

DOI: 10.7652/xjtuxb201806017

面向成像任务的宽带 MIMO 雷达认知波形设计

龚逸帅^{1,2}, 李开明^{1,2}, 张群^{1,2}, 陈怡君³

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 710077, 西安; 2. 信息感知技术协同创新中心, 710077, 西安;
3. 武警工程大学信息工程学院, 710086, 西安)

摘要: 为了利用最少的带宽资源, 获取多个方向目标满意的成像结果, 提出了一种信号带宽动态调整的宽带 MIMO 雷达认知波形设计方法。通过建立目标一维距离像与发射信号带宽之间的闭环反馈, 使雷达可根据目标的粗分辨一维距离像, 设计在距离向上每一个散射点所需的最小发射信号带宽。在此基础上, 综合考虑发射方向图和在目标方向所合成发射信号的带宽要求, 建立波形认知优化模型并对其进行求解, 最终实现了多目标观测时发射信号带宽的动态调整。仿真实验表明, 在信噪比为 -10 dB 条件下, 该方法可以准确计算出各目标在距离向上最近两散射点之间的距离, 并且可在最少消耗带宽资源的条件下实现目标逆合成孔径雷达成像, 该成像结果与大带宽线性调频信号的成像结果十分相近。

关键词: MIMO 雷达; 认知; 波形设计; 一维距离像

中图分类号: TN820 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)06-0114-08

Cognitive Waveform Optimization of Wideband MIMO Radars for Imaging Tasks

GONG Yishuai^{1,2}, LI Kaiming^{1,2}, ZHANG Qun^{1,2}, CHEN Yijun³

(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. College of Information Engineering, Engineering University of Chinese Armed Police Force, Xi'an 710086, China)

Abstract: A waveform design method of multiple input and multiple output (MIMO) radars is proposed based on dynamic adjustment of signal bandwidth to obtain satisfied imaging results under the least consumption of bandwidth resource. Firstly, a closed-loop feedback between the range profile and the signal bandwidth is established to design the minimum bandwidth of transmitting signal that can distinguish each scatterer of the target in range direction. Then, a waveform optimization model is established and solved through considering the request of beam pattern and the bandwidth limitation. The dynamic adjustment of the signal bandwidth is finally accomplished. Simulation results show that when signal-to-noise ratio equals to -10 dB, the proposed method accurately calculates the minimum distance between two scatterers in range direction and obtains the inverse synthetic aperture radar imaging results of the targets with the least consumption of bandwidth resource. The results are as good as the those obtained by using large bandwidth LFM signal.

Keywords: MIMO radar; cognition; waveform design; range profile

收稿日期: 2017-11-19。 作者简介: 龚逸帅(1994—), 女, 硕士生; 张群(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61631019)。

网络出版时间: 2018-03-15

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20180315.2048.004.html>

多输入多输出(MIMO)雷达是近年来提出的一种新体制雷达,其各发射阵元可独立发射信号而获得良好的波形分集增益^[1-2]。目前,针对宽带 MIMO 雷达的波形设计,国内外已经取得了一些研究成果。文献[3]在杂波背景下,以最大互信息为准则,对认知 MIMO 雷达的波形设计问题进行建模,实现了对快速扩展目标冲激相应的预测。文献[4]以最大化信干噪比为准,研究了 MIMO 雷达发射波形和接收机的联合设计,实现了多扩展目标估计。

但是现有的设计方法大都是针对检测、跟踪等雷达任务展开的研究,并没有考虑到成像任务的需求。雷达成像可为目标识别提供重要的目标特征信息,在雷达任务中占有日益重要的地位。

考虑到宽带 MIMO 雷达在目标高分辨成像方面表现出的巨大潜力,文献[5]提出了一种超宽带 MIMO 雷达波形设计方法,提高了成像任务的分辨率并大幅降低了相位编码的运算量;文献[6]采用循环迭代的方法设计出了正交性能良好且具有稀疏频谱的雷达发射波形;文献[7]提出了一种基于随机步进频信号的 MIMO 雷达波形设计和成像方法,提高了空间目标成像质量。然而,上述发射波形设计方法并没有考虑到发射方向图的设计问题,在一个时刻只能对一个目标进行处理,并且没有利用已获取的先验信息来设计与任务场景相匹配的发射波形以提高雷达的自适应能力。

考虑到上述问题,文献[8]面向多目标逆合成孔径雷达(ISAR)成像任务,提出了一种宽带 MIMO 雷达认知波形设计方法,利用认知雷达的闭环反馈系统结构^[9],实现了对不同方位目标的同时成像,但该方法需要获取目标的运动速度、航向等信息才能实现发射信号带宽的设计,并且建立的带宽设计模型较为简单,可能会造成带宽资源的浪费。

