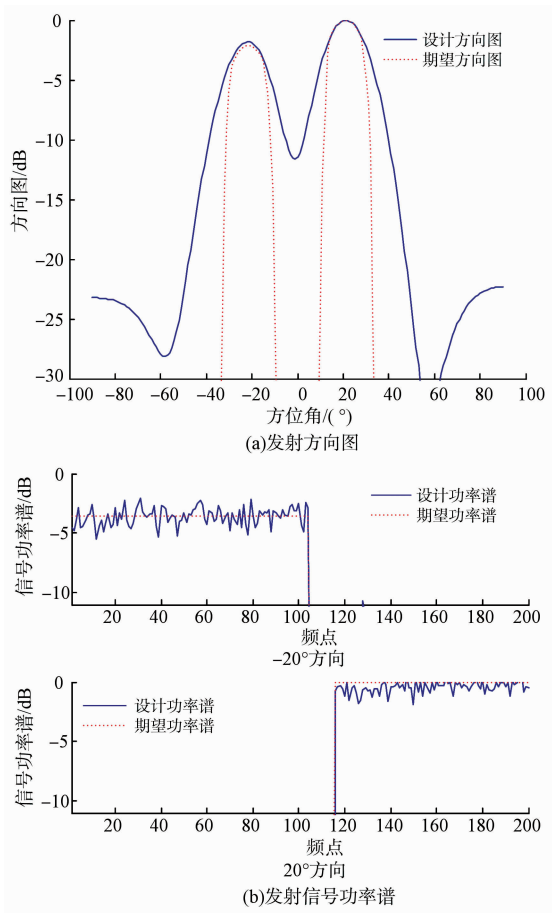


图3 发射方向与功率谱

Fig. 3 Transmitting beam pattern and power spectrum

图3可以看出所设计波形在-20°方向和20°方向形成了2个波束,并逼近期望方向图。图3(b)给出了2个目标方向发射信号的功率谱,可以看出目标方向发射信号所处频带互不重叠,且所设计功率谱与期望功率谱有较好的逼近效果。图4为目标方向飞机散射模型,图5和图6分别为目标方向用所设计的最优化波形成像的结果与用线性调频信号成像的结果。

