

多径条件下的雷达辐射源个体识别方法

刘钊¹, 马爽², 张梦杰³, 柳征¹

(1. 国防科技大学电子信息系复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南长沙 410073; 2. 北京市遥感信息研究所, 北京 100011;
3. 国防科技大学认知通信实验室, 湖南长沙 410073)

摘要: 在实际场景中, 接收机截获的雷达脉冲信号信噪比较低、多径干扰明显, 从中提取的辐射源指纹特征存在畸变, 给雷达辐射源个体识别带来严峻挑战. 针对该问题, 本文提出一种两阶段的信号处理方法. 在第一阶段, 以精确的脉冲对齐和迭代加权积累提高信号质量, 解决低信噪比问题. 在第二阶段, 定义信号频谱相邻点前向商的绝对值为谱邻点商, 并提取信号频谱主瓣和第一旁瓣对应的谱邻点商作为抗多径的指纹特征, 解决多径干扰问题, 同时利用 Chirp-Z 变换的局部精细化谱分析能力, 进一步提高本文方法的计算精度和速度. 仿真实验表明本文方法在脉冲对齐和克服多径干扰方面表现突出. 实测数据实验对截获自 15 部同型号雷达的单频脉冲信号进行分类识别, 获得超过 97% 的识别准确率, 证明本文方法对多径条件下的雷达辐射源个体识别实际应用具有重要参考价值.

关键词: 雷达辐射源个体识别; 脉冲信号对齐; 信噪比增强; 多径效应; Chirp-Z 变换; 指纹特征

基金项目: 国家自然科学基金(No.62101563); 国防科技大学科研计划项目(No.ZK20-26)

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)06-1654-12

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20220990

Radar Specific Emitter Identification Method Under Multipath Conditions

LIU Zhao¹, MA Shuang², ZHANG Meng-jie³, LIU Zheng¹

(1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Beijing Institute of Remote Sensing Information Research, Beijing 100011, China;

3. Department of Communication Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: In the actual scenario, the radar pulse signal intercepted by the receiver has low signal-to-noise (SNR) ratio and obvious multipath interference, and the fingerprint features of the radiation source extracted from it have distortion, which brings serious challenges to the radar specific emitter identification. To address this problem, a two-stage signal processing method is proposed in this paper. In the first stage, the signal quality is improved with accurate pulse alignment and iterative weighted accumulation to solve the low SNR problem. In the second stage, the absolute value of the forward quotient of adjacent points in the signal spectrum is defined as the spectral neighbor quotient, and extract the spectral neighbor quotient corresponding to the main flap and the first side flap of the signal spectrum as the fingerprint feature against multipath to solve the multipath interference problem. The local refinement spectral analysis capability of Chirp-Z transform is also utilized to further improve the computational accuracy and speed of the method in this paper. Simulation experiments show that the method in this paper has outstanding performance in pulse alignment and overcoming multipath interference. The real-world data experiments on the classification and identification of intercepted single-frequency pulse signals from 15 radars of the same model obtain over 97% identification accuracy. It is demonstrated that the method in this paper is of great value for the practical application of radar specific emitter identification under multipath conditions.

Key words: radar specific emitter identification; pulse signal alignment; signal-to-noise ratio enhancement; multipath effect; Chirp-Z transform; fingerprint feature

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62101563); Research Project of National University of Defense Technology (No.ZK20-26)

1 引言

辐射源个体识别 (Specific Emitter Identification, SEI) 从截获的信号中提取辐射源指纹, 能够唯一识别辐射源个体^[1]. 辐射源指纹来源于发射器件的物理差异和调试差异, 是辐射源的固有特征, 在不同辐射源个体之间具有明显的可区分性, 并且难以模仿, 无法消除. 利用 SEI 技术可以关联辐射源信号与目标个体, 进而获取身份信息, 具有重要的军用和民用价值.

在雷达 SEI 的研究中, 指纹产生机理^[2,3], 指纹结构^[4], 变换域特征提取^[5-7], 包络、瞬时相位、频谱等表象特征的深入挖掘^[8-10], 以及机器学习方法的迁移与解释^[11-15]等方面已经取得大量成果, 形成了系列方法. 但该技术在实际应用中面临两个显著问题: 一方面由于低截获技术的大量应用, 非合作方截获的信号信噪比普遍较低; 另一方面对于高速运动目标, 信号传输场景的变换引起时变的多径效应, 造成信号畸变. 低信噪比与多径干扰直接导致提取的指纹发生变化, 影响个体识别准确率. 目前的有关研究相对较少.

在信噪比增强方面, 主要有单脉冲降噪和多脉冲积累两种思路. 带通滤波、小波阈值降噪^[16]是常用的单脉冲降噪手段, 此类方法通过去除信号中的特定频率成分来提高信噪比, 但信号成分的缺失导致可提取的个体信息减少, 弱化指纹特征的可分性, 使得可识别种类的上限降低. 多脉冲积累首先对齐多个脉冲信号的频率、到达时间、相位、幅度, 随后利用加权平均或统计学估计^[17,18]的方法获得高信噪比信号. 频率和时间对齐是制约此类方法的主要因素, 现有成果包含基于相位线性回归 (Linear Regression Phase, LRP) 频率估计器的频率对齐^[19]、基于互相关的时间对齐^[20]、基于互模糊函数 (Cross Ambiguity Function, CAF) 的时频联合对齐^[21]和基于最小欧氏距离的时间对齐^[9]等, 这些方法在信噪比低于 20 dB 时表现不好, 不能满足实际应用需求.

在克服多径干扰方面, 主要有多径波形校正、抗多径特征提取和神经网络结构设计三种思路. 文献[22]利用时频域滤波方法去除线性调频信号中的多径分量, 但该方法依赖频率调制方式, 并且对较小时延的多径分量无能为力. 文献[23]利用同态滤波思想, 试图在复倒谱域消除多径成分, 但在算法推导过程中采用不合理的近似导致性能较差, 同时对噪声敏感, 基本不具备实用价值. 文献[13]提出了一种频谱图聚集方法, 利用同步压缩变换聚集频谱图能量, 可在一定程度上削弱多径干扰. 文献[24]为解决通信 SEI 中的多径问题, 将时频图相邻频率单位的商作为二维指纹特征, 并在神经网络中增加数据增强层进行训练识别, 其方法展现出较好的抗多径能力. 数据增强是克服多径的重要

方法, 但该方法要保证输入信号不存在多径成分, 否则将造成二次干扰, 使得结果进一步恶化.

