

基于目标特性增强的频带缺失雷达信号融合处理

叶 钊¹, 何 峰¹, 朱炬波², 张永胜¹

(1. 国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073;

2. 国防科学技术大学理学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 由于战场电磁环境复杂, 使得在某些频段上雷达信号受到了干扰而无法用于成像。如果仅利用单部雷达在可用频段上的回波信号进行成像, 则图像的分辨率无法满足实际需求。为了综合利用多部频带缺失雷达的信号, 将频带缺失的多雷达信号融合问题转化为一个信号表示问题。为了增强目标特性, 将合成孔径雷达 (synthetic aperture radar, SAR) 图像增强技术引入到多雷达信号融合处理中, 用正则化方法来增强目标的点特性和边缘特性。此融合处理方法不仅适用于多部频带缺失雷达的信号融合, 而且无需极坐标插值来完成相位解耦, 更能增强目标特性。仿真实验验证了本文方法有效性。

关键词: 多雷达信号融合成像; 频带缺失; 信号表示; 目标特性增强; 正则化

中图分类号: TN 957

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.10.16

Multi-radar signals fusion imaging with frequency-band omissions based on target feature enhancement

YE Fan¹, HE Feng¹, ZHU Ju-bo², ZHANG Yong-sheng¹

(1. School of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. College of Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Because of the complicated electromagnetism environment of battlefield, radar signals in some frequency-bands cannot be used for imaging due to interference. If the echo signal of a single radar in available bands is used for imaging, the image resolution may not satisfy practical requirements. To synthetically utilize multi-radar signals, the problem of multi-radar signals fusion with frequency-band omissions is transformed into a signal representation problem. On the other hand, the synthetic aperture radar (SAR) image enhanced technology is introduced into multi-radar signal fusion processing to enhance target features. The regularization is used to enhance point and edge features. This fusion processing is an application to multi-radar signals fusion with frequency-band omissions. While it dispenses polar coordinate interpolation, it can enhance target features. The experimental results show the validity of the proposed method.

Keywords: multi-radar signal fusion imaging; frequency-band omission; signal representation; target feature enhancement; regularization

0 引言

由于传统的单基逆合成孔径雷达 (inverse synthetic aperture radar, ISAR) 成像处理受到带宽和观测积累角度的限制, 图像的分辨率无法突破理论极限分辨率。如果测量系统具有多频段、多测站的目标雷达特性测量能力时, 各部雷达各自为战, 数据的利用率不高, 没有进一步提高系统整体分辨性能, 那么测量系统从整体上具有的多频段、多测站的特点和优势就不能得到充分发挥。

多雷达信号融合成像是一种新兴的雷达成像方法^[1]。该方法通过多部雷达从不同角度和频段获取目标在二维谱域呈稀疏分布的雷达观测数据, 通过信号级的相干融合, 提高目标散射中心参数估计精度并获得更高的雷达成像分辨率, 打破了传统的单雷达成像分辨率受限于信号带宽与观测相干积累时间的约束, 可明显改善雷达成像分辨率。

当前的融合处理主要集中于多频段雷达信号融合成像方法研究。它利用同视角不同频段的雷达观测数据来提高图像距离分辨率。谱估计类的融合成像方法包括: 基于修

收稿日期: 2010-11-22; 修回日期: 2011-05-23。

作者简介: 叶钊 (1981-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为 SAR/ISAR 成像处理、多雷达信号融合处理、信号稀疏表示、压缩感知。

E-mail: yefan311@sina.com

正求根多信号分类 (root-multiple signal classification, Root-MUSIC) 的融合方法^[1]、基于状态空间谱法的融合方法^[2]。虽然谱估计类方法的精度较高,但是需要知道目标散射点的个数,这在实际中是很难估计出来的。