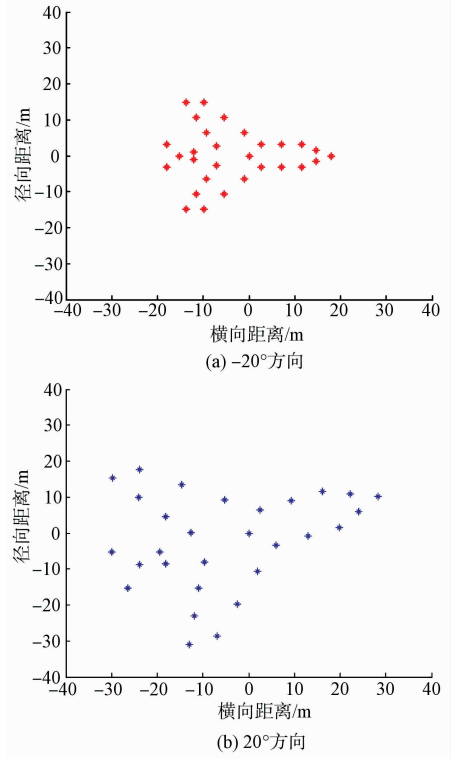


图4 目标方向飞机散射模型

Fig. 4 Scattering model in target directions

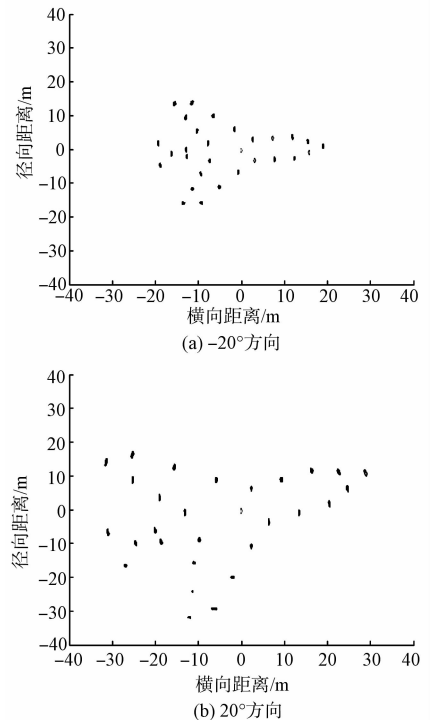


图5 所设计最优化波形成像结果

Fig. 5 Imaging results by designed waveform

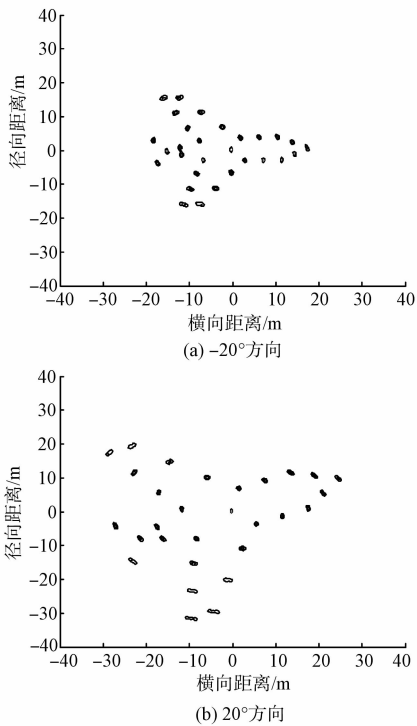


图 6 线性调频信号成像结果

Fig. 6 Imaging results by LFM signal

通常采用峰值信噪比^[18]来衡量图像的相似程度,峰值信噪比越大说明两幅图像越相似。对比图 5 和图 6 的成像结果,可计算在 -20° 方向,图 5(a)和图 6(a)的峰值信噪比为 35.31,在 20° 方向,图 5(b)和图 6(b)的峰值信噪比为 34.72。由此可说明,本文设计的波形的成像效果与雷达成像常用的线性调频信号的成像效果接近,本文方法有效。

5 结语

本文利用 MIMO 雷达的波形分集优势,提出了一种面向多目标 ISAR 成像任务的 MIMO 雷达波形优化设计方法,该方法将通过搜索和跟踪等方式获得各目标的位置、雷达散射截面积(RCS)、速度等先验信息以及成像对雷达发射波形的带宽限制作为波形优化的重要约束条件,在此基础上建立了面向多目标成像任务的波形优化模型,并通过共轭梯度法求解。所设计波形可在各目标方向上形成波束,且不同目标方向上形成的波束与其相应方向的目标特性相匹配。仿真结果表明,所设计波形可同时多个方向的目标同时成像且具有较好的成像效果。

参考文献 (References):

[1] 王怀军,许红波,陆珉,等. MIMO 雷达技术及其应用分析[J]. 雷达科学与技术, 2009, 7(4): 245-249.

WANG H J, XU H B, LU M, et al. Technology and Application Analysis of MIMO Radar[J]. Radar Science and Technology, 2009, 7(4): 245-249. (in Chinese)

[2] HAIMOVICH A M, BLUM R S, CIMINI L J. MIMO Radar with Widely Separated Antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(1): 116-129.

[3] 强勇, 张冠杰, 李斌. MIMO 雷达进展及其应用研究[J]. 火控雷达技术, 2010, 39(1): 1-10.

QIANG Y, ZHANG G J, LI B. Development and Application of MIMO Radar[J]. Fire Control Radar Technology, 2010, 39(1): 1-10. (in Chinese)

[4] LI J, STOICA P. MIMO Radar With Colocated Antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106-114.

[5] STOICA P, LI J, XIE Y. On Probing Signal Design for MIMO Radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.

[6] AHMED S, THOMPSON J S, PETILLOT Y R, et al. Unconstrained Synthesis of Covariance Matrix for MIMO Radar Transmit Beampattern[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 3837-3849.

[7] LIPOR J, AHMED S, ALOUINI M S. Fourier-Based Transmit Beampattern Design Using MIMO Radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(9): 2226-2235.

[8] AHMED S, ALOUINI M S. MIMO Radar Transmit Beampattern Design without Synthesising the Covariance Matrix[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(9): 2278-2289.

[9] 高尚. 多部雷达的目标定位问题研究[J]. 火力与指挥控制, 2003, 28(4): 0042-0044.

GAO S. Target Orientation Problem of Radars[J]. Fire Control & Command Control, 2003, 28(4): 0042-0044. (in Chinese)

[10] 王伟, 王成鹏, 李欣. 双基地 MIMO 雷达多目标定位及互耦参数估计[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2012, 40(7): 78-83.

WANG W, WANG C P, LI X. Multi-Target Localization and Estimation of Mutual Coupling Bistatic MIMO Radars[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2012, 40(7): 78-83. (in Chinese)

[11] GU C, HE J, LI H, et al. Target Localization Using MIMO Electromagnetic Vector Array Systems[J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 2103-2107.