针对较低信噪比问题和多径干扰问题, 本文提出一种两阶段的信号处理方法. 第一阶段通过精确脉冲对齐和迭代加权积累解决较低信噪比问题. 第二阶段提取一种新的抗多径指纹特征, 解决多径干扰问题, 并利用 Chirp-Z 变换提高计算精度和速度. 仿真和实测数据实验验证了本文方法在信噪比增强和抗多径个体识别方面的良好性能, 证明本文工作对多径条件下的雷达 SEI 具有重要参考价值.

2 脉冲信号模型及 Chirp-Z 变换

2.1 脉冲信号模型

实际截获的雷达信号通常分为单频脉冲、调频脉冲和调相脉冲. 后两者可通过去调制^[25,26]手段转换为单频脉冲, 单频脉冲具有建模代表性. 此外, 文献[21]指出, 辐射源指纹一般表现为无意调幅和无意调相/调频, 因此本文建立雷达发射端单频脉冲信号的离散模型如下:

$$x(n) = A(n) \cdot \exp\{j[2\pi f_c n + \varphi_0 + \varphi(n)]\} \quad (1)$$

$$n = 1, 2, \dots, N_s$$

其中, $A(n)$ 表示脉冲幅度调制, 包含无意调幅, 体现为包络上升/下降沿、顶部降落、顶部纹波等; f_c 表示中心频率; φ_0 表示初始相位; $\varphi(n)$ 表示无意调相, 体现为瞬时相位的波动; N_s 表示信号点数.

由于信道中噪声、多普勒效应以及多径效应的影响, 接收端信号发生畸变:

$$y(n) = h(n) * [x(n) \cdot \exp(j2\pi\Delta f_c n)] + w(n) \quad (2)$$

$$h(n) = \delta(n) + \sum_{i=1}^{N_M} \alpha_i \cdot \delta(n - n_i), \quad \alpha_i, n_i \in \mathbf{R}^+ \quad (3)$$

在式(2)和式(3)中, $*$ 表示卷积; $y(n)$ 表示接收端信号; $h(n)$ 表示多径信道函数; Δf_c 表示多普勒频移; $w(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)$ 表示加性高斯白噪声; $\delta(n)$ 表示冲激函数; α_i 和 n_i 分别表示第 i 条路径信号分量的强度和时延点数; N_M 表示多径数量; \mathbf{R}^+ 表示正实数集; 多径时延 n_i 可能为采样间隔的非整数倍.

由于多径效应使得 $h(n) \neq \delta(n)$, 以及多普勒频移 Δf_c 和噪声 $w(n)$ 的存在, 接收端可提取的无意调频、无意调相等个体信息将发生畸变, 影响 SEI 准确率. 本文基于此模型, 对信噪比增强、消除多普勒频移和克服多径干扰展开研究.

2.2 Chirp-Z 变换

Chirp-Z 变换 (Chirp Z-Transform, CZT) 是离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transformation, DFT) 的一般化. 序列 $s(n)$ 的 DFT 是其 Z 变换在单位圆上的 N 点等

间隔采样,而 CZT 是对序列 Z 变换沿螺旋线轨迹的采样,具有局部、精细化频谱分析能力,并且可以通过 FFT 快速实现^[27],其计算方法如下.

已知 N 点有限长序列 $s(n)$ ($1 \leq n \leq N$), 其 Z 变换为

$$S(z) = \sum_{n=1}^N s(n) z^{-n}, \quad z = 1, 2, \dots, N_z \quad (4)$$

其中, N_z 表示 z 变换点数. 沿 z 平面上的一段螺旋线作等分角采样时, 采样点为

$$z_k = A_0 e^{j\theta_0} \cdot W_0 e^{j\varphi_0} = A \cdot W^{-k}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

其中, $A = A_0 e^{j\theta_0}$ 表示采样轨迹的起始点, 由半径 A_0 和相角 θ_0 确定; $W = W_0 e^{j\varphi_0}$ 表示螺旋线参数, 由螺旋线伸展率 W_0 和采样点间的相角间隔 φ_0 决定; M 表示要分析的复频谱点数. 则采样点处的 CZT 为

$$S(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) A^{-n} W^{nk} \quad (6)$$

文献[28]分析了序列补零 FFT 与 CZT 的频谱细化能力, 结果表明, 二者在相同频率间隔下, CZT 的频率误差明显低于序列补零 FFT. 因此本文利用 CZT 方法处理具有局部精细化谱分析需求的部分, 以较低的运算复杂度获取较高的运算精度.

3 信噪比增强算法

文献[3]指出非合作接收的雷达脉冲信号包含有意调制、时不变无意调制、时变无意调制以及随机噪声. 雷达 SEI 系统期望有效提取时不变无意调制, 抑制或削弱表现出随机性的时变无意调制和噪声. 从统计学角度来看, 多个相似脉冲相干积累可以削弱随机成分, 保留时不变的调制信息.

在实际应用中, 认为信道特性在秒量级的短时间内不发生明显变化, 且此时的脉冲具有较强的相似性. 基于此, 本文通过积累短时间内的多个脉冲实现信噪比增强. 首先对多个脉冲信号进行粗略的能量归一化和脉冲前沿对齐^[29], 估计每个脉冲的信噪比^[30]并选取信噪比最大的脉冲作为参考信号 $y_r(n)$, 则待对齐信号可表示为

$$y_i(n) = a_i \cdot y_r(n - m_i) \cdot \exp\{j[2\pi\Delta f_c n + \varphi_i]\} \quad (7)$$

$$a_i \in \mathbf{R}^+, m_i \in \mathbf{R}$$

其中, a_i 表示幅度偏差, m_i 表示到达时间偏差对应的采样点数, Δf_c 表示频率偏差, φ_i 表示相位偏差, \mathbf{R} 和 \mathbf{R}^+ 分别表示实数集和正实数集.

3.1 频率对齐

频率对齐消除多普勒效应影响, 本文采取频谱峰值搜索方式估计参考信号、待对齐信号的中心频率 f_{cr} 和 f_{ci} , 二者的估计精度直接受到频率分辨率的影响, 同时对于同一型号、同一工作模式雷达发射的信号而言, 其标准中心频率和带宽已知, 可利用 CZT 方法, 设置较

小的频率间隔分析带内频谱, 通过最大峰搜索获取 f_{cr} 和 f_{ci} 的精确估计, 进而估计频率差 $\Delta f_c = f_{cr} - f_{ci}$ 并补偿:

$$y_i^F(n) = y_i(n) \cdot \exp(-j2\pi\Delta f_c n) \quad (8)$$

$$= a_i \cdot y_r(n - m_i) \cdot \exp(j\varphi_i^F)$$

其中, $y_i^F(n)$ 表示频率对齐后的脉冲信号, $\varphi_i^F = -2\pi\Delta f_c m_i + \varphi_i$ 表示残余的相位偏差.