针对多目标成像任务中的带宽设计问题,本文提出一种基于信号带宽动态调整的宽带 MIMO 雷达认知波形设计方法,该方法根据获取的目标粗分辨一维距离像对发射信号带宽进行动态调整,计算得到了目标在距离向上最近两散射点之间的距离,并设计出了分辨目标各距离向散射点所需的最小发射信号带宽。此外,综合考虑发射方向图以及发射信号的带宽限制,建立了波形优化设计模型并采用两级迭代方法进行求解,实现了多目标成像时发射信号带宽的动态调整。该方法在最少消耗带宽资源的条件下,获得了对目标满意的成像结果。

1 MIMO 雷达信号模型

假设集中式 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 ,则第 m 个阵元发射的信号可以表示为

$$s_m(t) = x_m(t) \exp(j2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (1)$$

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

$$s(\theta, t) = \sum_{m=1}^M s_m(t + \frac{(m-1)d \sin \theta}{c}) = \sum_{m=1}^M x_m(t + \frac{(m-1)d \sin \theta}{c}) \cdot \exp(j2\pi f_c(t + \frac{(m-1)d \sin \theta}{c})) \quad (2)$$

式中: c 为光速。MIMO 雷达发射阵列示意图如图 1 所示。

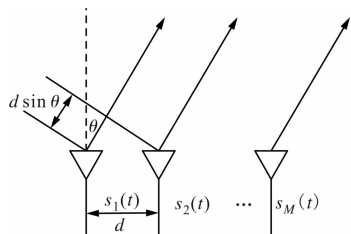


图 1 MIMO 雷达发射阵列示意图

在实际应用中,考虑离散基带发射信号,即 $x_m(l) = x_m(t) |_{t=(l-1)T_s}$, $l=1,2,\dots,L$,其中 L 和 T_s 分别为脉冲内的采样总数和采样间隔,则离散基带信号的频谱表达式为

$$y_m(n) = \sum_{l=1}^L x_m(l) \exp(-j2\pi/N(l-1)n), \quad n = -N/2, \dots, N/2 - 1 \quad (3)$$

式中: N 为离散傅里叶变换(DFT)点数。因此,在频率 $f_c + nB/N$ 处,阵列发射基带信号矩阵 $\mathbf{X}$ 的频谱为 $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_M(n)]^T = \mathbf{X} \mathbf{f}_n$,其中 $\mathbf{f}_n = [1, \exp(-j2\pi n/N), \dots, \exp(-j2\pi(L-1)n/N)]^T$ 为 N 点的 DFT 中第 n 个频点处的变换向量。

因此,远场 θ 方向处所合成发射信号在频率 $f_c + nB/N$ 的功率谱可以表示为

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

式中:频率 $f_c + nB/N$ 处的导向矢量 $\mathbf{a}_n(\theta)$ 可表示为 $\mathbf{a}_n(\theta) = [1, \exp(j2\pi(f_c + nB/N)d \sin \theta / c), \dots,$

$$\exp(j2\pi(f_c + nB/N) \frac{(M-1)d \sin \theta}{c})]^T \quad (5)$$

2 基于信号带宽动态调整的波形设计

2.1 算法描述

对成像任务来说,距离向分辨率由发射信号带宽决定。若发射信号的带宽过大,距离分辨率已经远远达到区分目标在距离向上每一个散射点的需求,则会引起带宽资源的浪费;若发射信号的带宽较小,则有可能会存在距离向上相邻散射点无法分辨的情况。因此,在实际应用中需要根据目标特性来设计能够分辨目标在距离向上每一个散射点所需的最小发射信号带宽。具体设计方法阐述如下。

(1)为在 H 个目标方向上合成的发射信号设置带宽值 $\{B_h\}_{h=1}^H$,设计出相应的发射波形(具体方法在 2.2 节和 2.3 节给出)。由于理论上 MIMO 雷达能合成的发射波束数最多为 $M-1$ 个,因此所提算法理论上最多能同时对 $M-1$ 个目标进行处理,即 $H \leq M-1$ 。在实际应用中,能同时处理的目标个数可能会受到波束宽度、目标方位分布等因素的影响。

(2)分别计算所合成发射信号的点散布函数主瓣面积 $\{S_{0h}\}_{h=1}^H$,具体计算方法如下:以第 h 个目标方向为例,在该方向合成的发射信号可以表示为 $s(\theta_h, t)$,其点散布函数的表达式为

$$\text{psf}(\theta_h, t) = F_f^{-1} [|S_{ch}(f)|^2] \quad (6)$$

式中

$$S_{ch}(f) = \sum_{m=1}^M X_m(f) \exp(j2\pi(f + f_c) \frac{(m-1)d \sin \theta_h}{c}) \quad (7)$$

$$s_c(\theta_h, t) = \sum_{m=1}^M x_m \left(t + \frac{(m-1)d \sin \theta_h}{c} \right) \exp(j2\pi f_c \left(\frac{(m-1)d \sin \theta_h}{c} \right)) \quad (8)$$