而多视角多频段雷达信号融合成像方法则利用不同视角不同频带的雷达测量数据来提高图像的二维分辨率。目前主要有基于修正 Root-MUSIC 的融合方法^[3]、基于扩展矩阵增强和矩阵束 (extended matrix enhance and matrix pencil, EMEMP) 的融合方法^[4-5]。这些方法不仅需要二维坐标配对,而且还需要进行极坐标插值来实现信号二维解耦,从而增加了运算量。另外,这些方法同样需要估计散射点个数。

信号稀疏表示方法是一种性能优良的数据分析方法,并广泛应用于雷达信号处理的各个领域^[6-11],其中文献^[12]提出了基于稀疏成分分析的多频段雷达信号融合方法。

由于战场电磁环境复杂,使得某些雷达的某些频段上的信号受到干扰,如果仅利用单部雷达在可用频段上的回波信号进行成像,其图像分辨率可能不能满足实际需求,而现有的融合方法又不能适应于频带缺失的多雷达信号融合处理。因此,本文提出一种新的基于信号稀疏表示的多雷达信号融合处理方法,既适用于频带缺失情况下的融合成像,又克服了传统方法的缺点。为了增强目标特性,本文又将 SAR 图像增强技术引入到 ISAR 信号融合处理中。

1 目标散射模型

雷达观测几何如图 1 所示,假设目标的半径为 L ,目标固连坐标系 XOY 原点位于目标的中心。定义雷达视线矢量方向为 U 轴方向, X 轴与 U 轴的夹角为 θ 。

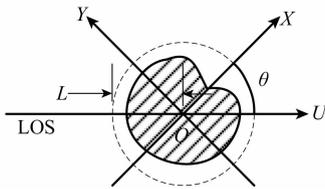


图 1 雷达的观测几何

经过解线调处理和包络对齐、自聚焦处理后,某一视角下的目标散射模型可以表示为

$$r_0(f) = \iint_{x^2+y^2 \leq L^2} \sigma(x,y) \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f(x \cos \theta + y \sin \theta) \right\} dx dy \quad (1)$$

2 频带缺失的多雷达信号融合模型

当不同雷达观测同一目标时,由于雷达测距误差、多雷达参考距离以及目标到多部雷达距离不同造成不同雷达信号之间互不相关,互相关处理在文献^[1]中已有详细的研究,但这并不是本文研究的重点,因此假设所有雷达的数据

之间已经完全相关。

不失一般性,假设有 I 部雷达同时从不同视角观测目标。为了便于离散化计算,用一个二维网格对目标进行剖分,二维网格宽度分别为 Δx 和 Δy ,网格数分别为 N_x 和 $N_y, n_x = 1, \dots, N_x, n_y = 1, \dots, N_y$ 。如果此网格点存在真实的散射点,则此网格点上的幅度就不为 0,反之则为 0。因此,第 i 部雷达的离散目标散射模型可以表示为

$$r_{\theta_n}^i(f_m) = \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} \sigma(x_{n_x}, y_{n_y}) \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_m (x_{n_x} \cos \theta_n + y_{n_y} \sin \theta_n) \right\} \quad (2)$$

$$\theta_n = \theta_0 + \Delta \theta n, n = 0, 1, \dots, N^i - 1$$

$$f_m = f_0 + \Delta f^i m, m = 0, 1, \dots, M^i - 1$$

式中, $\theta_0^i, f_0^i, \Delta \theta^i, \Delta f^i, N^i$ 和 M^i 分别为第 i 部雷达的起始观测角、起始频率、角度采样间隔、频率采样间隔、角度采样数和频率采样数。将第 i 部雷达回波信号堆叠为列向量 \mathbf{R}^i ,称之为第 i 部雷达的观测向量,可以表示为

$$\mathbf{R}^i \triangleq \begin{bmatrix} r_0^i \\ r_1^i \\ \vdots \\ r_{N^i-1}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_0^i \\ \mathbf{C}_1^i \\ \vdots \\ \mathbf{C}_{N^i-1}^i \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{\sigma} \triangleq \mathbf{C}^i \cdot \boldsymbol{\sigma} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{r}_n^i = [r_{\theta_n^i}^i(0), r_{\theta_n^i}^i(1), \dots, r_{\theta_n^i}^i(M^i - 1)]^T; \boldsymbol{\sigma}$ 为需要求解的二维网格点按列堆叠形成的幅度向量; \mathbf{C}^i 为第 i 部雷达的目标散射模型的核函数,其中