3.2 时间对齐

到达时间差的精确估计是时间对齐的基础, 基于互相关的时差估计被广泛应用, 该方法认为互相关函数最大值对应的时延为两信号的时差:

$$\text{corr}_i[y_r, y_i^F] = |y_r^H(n) \cdot y_i^F(n - k)| \quad (9)$$

$$= \left| \sum_{n=1}^{N_s} y_r^*(n) \cdot y_i^F(n - k) \right|$$

$$\hat{m}_i = \arg \max_k \{ \text{corr}_i[y_r, y_i^F] \} \quad (10)$$

其中, $\text{corr}_i[\cdot]$ 表示两信号互相关函数模值; $[\cdot]^*$ 表示共轭; k 为整数, \hat{m}_i 表示两信号时差点数的估计.

互相关函数方法通过“平移-内积”方式计算数值, 但由于 k 为整数, 待对齐信号只能整点平移, 以上方法只能求取整采样点数的时差. 利用插值可实现非整点平移, 突破时差估计精度, 但存在运算量大、插值误差影响时差估计的问题. 另外噪声将导致互相关函数最大模值的搜索出现偏差. 本文从频域变换的角度改进现有互相关方法, 以减少噪声影响、提高时差估计分辨率, 具体如下.

参考信号和待对齐信号的卷积可表示为

$$y_r(n) * y_i^F(n) = \sum_{n=1}^{N_s} y_r(n) \cdot y_i^F(k - n) \quad (11)$$

$$= \sum_{n=1}^{N_s} y_r(-n) \cdot y_i^F(k + n)$$

其中, 运算符 $*$ 表示卷积. 结合式(9), 离散有限长信号的互相关和卷积满足以下关系:

$$\text{corr}_i[y_r, y_i^F] = y_r^*(-n) * y_i^F(n) \quad (12)$$

进而可以通过傅里叶变换计算互相关:

$$\text{corr}_i[y_r, y_i^F] = \text{IFFT} \left\{ \text{FFT} [y_r^*(-n)] \cdot \text{FFT} [y_i^F(k + n)] \right\} \quad (13)$$

其中, $\text{FFT}[\cdot]$ 和 $\text{IFFT}[\cdot]$ 分别表示快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 及其逆变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT). 滤除 $\text{FFT} [y_r^*(-n)]$ 和 $\text{FFT} [y_i^F(k + n)]$ 带外成分可减弱噪声对互相关计算的影响. 同时 IFFT 可由 FFT 实现, 进而利用 CZT 替代该步骤的 FFT 获取互相关函数模值尖峰附近的数值, 可以显著提高时差估计精度. 改进的互相关函数计算表达式为

$$\text{corr}_i[y_r, y_i^F] = \text{CZT} \left\{ \left[F_B[y_r^*(n)] \cdot F_B[y_i^F(k+n)] \right]^* \right\} \quad (14)$$

其中, CZT[·]表示 Chirp-Z 变换; $F_B[\cdot]$ 表示信号带通滤波后的频谱. 式中忽略了常数项 $1/2\pi$.

此时估计的时差点数 \hat{m}_i 包含时域采样间隔的整数倍部分和非整数倍部分:

$$\hat{m}_i = \gamma_i \cdot T_s + \eta_i \cdot T_s, \quad \gamma_i \in Z, -1 < \eta_i < 1 \quad (15)$$

其中, T_s 表示时域采样间隔. 整数倍采样间隔部分 $\gamma_i \cdot T_s$ 通过信号平移、截取的方式对齐, 非整数倍部分 $\eta_i \cdot T_s$ 通过插值的方式对齐. 文献[9]讨论了三次样条插值在脉冲信号非整点平移中的良好性能. 本文采用三次样条插值对齐非整数倍采样间隔部分, 时差对齐后的脉冲信号为

$$y_i^{\text{TF}}(n) = y_i^F(n + \hat{m}_i) = a_i \cdot y_r(n) \cdot \exp(j\phi_i^F) \quad (16)$$

其中, $y_i^{\text{TF}}(n)$ 表示经过频率、时间对齐后的脉冲信号, 此时仍残余幅度偏差、相位偏差.

3.3 幅度相位对齐及加权积累

幅度、相位对齐通过最小化 $y_r(n)$ 和 $c_i \cdot y_i^{\text{TF}}(n)$ 的 l_2 范数来实现:

$$\hat{c}_i = \arg \min_{c_i} \|y_r(n) - c_i \cdot y_i^{\text{TF}}(n)\|_{l_2} \quad (17)$$

其中 \hat{c}_i 表示幅度/相位对齐的复数补偿因子, 可由下式计算:

$$\hat{c}_i = \frac{y_r^H(n) \cdot y_i^{\text{TF}}(n)}{\|y_i^{\text{TF}}(n)\|_{l_2}^2} \quad (18)$$

经过频率、时间、幅度、相位对齐后的脉冲信号为

$$\tilde{y}_i(n) = \hat{c}_i \cdot y_i^{\text{TF}}(n) \approx y_r(n) \quad (19)$$

至此已经完成信号对齐工作, 但实际上由于噪声影响及对齐算法本身固有的误差, 各脉冲信号并非完全对齐, 直接平均积累会存在较大误差. 本文采取迭代加权积累方式削弱对齐误差获取最终脉冲信号:

$$\bar{y}^+(n) = \sum_{i=1}^{N_p} a_i \cdot \tilde{y}_i(n) \quad (20)$$

$$a_i = \left(\frac{1}{\|\tilde{y}_i(n) - \bar{y}^-(n)\|_{l_2}} \right) / \left(\sum_{i=1}^{N_p} \frac{1}{\|\tilde{y}_i(n) - \bar{y}^-(n)\|_{l_2}} \right) \quad (21)$$

其中, N_p 表示相干积累脉冲数量, $\bar{y}^+(n)$ 表示本次迭代结果, $\bar{y}^-(n)$ 表示前一次迭代结果, a_i 表示权重且初始值设为 $1/N_p$. 当 $\bar{y}^+(n)$ 和 $\bar{y}^-(n)$ 之间的相关系数大于门限 (例如 0.99) 时停止迭代, 并将 $\bar{y}^+(n)$ 作为最终结果.