则该点散布函数主瓣面积可以计算为

$$S_{0h} = \int_{-x_h}^{x_h} \text{psf}(\theta_h, x) dx \quad (9)$$

式中: $x = ct/2$; $-x_h, x_h$ 分别为主瓣宽度的上下界。

(3)获取各目标的一维距离像,计算一维距离像中所有主瓣的面积 $\{S_{hih}\}_{i_h=1}^{I_h}, h=1, 2, \dots, H$, 其中 I_h 为第 h 个方向目标一维距离像中的主瓣个数,具体计算方法如下。

以第 h 个目标方向为例,该方向目标的回波信号可以表示为

$$s_r(\theta_h, t) = \sum_{q=1}^{Q_h} \sum_{m=1}^M x_m \left(t + \frac{(m-1)d \sin \theta_h}{c} - \frac{2R_{hq}}{c} \right) \exp(j2\pi f_c \left(t + \frac{(m-1)d \sin \theta_h}{c} - \frac{2R_{hq}}{c} \right)),$$

$$0 \leq t \leq T_p \quad (10)$$

将接收到的回波信号与参考信号进行匹配滤波处理,则可得到该方向目标的一维距离像为

$$s_{rx}(\theta_h, t) = \sum_{q=1}^{Q_h} \exp(-j4\pi f_c \frac{(R_{hq} - R_{ref})}{c}) \cdot \text{psf}(\theta_h, t - \frac{2(R_{hq} - R_{ref})}{c}) \quad (11)$$

根据所得的目标一维距离像,可以计算得到该一维距离像中每个主瓣的面积

$$S_{hih} = \int_{-x_h + R_{hq} - R_{ref}}^{x_h + R_{hq} - R_{ref}} \text{psf}(\theta_h, x - (R_{hq} - R_{ref})) dx, \quad i_h = 1, 2, \dots, I_h \quad (12)$$

(4)在得到各目标一维距离像中每个主瓣的面积后,计算一维距离像中每个主瓣包含的散射点个数 $\{N_{hih}\}_{i_h=1}^{I_h}, h=1, 2, \dots, H$ 。具体计算方法如下。

以第 h 个目标方向为例,由上述分析可知,若该目标一维距离像中的某一主瓣只包含一个散射点,则其面积为 $S_{hih} = S_{0h}$;若该主瓣中存在 N_{hih} 个无法分辨的散射点,易推知其面积为 $S_{hih} = N_{hih} S_{0h}$ 。综上所述,目标一维距离像中每个主瓣包含的散射点个数可以计算为

$$N_{hih} = \lceil S_{hih} / S_{0h} \rceil, i_h = 1, 2, \dots, I_h; h = 1, 2, \dots, H \quad (13)$$

(5)初始化 $h=1$ 。

(6)若 $\forall i_h \in \{1, 2, \dots, I_h\}, N_{hih} = 1$,表明该方向目标在距离向上的每个散射点均已得到分辨,此时可选取相邻散射点之间的最小距离 d_h 作为距离分辨率 ρ'_h ,由此可最终确定分辨该方向目标在距离向上各散射点所需的最小发射信号带宽 $B'_h = c/(2\rho'_h)$ 。此时,若 $h=H$,则算法结束;否则,令 $h=h+1$,重新判断在该方向是否存在目标距离向散射点无法分辨的情况。若 $\exists i_h \in \{1, 2, \dots, I_h\}, N_{hih} \geq 2$,执行步骤(7)。

(7)经上一步的判断表明,第 h 个目标方向存在距离向散射点无法分辨的情况。若该方向目标的一维距离像中,有 $J_h (J_h \leq I_h)$ 个主瓣包含的散射点个数 $\{N_{hj_h}\}_{j_h=1}^{J_h}$ 大于等于 2,根据瑞利判据,当 2 个衍射斑合成强度的最小值是孤立衍射斑最大值的 0.735 倍时,人眼恰好能分辨这 2 个像点。因此,计算该 J_h 个主瓣的 0.367 5 倍主瓣宽度 $\{d_{hj_h}\}_{j_h=1}^{J_h}$,以及点散布函数的 0.367 5 倍主瓣宽度 d_{0h} 。以第 j_h 个主瓣为例,若该主瓣中有 N_{hj_h} 个散射点无法分辨,将相邻两散射点的距离记为 $\mathbf{X}_1 = [\Delta g_1, \Delta g_2, \dots, \Delta g_{N_{hj_h}-1}]$,其中 $\sum_{i=1}^{N_{hj_h}} \Delta g_i = d_{hj_h}$ 。令 $\mathbf{X}_2 = [\Delta g_1 - \Delta g,$