$$\mathbf{C}_n^i = [\boldsymbol{\Phi}_n^i(1, 1), \boldsymbol{\Phi}_n^i(2, 1), \dots, \boldsymbol{\Phi}_n^i(N_y, 1), \dots, \boldsymbol{\Phi}_n^i(1, N_x), \boldsymbol{\Phi}_n^i(2, N_x), \dots, \boldsymbol{\Phi}_n^i(N_y, N_x)] \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_n^i(n_x, n_y) =$$

$$\begin{bmatrix} \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_0^i (x_{n_x} \cos \theta_n + y_{n_y} \sin \theta_n) \right\} \\ \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_1^i (x_{n_x} \cos \theta_n + y_{n_y} \sin \theta_n) \right\} \\ \vdots \\ \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{M^i-1}^i (x_{n_x} \cos \theta_n + y_{n_y} \sin \theta_n) \right\} \end{bmatrix} \quad (5)$$

考虑到干扰对雷达某频段的影响,假设第 i 部雷达丢失了第 $M_s^i \sim M_c^i$ 个频率采样,则式(3)可以修正为

$$\tilde{\mathbf{R}}^i = \mathbf{T}^i \cdot \mathbf{C}^i \cdot \boldsymbol{\sigma} \quad (6)$$

式中, \mathbf{T}^i 可以表示为

$$\mathbf{T}^i = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^i & & & \\ & \mathbf{H}^i & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{H}^i \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{H}^i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, \mathbf{I}_1 为 $M_s^i - 1$ 维单位矩阵; \mathbf{I}_2 为 $M^i - M_c^i$ 维单位矩阵。

如图 2 所示,假设 I 部雷达的观测视角互不重叠,那么由式(6)可知,这 I 部雷达信号融合模型可表示为

$$\tilde{\mathbf{R}} \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}^1 \\ \tilde{\mathbf{R}}^2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{R}}^I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}^1 & & & \\ & \mathbf{T}^2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{T}^I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{C}^1 \\ \mathbf{C}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}^I \end{bmatrix} \boldsymbol{\sigma} \triangleq \mathbf{T} \cdot \mathbf{C} \cdot \boldsymbol{\sigma} \quad (9)$$

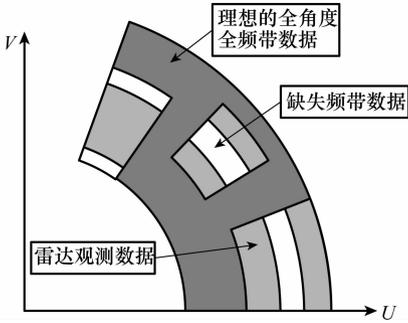


图 2 频带缺失的多雷达信号的二维谱域分布

3 基于目标特性增强的融合方法

由于雷达的频带缺失,使得式(9)代表的线性系统为一个不定系统,要利用式(9)来进行融合成像,则需要附加关于 $\boldsymbol{\sigma}$ 的先验信息。由几何绕射模型可知^[13]:在高频段,目标的散射场可以由有限多个散射中心来模拟。由此可知, $\boldsymbol{\sigma}$ 中仅有有限多个元素不为 0,而其他元素均为 0。利用 $\boldsymbol{\sigma}$ 的稀疏特性,可以用如下的优化问题来求解式(9):

$$\min \|\boldsymbol{\sigma}\|_0 \quad \text{s. t.} \quad \tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{T}\mathbf{C}\boldsymbol{\sigma} \triangleq \mathbf{A}\boldsymbol{\sigma} \quad (10)$$