N_p 个原始脉冲经过相干积累后, 噪声方差变为

σ_w^2/N_p , 此时的信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 满足以下关系:

$$\text{SNR}_{\min} + 10 \log_{10}(N_p) \leq \overline{\text{SNR}} \leq \text{SNR}_{\max} + 10 \log_{10}(N_p) \quad (22)$$

其中, SNR_{\min} 和 SNR_{\max} 分别表示原始信号中的最小和最大信噪比, $\overline{\text{SNR}}$ 表示相干积累后信号的信噪比. 实际中, 当短时间内一组信号的最小信噪比为 15 dB 时, 利用本文方法积累 32 个脉冲即可获得大于 30 dB 信噪比的脉冲信号, 在此基础上提取指纹特征的类内聚集性及类间可分性将明显提升.

4 抗多径的指纹特征

本文从提取抗多径指纹特征的角度解决多径干扰降低雷达 SEI 性能的问题. 文献[20]指出频谱中包含的个体特征多于脉冲包络和瞬时相位, 因此考虑消除频谱中的多径影响. 根据式(2)和式(3), 接收端和发射端信号的频谱具有以下关系:

$$Y(k) = H(k) \cdot X(k) + W(k), \quad k = 1, 2, \dots, N_F \quad (23)$$

$$H(k) = 1 + \sum_{i=1}^{N_M} \alpha_i \cdot \exp\left(-j \frac{2k\pi n_i}{N_F}\right) \quad (24)$$

在式(23)和式(24)中, $Y(k)$, $X(k)$, $H(k)$ 和 $W(k)$ 分别为接收端信号、发射端信号、多径信道特性和噪声的频域表示, N_F 为频域点数. 为消除 $H(k)$ 的影响, 本文定义一种新的指纹特征.

定义 1 定义接收端信号频谱相邻点间前向商的绝对值为谱邻点商 (Spectral Neighbor Quotient, SNQ), 其数学表示为

$$\text{SNQ}(k) = \left| \frac{Y(k+1)}{Y(k)} \right| = \left| \frac{H(k+1) \cdot X(k+1) + W(k+1)}{H(k) \cdot X(k) + W(k)} \right| \quad (25)$$

定义该物理量的目的在于“以干扰抵消干扰”, 即提取与发射端信号频谱呈现乘性关系的多径信道特性, 并尝试通过相邻点相除的方式将其抵消. 式(25)中包含了噪声项, 导致难以准确提取多径信道特性. 实际上, 经过信噪比增强后, 噪声影响被减弱, 同时噪声在频域仍服从零均值高斯分布, 与发射端信号频谱呈现加性关系, 对发射端信号频谱能量较大部分的影响远小于能量较小的部分, 可以采取分析频谱的高能量部分削弱噪声影响. 因此后续忽略噪声项 $W(k)$, 只利用能量较大的频谱主瓣和第一旁瓣计算谱邻点商, 则多径条件下的谱邻点商表达式为

$$\text{SNQ}(k) = \left| 1 + \frac{\sum_{i=1}^{N_M} \alpha_i \cdot \exp\left(-j\frac{2k\pi n_i}{N_F}\right) \left[\exp\left(-j\frac{2\pi n_i}{N_F}\right) - 1 \right]}{1 + \sum_{i=1}^{N_M} \alpha_i \cdot \exp\left(-j\frac{2k\pi n_i}{N_F}\right)} \right| \cdot \left| \frac{X(k+1)}{X(k)} \right| \quad (26)$$

此时多径干扰体现为 $\exp(-j2\pi n_i/N_F) \neq 1$, 记 $\exp(-j2\pi n_i/N_F)$ 为多径干扰项, 该项是一个常量. 在实际应用中, 一方面多径时延点数 n_i 与信号脉宽对应的点数 N_{PW} 满足 $n_i \leq N_{PW}/5$, 否则接收端信号脉宽明显展宽, SEI 接收机自身即可将其分选剔除, 同时脉宽点数 N_{PW} 、信号点数 N_S 和频域点数 N_F 满足 $N_{PW} < N_S \leq N_F$ 关系, 因此有 $n_i < N_F/5$; 另一方面通过精细化计算频谱可等效增大 N_F . 两方面结合使得 n_i/N_F 接近 0, 多径干扰项

$$\left| \frac{X(k+1)}{X(k)} \right| = \left| 1 + \frac{\sum_{n=1}^{N_S} x(n) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi kn}{N_F}\right) \cdot \left[\exp\left(-j\frac{2\pi n}{N_F}\right) - 1 \right]}{\sum_{n=1}^{N_S} x(n) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi kn}{N_F}\right)} \right| \quad (27)$$

对比式(26)和式(27), 经过相邻点前向除法运算后, 信道特性和发射端信号频谱有着相似的表现形式, 但存在一定差异: 第一, α_i 是常量而 $x(n)$ 是变量; 第二, n_i 是常量而 n 是变量. 对于式(26)而言, 当 N_F 足够大时, n_i/N_F 是足够小的常量, 等式右边第一个分子的求和符号内可以看作三个常量相乘, 分母的求和符号内可以看作两个常量相乘, 二者的乘数相差 $\left[\exp(-j2\pi n_i/N_F) - 1 \right]$, 该项是一个近似为 0 的极小值常量, 因此第一个绝对值符号内的数值基本不随 k 变化, 由此便可削弱多径干扰的影响.

对于式(27), 当 N_F 较大时仅能确定 n/N_F 是一个小于 1 的变量, 等式右边分子的求和符号内为三个变量相乘, 分母的求和符号内为两个变量相乘, 二者的乘数相差变量 $\left[\exp(-j2\pi n/N_F) - 1 \right]$, 且不能认为其近似为 0. 此时分式的分子和分母都是随 k 和 n 变化的量, 即 $\left| X(k+1)/X(k) \right|$ 并未抹除 $x(n)$ 的影响, 因此认为 $\left| X(k+1)/X(k) \right|$ 中包含个体信息. 继续增大 N_F 时, n/N_F 将是一个足够小的变量, k 和 n 对分式的影响被严重削弱, 此时的情况将与式(26)相似, $\left| X(k+1)/X(k) \right|$ 中的个体信息将被抹除, 不再具备个体区分能力.

基于以上分析, 谱邻点商的抗多径性能和携带的个体信息量是相互折中的. 当选取较小的 N_F 时, 谱邻点商的抗多径能力较弱, 但携带的个体信息较多; 当选取较大的 N_F 时, 谱邻点商的抗多径能力较强, 但其携带的个体信息可能被抹除. 在实际应用中, 多径时延 n_i 和多径数量 N_M 远小于信号点数 N_S , 而信号点位置

近似为 1, 多径干扰的影响被弱化. 因此当频谱分辨率较高时, 谱邻点商在理论上可以克服多径干扰的影响. CZT 具备局部精细化谱分析能力, 可用于计算脉冲信号频谱进而提取谱邻点商, 实现该特征的准确快速提取.