$\Delta g_2 - \Delta g, \dots, \Delta g_{N_{hj_h} - 1} - \Delta g]$, 其中 $\Delta g = (d_{hj_h} - d_{0h}) / (N_{hj_h} - 1)$ 为该 N_{hj_h} 个散射点均匀分布时相邻两散射点之间的距离。若取 Δg 为距离分辨率, 则可将数组 $\mathbf{X}_2$ 中为正或为零的元素所对应散射点的距离像分离。因此, 设置该目标方向的距离分辨率为 $\rho'_h = \min_{j_h} \{ (d_{hj_h} - d_{0h}) / (N_{hj_h} - 1) \}$, 由此可计算得到在该方向所合成发射信号的带宽为 $B'_h = c / (2\rho'_h)$ 。此时, 若 $h = H$, 则返回步骤(1), 且令 $\{B_h\}_{h=1}^H = \{B'_h\}_{h=1}^H$; 否则, 令 $h = h + 1$, 返回步骤(6)。

在上述信号带宽动态调整的过程中, 当主瓣中无法分辨的散射点个数为 N_{hj_h} 时, 至少需要再发射 1 次脉冲, 至多需要再发射 $N_{hj_h} - 1$ 次脉冲能实现对最小发射信号带宽的设计。并且在算法完成之前, 可以利用各次脉冲所获取的一维距离像来合成目标的二维成像结果从而保证发射的脉冲资源不被浪费。

2.2 优化模型的设计

在 2.1 节的带宽设计算法中, 需要根据所设计的发射信号带宽值优化设计相应的发射波形。由第 1 节的分析可知, 对发射信号功率谱 $P_n(\theta_k)$, $k=1, 2, \dots, K; n=1, 2, \dots, N$ 进行设计可以决定在目标方向所合成发射信号的带宽以及在频带上功率的分布, 其中 θ_k 为第 k 个离散方位角, K 为离散化方位角总数。

基于对发射机工作效率的考虑以及根据所设计波形与期望发射波形逼近的思想建立如下优化模型

$$\left. \begin{aligned} \min_{\{x_m(n)\}} & \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} |P_n(\theta_k) - p_{kn}|^2 \\ \text{s. t.} & R_{PA}(x_m) \leq \rho, \quad m = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中: p_{kn} 为 θ_k 方向上第 n 个频点处的期望发射功率谱, 可以通过将发射功率根据实际需求分布到各频点上得到, 为了区分不同目标的回波信号, 在各目标方向合成的发射信号应分布于正交的频带内; ρ 为预先设定的门限值; $R_{PA}(x_m)$ 为第 m 个阵元所发射基带信号的峰均比, 其表达式为

$$R_{PA}(x_m) = \max_l |x_m(l)|^2 / \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |x_m(l)|^2 \right) \quad (15)$$

2.3 优化模型的求解

2.2 节中所建立优化模型的求解过程可以分为两部分。首先, 引入辅助相位变量 $\{\phi_{kn}\}$ 将式(14)所

示的优化问题转化为

$$\min_{\{y_m(n)\}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} |a_n^T(\theta_k) \mathbf{y}(n) - \sqrt{N p_{kn}} \exp(j\phi_{kn})|^2 \quad (16)$$

式(16)可进一步转化为

$$\min_{\{y_m(n)\}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \|\mathbf{A}_n \mathbf{y}(n) - \mathbf{b}_n\|^2 \quad (17)$$

式中: $\mathbf{A}_n = [a_n^T(\theta_1), \dots, a_n^T(\theta_K)]^T$, $\mathbf{b}_n = [\sqrt{N p_{1n}} \cdot \exp(j\phi_{1n}), \dots, \sqrt{N p_{Kn}} \exp(j\phi_{Kn})]^T$ 。

利用迭代算法和最小二乘算法^[10]对式(17)所示的优化问题进行求解即可得到 $\{y_m(n)\}$ 。

其次, 根据上一步求解得到的 $\{y_m(n)\}$, 考虑到相位模糊问题, 引入辅助变量 $\{\phi_n\}$ 建立优化模型

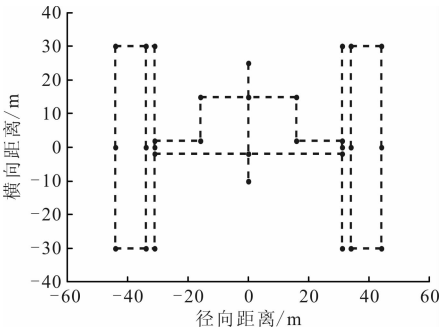
$$\left. \begin{aligned} \min_{\{x_m(n)\}} & \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \|\mathbf{y}(n) \exp(j\phi_n) - [1, \exp(-j2\pi n/N), \dots, \exp(-j2\pi(N-1)n/N)]\|^2 \\ \text{s. t.} & R_{PA}(x_m) \leq \rho, \quad m = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