如式(10)的优化问题有很多的求解方法,例如基追踪、FOCUSS 等等。这里采用正则化方法,建立如下优化函数:

$$J(\boldsymbol{\sigma}) = \|\tilde{\mathbf{R}} - \mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2^2 + \lambda_1^2 \|\boldsymbol{\sigma}\|_k^k \quad (11)$$

另外,为了保持或者增强 ISAR 目标的边缘特性,将 SAR 图像中的边缘保持技术^[14]引入到 ISAR 的融合成像处理中,并得到了如下的优化函数

$$J(\boldsymbol{\sigma}) = \|\tilde{\mathbf{R}} - \mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2^2 + \lambda_1^2 \|\boldsymbol{\sigma}\|_k^k + \lambda_2^2 \|\mathbf{D} \cdot \boldsymbol{\sigma}\|_k^k \quad (12)$$

式中, λ_1 和 λ_2 为平衡信号拟合度、点特性增强(稀疏度)以及边缘增强的参数, \mathbf{D} 为离散的梯度算子,表达式为

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, \mathbf{D}_x 为 $N_y(N_x - 1) \times N_x N_y$ 维的水平差分算子; \mathbf{D}_y 为 $N_x(N_y - 1) \times N_x N_y$ 垂直差分算子。

$$\mathbf{D}_x = \begin{bmatrix} -\mathbf{I} & \mathbf{I} & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & & -\mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{D}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & & & \\ & \mathbf{D}_1 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

当 $k \leq 1$ 时,为了避免 ℓ_k 范数在原点处不可导,把 ℓ_k 范数近似为^[15]

$$\|\mathbf{z}\|_k^k \approx \sum_{i=1}^K (|\mathbf{z}_i|^2 + \epsilon)^{k/2} \quad (17)$$

式中, K 为向量 \mathbf{z} 的维数; ϵ 为一个极小数,则式(12)可以表示为

$$J(\boldsymbol{\sigma}) = \|\tilde{\mathbf{R}} - \mathbf{A}\boldsymbol{\sigma}\|_2^2 + \lambda_1^2 \sum_{i=1}^{N_x N_y} (|\boldsymbol{\sigma}_i|^2 + \epsilon)^{k/2} + \lambda_2^2 \sum_{i=1}^P (|\mathbf{D} \cdot \boldsymbol{\sigma}|_i|^2 + \epsilon)^{k/2} \quad (18)$$

式中, P 为向量 $\mathbf{D} \cdot \boldsymbol{\sigma}$ 的维数; $N_x \cdot N_y$ 为幅度向量 $\boldsymbol{\sigma}$ 的维数。则式(18)的梯度表示为

$$\nabla J_\epsilon(\boldsymbol{\sigma}) = \mathbf{G}(\boldsymbol{\sigma})\boldsymbol{\sigma} - 2\mathbf{A}^H \tilde{\mathbf{R}} \quad (19)$$

式中

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\sigma}) \triangleq 2\mathbf{A}^H \mathbf{A} + k\lambda_1^2 \mathbf{A}_1(\boldsymbol{\sigma}) + k\lambda_2^2 \boldsymbol{\Psi}^H(\boldsymbol{\sigma}) \mathbf{D}^T \mathbf{A}_2(\boldsymbol{\sigma}) \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi}^H(\boldsymbol{\sigma}) \quad (20)$$

$$\mathbf{A}_1(\boldsymbol{\sigma}) \triangleq \text{diag} \{ (|\boldsymbol{\sigma}_i|^2 + \epsilon)^{k/2-1} \}$$

$$\mathbf{A}_2(\boldsymbol{\sigma}) \triangleq \text{diag} \{ [|\mathbf{D} \cdot \boldsymbol{\sigma}|_i|^2 + \epsilon]^{k/2-1} \}$$

$$\boldsymbol{\Psi}(\boldsymbol{\sigma}) \triangleq \text{diag} \{ \exp(-j\phi[\boldsymbol{\sigma}])_i \} \quad (21)$$