[12] 徐牧, 王华彬, 王成, 等. 对空情报雷达目标 RCS 估计方法[J]. 现代雷达, 2014, 36(3): 11-15.

XU M, WANG H B, WANG C, et al. A Method of RCS Estimation Based on Air Surveillance Radar[J].

- Modern Radar, 2014, 36(3):11-15. (in Chinese)
- [13] LAMBOUR R, MORGAN T, RAJAN N. Assessment of Orbital Debris Size Estimation from Radar Cross Section Measurements[J]. Advances in Space Research, 2004, 34(5):1013-1020.
- [14] 何松华, 张长沙, 张军. 步进调频雷达目标速度的实时不模糊估计方法[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2011, 38(5):59-63.
HE S H, ZHANG C S, ZHANG J. Study on Real-Time Unambiguous Estimation of Target Velocity for Stepped-Frequency Linear Frequency-Modulated Pulse Radar[J]. Journal of Hunan University(Natural Science Edition), 2011, 38(5):59-63. (in Chinese)
- [15] 胡亮兵, 刘宏伟, 刘保昌, 等. MIMO 雷达发射方向图匹配和波形优化方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(6):1021-1026.
HU L B, LIU H W, LIU B C. Transmit Beam Pattern Matching Design and Waveform Optimization for MIMO Radar[J]. Journal of Xidian University, 2009, 36(6):1021-1026. (in Chinese)
- [16] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
DING L F, GENG F L. Radar Theory[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009. (in Chinese)
- [17] WANG Y C, WANG X, LIU H W, et al. On the Design of Constant Modulus Probing Signals for MI-MO Radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(8): 4432-4438.
- [18] 王敏, 周磊, 周树道, 等. 基于峰值信噪比和小波方向特性的图像奇异值去噪技术[J]. 应用光学, 2013, 34(1): 85-89.
WANG M, ZHOU L, ZHOU S D, et al. Image SVD Denoising Based on PSNR and Wavelet Directional Feature[J]. Journal of Applied Optics, 2013, 34(1): 85-89. (in Chinese)

(编辑: 姚树峰)

(上接第 18 页)

- CHENG Y, ZHOU Z L, WANG K, et al. A Research on Attack-Defense Strategy Optimization Based on Comprehensive Efficiency in the Air Combat[J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition), 2016, 17(5): 15-19. (in Chinese)
- [13] GASSE M, AUSSEM A, ELGHAZEL H. A Hybrid Algorithm for Bayesian Network Structure Learning with Application to Multi-Label Learning[J]. Expert Systems with Applications, 2014, 41(15): 6755-6772.
- [14] STURLAUGSON L, SHEPPARD J W. Uncertain and Negative Evidence in Continuous Time Bayesian Networks[J]. International Journal of Approximate Reasoning, 2015, 70(c):99-122.
- [15] MKRTCHYAN L, PODOFILLNI, DANG V N. Methods for Building Conditional Probability Tables of Bayesian Belief Networks From Limited Judgment; An Evaluation for Human Reliability Application[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2016, 151: 93-112.
- [16] 杨海东, 解凯. 集中式组网雷达假目标干扰建模[J]. 指挥控制与仿真, 2008, 30(5):90-95, 105.
YANG H D, XIE K. Jamming Model of False Targets for Data Processing Algorithm of Centralized Netted Radar[J]. Command Control & Simulation, 2008, 30(5):90-95, 105. (in Chinese)
- [17] SONG W D, ZHAO C W, HUO I J X. Improved Differential Evolution Algorithm for Solving WTA Problem[J]. Energy Procedia, 3rd International Conference on Computer and Automation Engineering, 2011: 1348-1353.
- [18] 范振宇, 王磊, 陈越, 等. 组网雷达航迹欺骗技术研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2010, 5(2): 179-181, 186.
FAN Z Y, WANG L, CHEN Y, et al. A Technique of Track Deception Against Netted Radars[J]. Journal of CAEIT, 2010, 5(2): 179-181, 186. (in Chinese)
- [19] LEE H, HYOCHOONG B. Optimal Phantom Track Generation for Multiple Electronic Combat Air Vehicles[C]//Proc of the International Conference on Control, Automation and System. 2008:29-33.
- [20] OZER S. Increasing Combat Aircraft Survivability through Coherent Self-protection Jammers[D]. Alabama: Air University, 2008.
- [21] MAITHRIPALA D H A, JAYASURIYA S. Radar Deception through Phantom Track Generation[C]//Proc of the American Control Conference. 2005:4102-4106.

(编辑: 徐楠楠)