利用迭代算法和最近邻算法^[10]对该问题进行求解即可得到阵列发射的波形 $\mathbf{X}$ 。

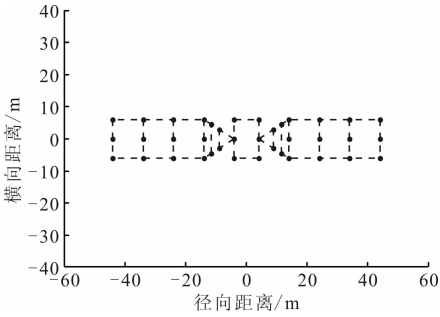
3 仿真实验

设 MIMO 雷达发射阵元数 $M=10$, 阵元间距 $d=0.5c/(f_c + B_m/2)$, 信号载频 $f_c=10$ GHz, 信号总带宽最大为 $B_m=800$ MHz, 子脉冲数 $L=400$, 总频点数 $N=400$, 离散化方位角总数 $K=181$, 信噪比为 -10 dB。

假设 -20° 方向和 20° 方向分别存在空间站和卫星, 目标散射模型如图 2 所示。首先, 给在两个目标方向合成的发射信号选取任意带宽值 $B_1=B_2=30$ MHz, 根据式(14)对发射波形进行优化设计, 结果如图 3 所示, 可以看出所设计波形的参数与所设置的参数吻合。图 4a 给出了在 -20° 方向所合成发射信号的点散布函数, 通过计算可得点散布函数在峰值 0.3675 倍处的带宽值为 $d_{01}=6.8$ m, 主瓣面积为 $S_{01}=4.47$ m²。图 5a 给出 -20° 方向目标的一维距离像。计算可得一维距离像中 7 个主瓣的面积 $\{S_{1i_1}\}_{i_1=1}^7$ 分别为 $4.45, 8.98, 4.43, 4.50, 4.59, 8.79, 4.50$ m², 从而可知主瓣中所包含的散射点个数 $\{N_{1i_1}\}_{i_1=1}^7$ 分别为 $1, 2, 1, 1, 1, 2, 1$ 。对于存在多个散射点无法分辨的主瓣, 分别计算其在点散布函数



(a) -20°方向目标



(b) 20°方向目标

图 2 目标散射模型

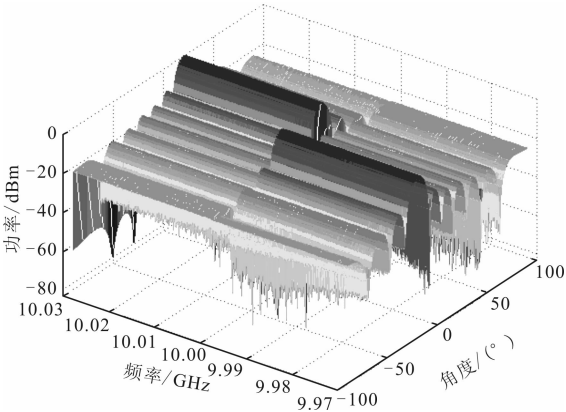
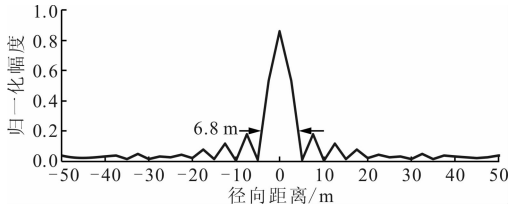


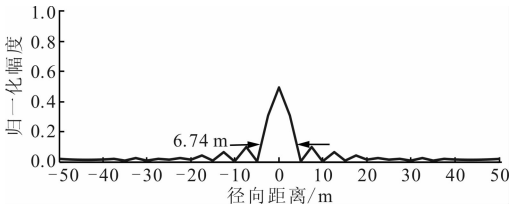
图 3 本文优化设计的发射波形

峰值 0.367 5 倍处的带宽值,可得 $\{d_{1j_1}\}_{j_1=1}^2$ 分别为 9.63 m 和 9.6 m。由于这 2 个主瓣中均只存在 2 个散射点无法分辨,因此可以确定分辨该目标在距离向上各散射点所需的距离分辨率为 $\rho'_1 = \min\{(d_{1j_1} - d_{01})/(N_{1j_1} - 1)\} = 2.8$ m,则在该方向所合成发射信号的带宽值为 $B'_1 = c/(2\rho'_1) = 54$ MHz。图 4b 给出了在 20°方向所合成发射信号的点散布函数,通过计算可得点散布函数在峰值 0.367 5 倍处的带宽值为 $d_{02} = 6.8$ m,主瓣面积为 $S_{02} = 2.73$ m²。图 5 给出了 20°方向目标的一维距离像。计算可得一维距离像中 8 个主瓣的面积 $\{S_{2i_2}\}_{i_2=1}^8$ 分别为 2.77、2.99、2.71、10.73、10.72、