式中, $\phi[\boldsymbol{\sigma}]$ 表示取 $\boldsymbol{\sigma}$ 的相位。式(18)所代表的优化函数可以用拟牛顿迭代法进行迭代求解,即

$$\hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n+1)} = \hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)} - \gamma [\mathbf{G}(\hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)})]^{-1} \nabla J_\gamma(\hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)}) \quad (22)$$

式中, γ 为迭代步长。将式(19)代入式(22)可得

$$\mathbf{G}(\hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)}) \hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n+1)} = (1 - \gamma) \mathbf{G}(\hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)}) \hat{\boldsymbol{\sigma}}^{(n)} + \gamma 2\mathbf{A}^H \tilde{\mathbf{R}} \quad (23)$$

4 仿真实验

为了验证方法的有效性,对仿真点目标进行融合成像的实验。设置理想的全视角全频段雷达数据的参数:中心频率为 9 GHz,带宽为 500 MHz,观测起始角度为 0° ,观测角度范围为 5° 。假设有两部雷达同时观测,雷达 1 的视角范围为 $[0^\circ, 1.842^\circ]$,缺失频带的频带范围为 8.96~9.04 GHz,而雷达 2 的视角范围为 $[3.158^\circ, 5^\circ]$,缺失频带范围为 8.75~8.78 GHz 和 9.22~9.25 GHz。图 3 是融合成像的结果对比。其中,图 3(a)为理想全视角全频段数据成像结果;图 3(b)为单雷达的成像结果;图 3(c)为基于修正 Root-MUSIC 融合成像像结果;图 3(d)为基于正则化的融合成像结果($k=1, \lambda_1=0.5, \lambda_2=0.5$)。从理想全视角全频段信号成像结果中可以看到一个框形目标和 16 个散射点;而从单雷达成像结果中根本无法分辨目标;通过基于修正 Root-MUSIC 融

合成像处理后,可以较好地分辨出周围的散射点,但是散射点的幅度估计不准,矩形目标的边缘无法保持;而通过基于正则化融合成像处理后,成像效果大大提高,散射点幅度估计准确,矩形目标边缘保持地很好。

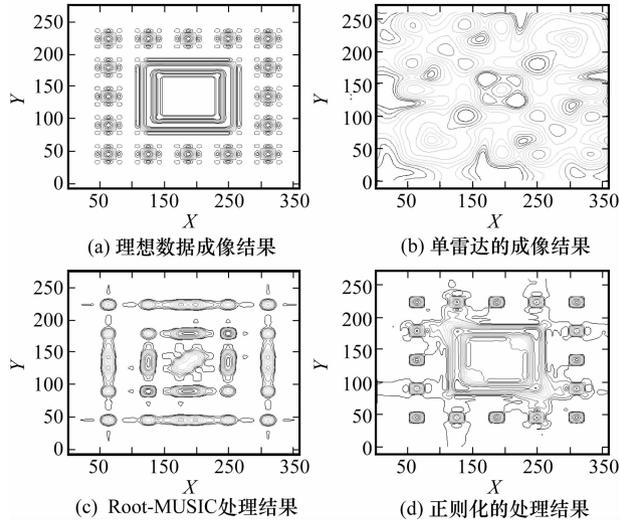


图 3 仿真目标的融合成像结果对比

下面利用电磁仿真软件模拟了理想情况下的装甲车的回波信号,设置理想的全视角全频带雷达数据的参数:起始频率为 4.75 GHz,带宽为 150 MHz,俯仰角 75°,方位观测起始角度为 0°,方位观测角度范围为 2°,雷达 1 的视角范围为 [0°, 0.8°],缺失频带的频带范围为 4.81~4.84 GHz,而雷达 2 的视角范围为 [1.2°, 2°],缺失频带范围为 4.75~4.76 GHz和 4.89~5 GHz。