在谱邻点商的定义与推导过程中, 认为谱邻点商携带的个体信息体现为 $\left| X(k+1)/X(k) \right|$. 该项对 $X(k)$ 的运算是否会抹除个体信息, 仍需具体讨论, 为此对该项展开分析, 得到式(27).

引 n 从 1 取到 N_S , 因此 N_F 对式(26)多径干扰的抵消大于对式(27)个体信息的抹除, 只需要选择适当大于 N_S 的 N_F 即可同时获得抗多径干扰效果和携带较多的个体信息.

由此得出结论: 在合适的 N_F 下, 谱邻点商是一种深入挖掘频谱信息的抗多径指纹特征.

5 仿真与实测数据实验

为验证本文所提两阶段信号处理方法的有效性, 设计仿真实验分别测试脉冲对齐方法的性能和所提谱邻点商特征的抗多径干扰能力. 在此基础上利用来自 15 个相同型号、相同工作模式的雷达辐射源在时间跨度为一个月采集的脉冲信号进行实测数据实验.

5.1 仿真信号模型

在仿真实验中, 对式(1)的无意调幅 $A(n)$ 和无意调相 $\varphi(n)$ 建立模型, 无意调幅 $A(n)$ 为

$$A(n) = \begin{cases} e^{-n^2/\tau_L^2}, & n \leq 0 \\ 1, & 0 \leq n \leq \text{PW} \cdot f_s \\ e^{-(n - \text{PW} \cdot f_s)^2/\tau_R^2}, & n \geq \text{PW} \cdot f_s \end{cases} \quad (28)$$

其中, PW 表示脉冲宽度; f_s 表示采样频率; τ_L 和 τ_R 分别表示脉冲的上升和下降时间.

以正弦扰动模拟无意调相 $\varphi(n)$:

$$\varphi(n) = A_{ph} \cdot \cos(2\pi f_{ph} n + \varphi_{ph}) \quad (29)$$

其中, A_{ph} 表示无意调相的幅度系数; f_{ph} 表示无意调相的频率; φ_{ph} 表示无意调相的初始相位.

5.2 信噪比增强算法仿真

根据式(28)和式(29),结合实测数据的信号参数,设置信噪比增强算法的仿真参数,如表1所示.

表1 信噪比增强算法的仿真参数

参数	符号	数值
中心频率	f_c	10 MHz
脉冲宽度	PW	1 μ s
上升/下降时间	τ_L/τ_R	0.1 μ s
调相幅度系数	A_{ph}	0.5
调相频率	f_{ph}	1 MHz
调相初相	φ_{ph}	0 rad
采样频率	f_s	250 MHz
信号点数	N_s	360

除表1中的确定参数外,本文设置随机参数为:频率偏移在 ± 40 kHz间以最小间隔100 Hz均匀分布,初始相位在 $[0, 2\pi)$ 间均匀分布,时延偏移在 ± 5 个采样点内以最小间隔0.001个采样点均匀分布,幅度在 1 ± 0.2 间均匀分布.在频差估计中对比本文方法与LRP方法^[19]、CAF方法^[21],在时差估计中对比本文方法与经过插值改进的互相关(cross CORrelation, COR)方法、CAF方法^[21]和基于最小欧氏距离的方法^[9],在时差估计的仿真中,由于本节频率对齐方法性能优于LRP方法,COR方法和基于最小欧氏距离的方法是在利用本节方法对齐频率的基础上进行的.各方法的参数设置如表2所示.

表2 信噪比增强算法仿真中各方法的参数

参数	符号	数值
本文方法估计频差的频率间隔	Δf	50 Hz
本文方法估计频差的搜索带宽	ΔB	200 kHz
本文方法估计时差的滤波带宽	B_{BP}	8 MHz
本文方法估计时差的时延间隔	Δn	$0.1T_s$
本文方法估计时差的时延范围	ΔN	$5T_s$
COR方法估计时差的时延间隔	Δn_C	$0.1T_s$
COR方法估计时差的时延范围	ΔN_C	$5T_s$
CAF方法的FFT点数	N_{CAF}	1024×16
CAF方法搜索谱峰最大迭代次数	p	6

根据 $SNR = 10 \log_{10}(A^2/\sigma_w^2)$ dB,按照信噪比从0 dB到30 dB,以步长2 dB向仿真信号中加入高斯白噪声,并在每个信噪比下分别进行10 000次蒙特卡洛仿真,得到图1所示频差估计均方误差随信噪比变化曲线以及图2所示时差估计均方误差随信噪比变化曲线,其中频差估计和时差估计的克拉美罗界(Cramer Rao Lower Bound, CRLB)引自文献[31].

根据图1,本文方法和LRP方法不能收敛至CRLB,并且在低于24 dB信噪比时性能不及CAF方法.该现象由频差估计过程的差异造成:CAF方法直接估计参

考信号和待对齐信号的频差,不存在误差积累,而本文方法和LRP方法分开估计二者中心频率,通过差分获取频差,存在频率估计误差的积累,因此CAF方法的理论误差小于本文方法和LRP方法.但在24 dB之后,受限于FFT点数,CAF方法的均方误差基本不变,当FFT点数减少时,其曲线拐点将出现在更低的信噪比下.

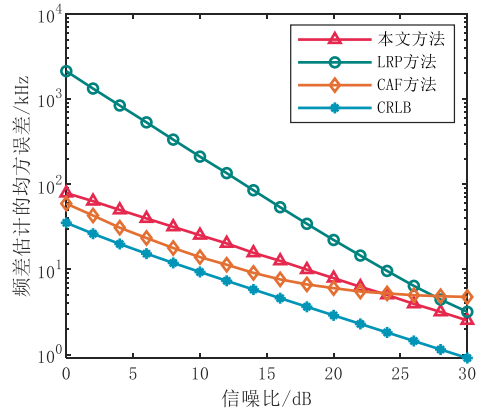


图1 频差估计的均方误差随信噪比变化曲线

对于表2所示仿真参数,本文方法的复杂度为 $O[2N_s \cdot \log_2(\Delta B/\Delta f)] \approx O(8.6 \times 10^3)$,CAF方法的复杂度为 $O[p \cdot N_s \cdot \log_2 N_{CAF}] \approx O(3 \times 10^4)$,LRP方法的复杂度为 $O[2N_s] = O(720)$.综合对比频差估计精度与运算复杂度,本文方法具有明显的优越性,同时本文方法的均方误差曲线与CRLB基本平行,说明本文方法有很好的收敛性.