2.71、2.98、2.77 m²,从而可知主瓣中所包含的散射点个数 $\{N_{1i_2}\}_{i_2=1}^8$ 分别为 1、1、1、4、4、1、1、1。对于存在多个散射点无法分辨的 2 个主瓣,分别计算其在点散布函数峰值 0.367 5 倍处的带宽值,可得 $\{d_{1j_2}\}_{j_2=1}^2$ 分别为 18.04 m 和 17.91 m。由上述分析可知这 2 个主瓣中均包含 4 个散射点无法分辨,假设每个主瓣中无法分辨的 4 个散射点等距分布,可以设置当前该方向的距离分辨率为 $\rho'_2 = \min\{(d_{2j_2} - d_{02})/(N_{2j_2} - 1)\} = 3.70$ m,则所合成发射信号的带宽值为 $B'_2 = c/(2\rho'_2) = 41$ MHz。

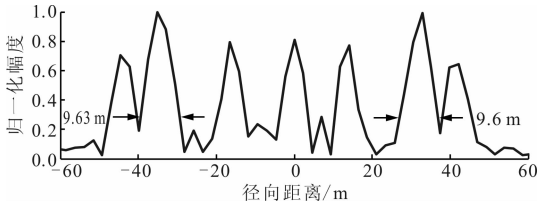


(a) -20°方向

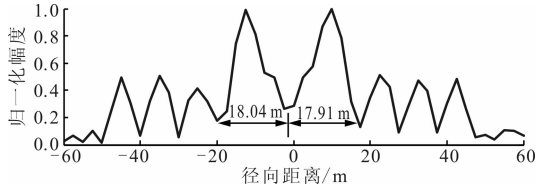


(b) 20°方向

图 4 发射信号点散布函数



(a) -20°方向



(b) 20°方向

图 5 20°方向目标的一维距离像

根据上述分析结果,将在目标方向所合成发射信号的带宽值分别设置为 $B_1 = 54$ MHz 和 $B_2 = 41$ MHz,重新设计发射波形并重复上述步骤。经过 2 次迭代以后,为-20°方向目标和 20°方向目标设计的信号带宽分别为 $B_1 = 54$ MHz 和 $B_2 = 67$ MHz,

此时,两目标在距离向上的每一个散射点均可被分辨,相邻两散射点之间的最小距离分别为 2.95 m 和 2.5 m,与带宽设计时设定的距离分辨率接近,证明了本文所提算法的有效性。

当信噪比为 -10 dB 时,利用 4 种不同的发射波形对 -20° 方向目标和 20° 方向目标进行 ISAR 成像。由于篇幅有限,仅给出 20° 方向的目标成像结果,如图 6 所示。图 6a 采用了本文所设计波形;图 6b 采用了将总带宽 $B=B_1+B_2=121\text{ MHz}$ 均匀分配时得到的发射波形;图 6c 在表 1 所示目标参数的基础上,采用了文献[8]所设计的发射波形;图 6d 采用了带宽均为 200 MHz 的线性调频信号。针对 4 种发射波形对目标的 ISAR 成像结果,表 2 分别从图像熵和峰值信噪比对其进行了对比,其中利用前 3 种发射波形所得到成像结果的峰值信噪比均是对比于利用大带宽线性调频信号所获得的成像结果计算得到的。图 7 给出了当信噪比为 -29 dB 时,利用本文所设计波形以及文献[8]所设计波形得到的 20° 方向目标成像结果。

由表 2 可以看出,在 -20° 方向,利用设计的波形和未设计波形均能获取与线性调频信号相近的成像结果;在 20° 方向,利用未设计波形对目标所成 ISAR 像的聚焦性能较差,而利用所设计的发射波形依旧能获取对目标较高质量的成像结果;利用本文所设计波形以及文献[8]所设计波形均能获取聚焦性能较好的成像结果,但是利用本文所提算法可以减少 66.85% 带宽资源的消耗。此外,由图 7 可以看出,本文所提算法的抗噪性能明显优于文献[8]。

表 1 目标参数

目标	方向/ $^\circ$	高度/km	速度/ $\text{km}\cdot\text{s}^{-1}$	航向/ $^\circ$
空间站	-20	300	7.5	0
卫星	20	900	6.5	-20