图 4(a)为装甲车的三维结构,图 4(b)为装甲车的俯视图,图 4(c)为理想的全视角全频带信号的图像,从图中可以看出目标的强散射主要位于图 4(b)中的深色部件。图 4(d)为单雷达成像结果,图像分辨率低,难以识别目标;图 4(e)为基于修正 Root-MUSIC 融合成像结果,由于阶数估计和极点配对的不准确,导致了图像中出现了许多虚假的强散射点,也无法识别目标;图 4(f)为基于正则化的融合成像结果 ($k=1, \lambda_1=2, \lambda_2=1$),从图中不仅能够看到对应于实际部件的强散射点,另外也较好地保持了车辆尾部的边缘,处理结果接近理想图像。

最后,利用 Monte Carlo 实验来分析本文方法的稳健性。考察经过不同融合处理后的图像误差均值随着信噪比和稀疏度的变化情况,分析结果如图 5 所示。

从图 5 可以看出,在相同的信噪比和稀疏度条件下,本文方法的性能明显优于修正 Root-MUSIC 方法。另外随着稀疏度的增加,融合处理性能却逐渐变差,但是对本文方法的影响明显要小于修正 Root-MUSIC 方法,在较高的稀疏度情况下,信噪比反而对本文方法的成像质量没有太大的影响。

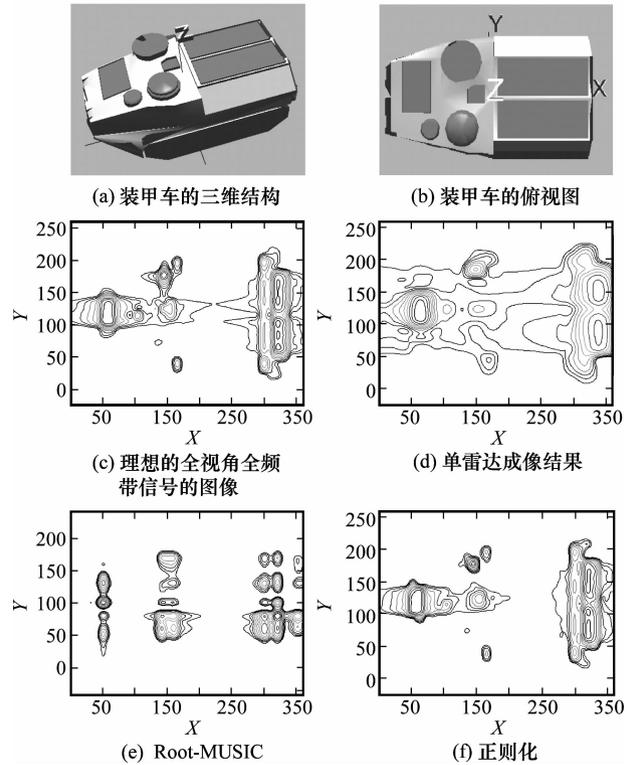


图 4 装甲车的融合成像结果对比

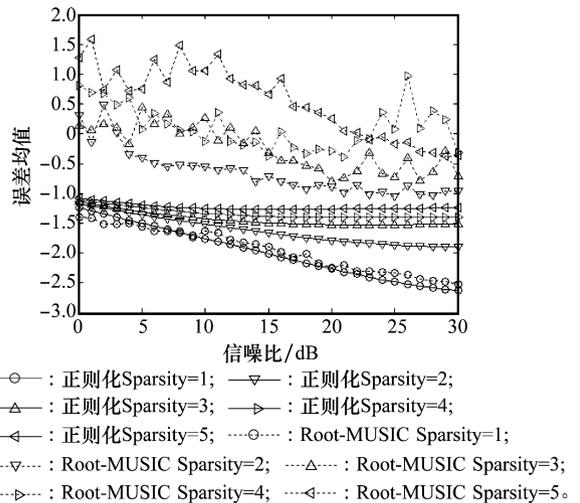


图 5 本文方法性能随信噪比的变化曲线

5 结论

本文提出了一种频带缺失的多雷达信号融合成像新方法,构造了频带缺失的多雷达信号融合模型;将 SAR 图像增强技术引入到 ISAR 的多雷达融合成像中来,利用正则化方法来增强 ISAR 图像的点特性和边缘特性。仿真实验验证了此方法的有效性。