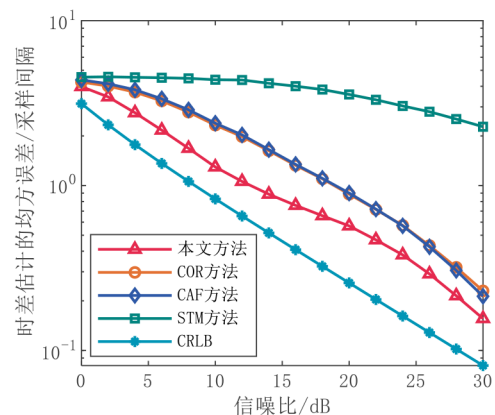


图2 时差估计的均方误差随信噪比变化曲线

根据图2,本文方法在0~30 dB信噪比区间内均明显优于对比方法,但未收敛至CRLB,该现象同样由误差积累造成.频差的估计误差直接导致时差估计不准,进而使得时差估计的均方误差大于CRLB. COR方法和CAF方法具有相似的时差估计性能,而基于最小欧氏距离的方法适用于不存在频差的情况,当脉冲间存在残

余频差时,其时差估计误差过大,基本无法应用。

本文方法频差、时差估计的复杂度为 $O\left[2N_s \cdot \log_2\left(\Delta B/\Delta f \cdot N_s \cdot \sqrt{\Delta N/\Delta n}\right)\right] \approx O(1.6 \times 10^4)$, COR 方法频差、时差估计的复杂度为 $O\left[2N_s \cdot \log_2\left(\Delta B/\Delta f \cdot \sqrt{N_s \cdot \Delta N_c/\Delta n_c}\right)\right] \approx O(1.9 \times 10^5)$, CAF 方法的频率估计复杂度即为频差、时差估计复杂度,基于最小欧氏距离的方法由于性能较差不作复杂度分析。对比显示本文方法在频差、时差估计精度和运算复杂度方面相较于其他方法具有明显的优越性。

5.3 抗多径指纹特征有效性仿真

为验证谱邻点商特征的抗多径性能,根据式(28)和式(29),结合实际截获信号参数,仿真生成 8 种雷达辐射源个体的脉冲信号,并根据式(3)设置参数仿真生成 7 种多径情况不同的信道,信号参数及多径信道参数分别如表 3 和表 4 所示。

表 3 8 种个体脉冲信号的仿真参数

目标编号	无意调相 频率/MHz	无意调相 初始相位/rad	无意调相 幅度系数	上升/下降 时间/ μ s
1	0.5	0	0.6	0.040
2	0.6	0	0.4	0.050
3	0.4	$\pi/3$	0.6	0.060
4	0.6	$\pi/3$	0.4	0.070
5	0.5	0	0.5	0.065
6	0.6	0	0.6	0.055
7	0.4	$\pi/3$	0.6	0.045
8	0.6	$\pi/3$	0.4	0.035

表 4 7 种信道特性的仿真参数

信道编号	第一多径 强度	第一多径 时延点数	第二多径 强度	第二多径 时延点数
1	0	0	0	0
2	0.7	10	0	0
3	0.5	20	0	0
4	0.3	30	0	0
5	0.5	10	0.3	20
6	0.5	10	0.2	30
7	0.4	20	0.2	30

根据表 3 和表 4, 8 种个体对应的脉冲信号分别经过 7 种信道。其中, 1 号信道的多径强度和时延均为 0, 表示不包含多径干扰的单径信道; 2~7 号信道具有明显的多径干扰, 以编号 2 的信道为例, 虽然只有 1 条多径, 但其强度已经达到直达路径信号强度的 0.7 倍, 将造成接收端脉冲信号明显畸变, 可能导致常规指纹特征失去个体识别能力。

每种个体在每种信道下生成 500 个脉冲, 按照信噪比从 10 dB 到 40 dB, 以步长 2 dB 向仿真信号中加入高斯白噪声。提取全部脉冲信号的谱邻点商特征, 并随机选择 3 种信道下的谱邻点商特征作为训练样本, 其余 4 种信道下的谱邻点商特征作为测试样本, 利用 $K=6$ 的 K -NN 分类器完成训练识别。

在每个信噪比下进行 200 次蒙特卡洛仿真, 对比包络前沿、瞬时相位、幅度谱主瓣和第一、二旁瓣(后称幅度谱)以及谱邻点商特征作为辐射源指纹的识别准确率, 在提取幅度谱和谱邻点商特征时的频率间隔均为 20 kHz, 得到图 3 所示 4 种特征的识别准确率随信噪比变化曲线。

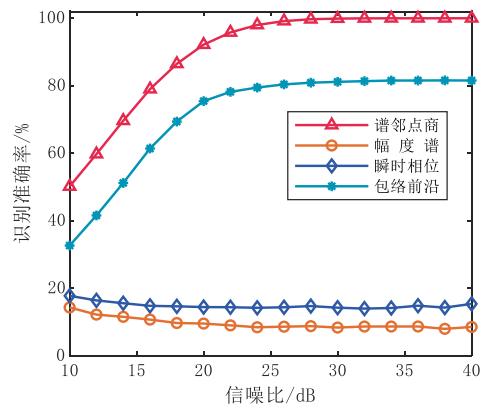


图 3 不同特征的识别准确率随信噪比变化曲线

根据图 3, 在表 4 设置的仿真信道下, 瞬时相位和幅度谱作为指纹特征已经失去个体识别能力, 表明仿真信道中存在明显的多径干扰和多径干扰差异。包络前沿特征在信噪比大于 26 dB 时能够获取接近 82% 的识别准确率; 而谱邻点商在信噪比大于 26 dB 时能够获得接近 100% 的识别准确率, 同时在较低信噪比下的识别性能也明显优于其余三种特征, 证明谱邻点商特征具备良好的抗多径干扰能力和个体区分能力。

为进一步探究谱邻点商特征的抗多径能力, 保持其他参数不变, 分别随机选取 3 种、2 种、1 种信道下的脉冲信号作训练样本, 选择其余信道下的 4 种脉冲信号作测试样本, 在每个信噪比下进行 200 次蒙特卡洛仿真, 得到图 4 所示识别准确率随训练样本和信噪比变化曲线。

根据图 4, 训练信道数量变化对谱邻点商特征的个体识别准确率影响较小, 尤其在高于 30 dB 信噪比下, 训练信道数量变化基本不会改变识别准确率, 证明谱邻点商特征具有较强的抗多径能力, 具备较好的类内聚集性和类间可分性。