表 2 成像结果衡量指标

波形	方向/ $^\circ$	图像熵	峰值信噪比/dB
本文设计波形	-20	2.479 5	29.578 4
	20	2.302 6	31.013 1
未设计波形	-20	2.450 8	30.305 1
	20	5.043 7	19.370 1
文献[8]设计波形	-20	2.197 4	32.725 3
	20	1.948 1	36.191 4
线性调频信号	-20	2.081 7	
	20	1.856 9	

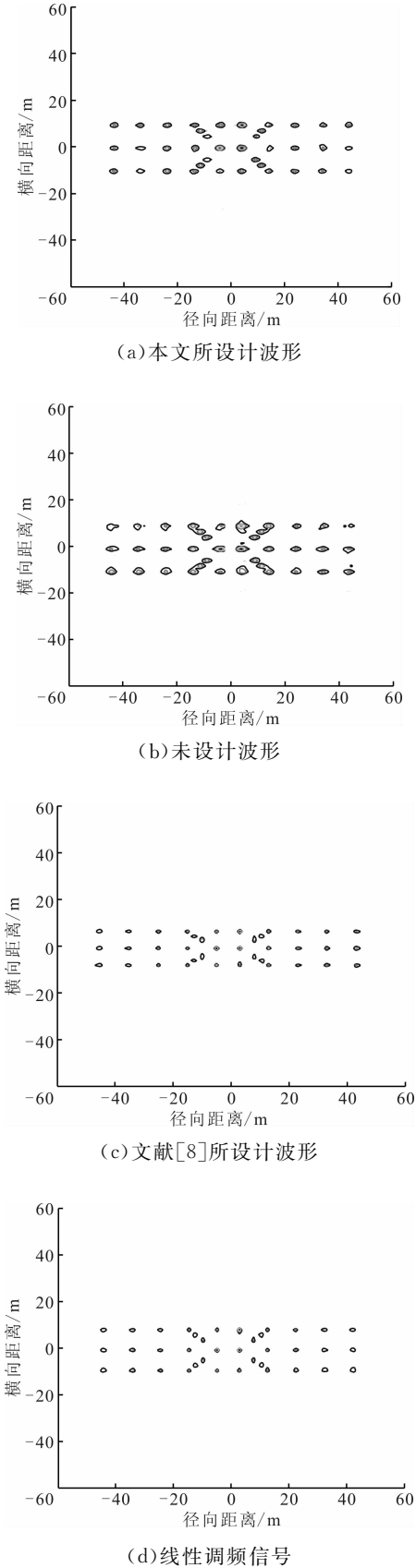
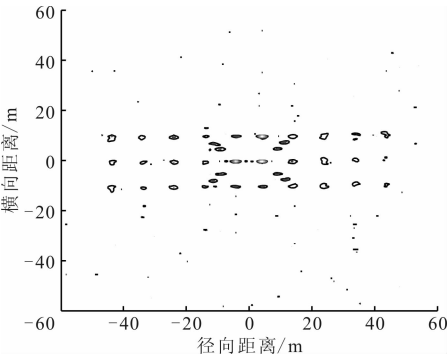
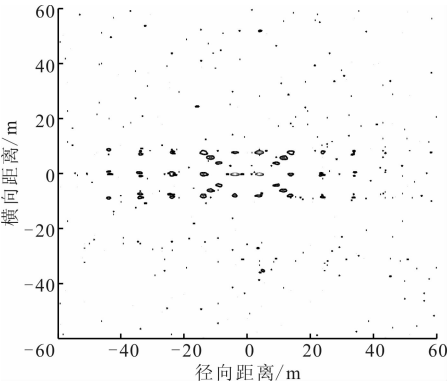


图 6 信噪比为 -20 dB 时 4 种不同发射波形的成像结果



(a) 本文设计波形



(b) 文献[8]设计波形

图 7 信噪比为-29 dB 时本文和文献[8]所设计波形的成像结果

表 3 给出了本文与文献[11]所设计发射波形的性能对比。其中,本文面向多目标成像任务进行带宽动态调整后所设计波形发射方向图在 3 dB 带宽处的波束宽度相对误差为 33.3%,与文献[11]针对跟踪、搜索任务所设计发射方向图的相对误差 31.7%较为接近;本文所设计功率谱相较于期望发射功率谱的相对误差为 23.8%,与文献[11]所设计发射功率谱的相对误差 22.3%较为接近。由此可见,本文方法可以在不降低所设计发射波形性能的条件,实现雷达发射信号带宽的动态调整,从而在最少消耗带宽资源的条件下,获得对目标满意的成像结果。

表 3 2 种波形设计方法的性能对比

发射波形	相对误差/%	
	发射方向图	发射功率谱
本文设计	33.3	23.8
文献[11]设计	31.7	22.3

4 结 论

本文提出了一种基于信号带宽动态调整的宽带

MIMO 雷达认知波形设计方法,利用 MIMO 雷达的波形分集优势以及认知雷达的闭环反馈结构,实现了对不同方向目标的同时成像,并根据目标一维距离像自适应设计出了分辨各目标距离向散射点所需的最小发射信号带宽。经实验验证,本文所提方法可以利用最小的发射信号带宽同时获得对不同方向目标满意的成像结果,有效减少了成像任务对带宽资源的消耗。

参考文献:

[1] STOICA P, LI J, XIE Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151-4161.

[2] GUANG H, ABEYSEKERA S S. Receiver design for range and Doppler sidelobe suppression using MIMO and phased-array radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(6): 1315-1326.

[3] 孙从易, 郝天铎, 崔琛, 等. 最大互信息准则下的认知 MIMO 雷达波形设计 [J]. 现代雷达, 2017, 39(8): 43-48.

SUN Congyi, HAO Tianduo, CUI Chen, et al. Cognitive MIMO radar waveform design based on maximum mutual information criterion [J]. Modern Radar, 2017, 39(8): 43-48.

[4] DANIEL A, POPESCU D C. MIMO radar waveform design for multiple extended target estimation based on greedy SINR maximization [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 3006-2010.

[5] 刘威亚, 欧阳缮, 顾坤良, 等. 基于伪随机序列的超宽带 MIMO 雷达波形设计 [J]. 桂林电子科技大学学报, 2017, 37(2): 92-97.

LIU Weiya, OUYANG Shan, GU Kunliang, et al. Design of ultra-wideband MIMO radar waveform based on pseudo-random sequences [J]. Journal of Guilin University of Electronic Technology, 2017, 37(2): 92-97.

[6] 李玉翔, 任修坤, 孙扬, 等. 一种循环迭代的宽带 MIMO 雷达正交稀疏频谱波形设计方法 [J]. 电子与信息学报, 2017, 37(4): 953-959.

LI Yuxiang, REN Xiukun, SUN Yang, et al. Cyclic iterative method for wideband MIMO radar orthogonal sparse frequency waveform design [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 37(4): 953-959.

[7] 张旭峰, 黎湘, 朱玉鹏. 基于随机步进频信号的 MIMO 波形设计和成像方法 [J]. 现代雷达, 2011, 33

- (10): 28-32.
- ZHANG Xufeng, LI Xiang, ZHU Yupeng. MIMO radar waveform design and imaging based on random stepped frequency signal [J]. *Modern Radar*, 2011, 33(10): 28-32.
- [8] 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. 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.
- [9] HAYKIN S. Cognitive radar: a way of the future [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2006, 23(1): 30-40.
- [10] HE H, PETRE S, LI J. Wideband MIMO systems: signal design for transmit beampattern synthesis [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(2): 618-628.
- [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.
- WANG Xu, LIU Hongwei, JIU Bo, et al. Multi-modes waveform optimization design method for MIMO radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(6): 1416-1423.
- (编辑 刘杨)
-
- (上接第 22 页)
- [12] CUI L, PHAN A, ALLISON G. Design and fabrication of a three dimensional printable non-assembly articulated hand exoskeleton for rehabilitation [C]// *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 4627-4630.
- [13] HO N S, TONG K Y, HU X L, et al. An EMG-driven exoskeleton hand robotic training device on chronic stroke subjects: task training system for stroke rehabilitation [C]// *IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 5975340.
- [14] RUS D, TOLLEY M T. Design, fabrication and control of soft robots [J]. *Nature*, 2015, 521(7553): 467-475.
- [15] HONG K Y, LIM J H, NASRALLAH F, et al. A soft exoskeleton for hand assistive and rehabilitation application using pneumatic actuators with variable stiffness [C]// *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 4967-4972.
- [16] IN H, KANG B B, SIN M K, et al. Exo-glove: a wearable robot for the hand with a soft tendon routing system [J]. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, 2015, 22(1): 97-105.
- [17] BORBONI A, MOR M, FAGLIA R. Glove-hand robotic rehabilitation: design, mechanical model and experiments [J]. *Journal of Dynamic Systems Measurement & Control*, 2016, 138(11): 111003.
- [18] HU X L, TONG K Y, SONG R, et al. A comparison between electromyography-driven robot and passive motion device on wrist rehabilitation for chronic stroke [J]. *Neurorehabilitation & Neural Repair*, 2009, 23(8): 837-846.
- [19] POLYGERINOS P, GALLOWAY K C, SAVAGE E, et al. Soft robotic glove for hand rehabilitation and task specific training [C]// *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 2913-2919.
- [20] SMABY N, JOHANSON M E, BAKER B, et al. Identification of key pinch forces required to complete functional tasks [J]. *Journal of Rehabilitation Research & Development*, 2004, 41(2): 215-224.
- (编辑 杜秀杰)