在提取谱邻点商特征的过程中, 唯一输入参数为频谱分析的频率间隔, 频率间隔决定所提取谱邻点商

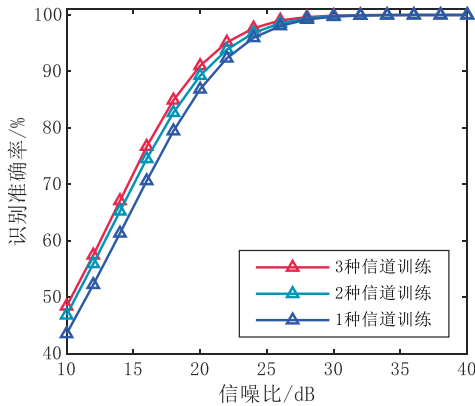


图4 识别准确率随训练样本和信噪比变化曲线

特征的维数,也关系到指纹特征中包含的个体信息和干扰信息,影响谱邻点商特征的个体区分能力.为分析频率间隔对谱邻点商特征抗多径能力和个体区分性的影响,保持其他参数不变,训练样本为3种信道下的脉冲信号,分别以100 kHz,50 kHz和20 kHz频率间隔计算频谱,进而提取谱邻点商特征作识别,在每个信噪比下进行200次蒙特卡洛仿真,对比频率间隔变化时谱邻点商特征作为辐射源指纹的识别准确率,得到图5所示识别准确率随频率间隔和信噪比变化曲线.

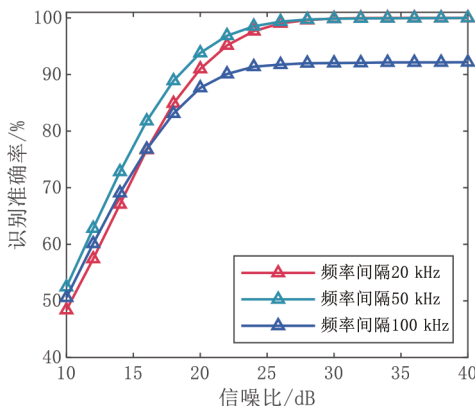


图5 识别准确率随频率间隔和信噪比变化曲线

根据图5,较大频率间隔将导致谱邻点商特征在较高信噪比下的识别准确率降低,但较小频率间隔不一定能使得识别准确率提升.该结论符合对式(26)和式(27)的分析,较大频率间隔对应较小的 N_F ,此时谱邻点商特征携带的个体信息较多,但其抗多径能力较弱,导致识别准确率上限降低;较小频率间隔对应较大的 N_F ,此时谱邻点商特征抗多径能力较强,但携带的个体信息可能较少.

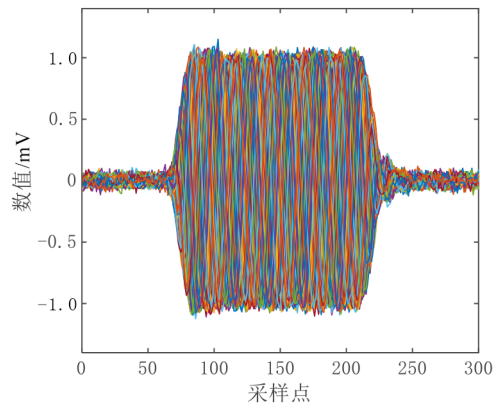
在图5对应的参数下,20 kHz和50 kHz频率间隔下携带的个体信息足以支撑谱邻点商特征在较高信噪比下实现接近100%的准确识别,但对比二者在低于26 dB信噪比的情况下,前者由于携带个体信息较少,受噪声

的影响相对较大,其识别准确率低于50 kHz频率间隔的情况.因此在实际应用中可适当增大频率间隔,在不损失识别性能的前提下减少运算量,进而提高雷达SEI的整体速度.

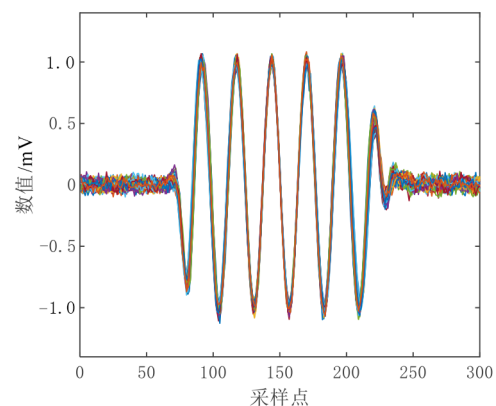
5.4 实测数据实验

5.2节和5.3节的仿真结果表明,本文所提的两阶段信号处理方法具备良好性能.本节通过实测数据实验验证本文方法的实际应用价值.

实测数据来源于15个同型号且处于同一工作模式的空中目标雷达,信号样式为单载频脉冲,脉冲宽度为0.6 us,下变频后的中心频率为10 MHz,以250 MHz采样率在跨度为一个月的时间内采集脉冲复信号,并通过光学观察和通信解码等方式联合标定可靠的数据标签为1~15.图6(a)为单个目标在1s内的原始脉冲信号实部图,可见其到达时间、相位存在明显偏差,频率、幅度可能存在偏差.利用本文方法对齐脉冲得到图6(b)所示脉冲信号实部图,显然经过本文方法对齐后,脉冲信号间的到达时间、相位等偏差得到明显改善,并且对齐后的脉冲信号之间不存在明显的频率偏差和幅度偏差.实测数据实验证明了本文所提信噪比增强方法在



(a) 脉冲对齐前40个脉冲信号的实部图

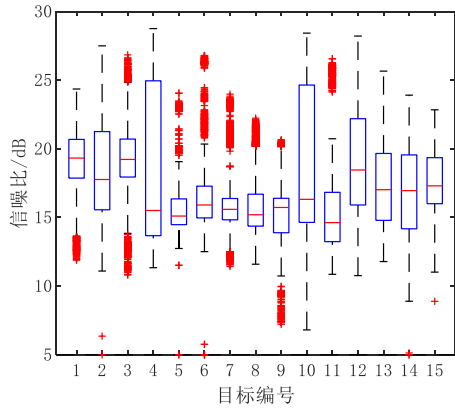


(b) 脉冲对齐后40个脉冲信号的实部图

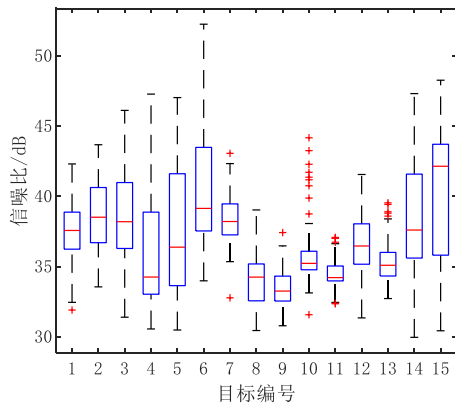
图6 脉冲对齐前后40个脉冲信号的实部图

脉冲对齐方面的有效性.

原始数据利用文献[30]方法估计的信噪比范围在 13~25 dB 之间. 根据式(22), 对不同的原始信噪比设置不同的脉冲积累数量, 利用本文提出的信噪比增强算法处理原始数据, 得到信噪比增强前、后 15 类目标信号信噪比分布的箱线图, 如图 7 所示, 每个脉冲信号平均由 30 个原始脉冲积累而成, 此时其信噪比基本大于 32 dB, 足以支撑后续特征提取与分类识别.



(a) 信噪比增强前 15 类目标信号的信噪比分布图

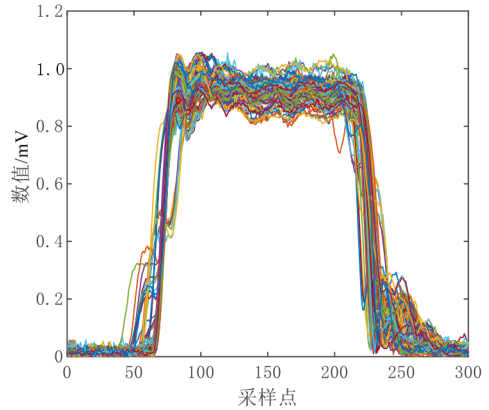


(b) 信噪比增强后 15 类目标信号的信噪比分布图

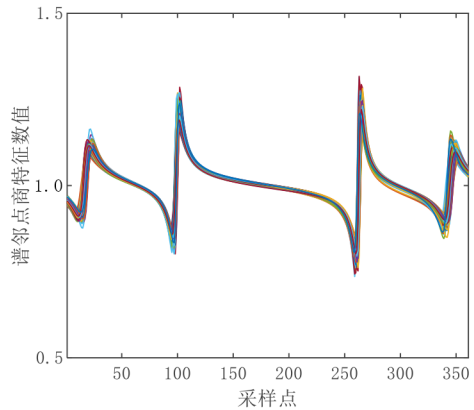
图 7 信噪比增强前、后 15 类目标信号的信噪比分布图

信噪比增强得到的脉冲信号仍存在不同程度的多径干扰, 直观表现为包络畸变. 图 8(a) 为不同时间采集到同一目标的脉冲信号包络, 畸变明显且存在差异. 显然该目标信号受到不同程度的多径干扰, 此时包络特征不具备聚集性. 以 20 kHz 频率间隔提取该目标的谱邻点商特征. 绘制在图 8(b) 中, 结果显示谱邻点商特征在不同程度的多径干扰下仍具有良好的聚集性.

为进一步验证本文所提谱邻点商特征的有效性, 每个目标选取采集时间跨度较大的 120 个脉冲信号提取指纹特征作为样本集合, 此时的脉冲信号是经过信噪比增强的, 每个脉冲平均对应 30 个原始脉冲. 在划



(a) 目标 6 多个脉冲信号的包络图



(b) 目标 6 多个脉冲信号的谱邻点商特征图

图 8 目标 6 多个脉冲信号的包络图和谱邻点商特征图

分训练集与测试集时, 严格遵守“先训练, 后测试”的时间分布规律, 选取采集时间靠前的信号特征作训练, 采集时间靠后的其余全部信号特征作测试, 通过改变训练集与测试集信号数量比例进行分类识别. 对比谱邻点商、幅度谱、频谱非对称性^[10]和包络前沿作为指纹特征时个体识别准确率随训练脉冲数的变化, 得到图 9 所示四种特征的识别准确率随训练脉冲数变化的曲线.

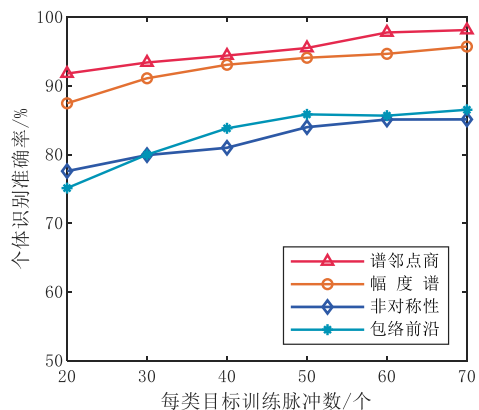


图 9 四种特征的识别准确率随训练脉冲数变化曲线

根据图 9,经过本文的信噪比增强算法提升脉冲信号质量后,提取谱邻点商特征作为辐射源指纹识别辐射源个体,可以在训练与测试脉冲数量均为 60 的情况下获得对 15 类目标超过 97% 的识别准确率. 随着训练集与测试集脉冲数量比值的减小,识别准确率未出现剧烈变化,并且在训练集大小仅为测试集 1/5 的较小样本训练时,利用谱邻点商特征仍可以取得超过 91% 的识别准确率.

提取谱邻点商作为指纹特征进行个体识别的准确率明显高于幅度谱、频谱非对称性和包络前沿三种特征,并且谱邻点商特征的识别准确率随训练脉冲数变化比其他特征识别准确率随训练脉冲数的变化程度小,证明谱邻点商特征在多径条件下仍具备较好的类内聚集性和类间可分性. 为确定较少样本训练情况下提取谱邻点商特征识别错误的原因,图 10 绘制了每类目标训练样本数为 20,测试脉冲数为 100 时的该特征对应的个体识别混淆矩阵.

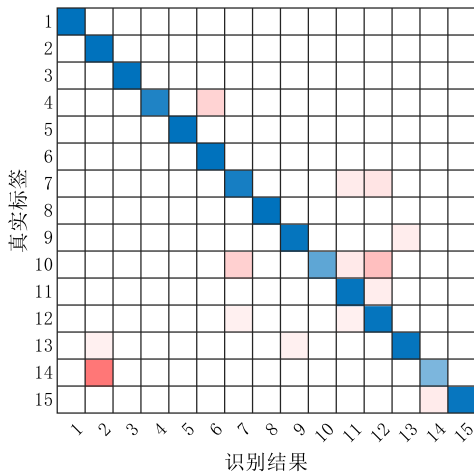
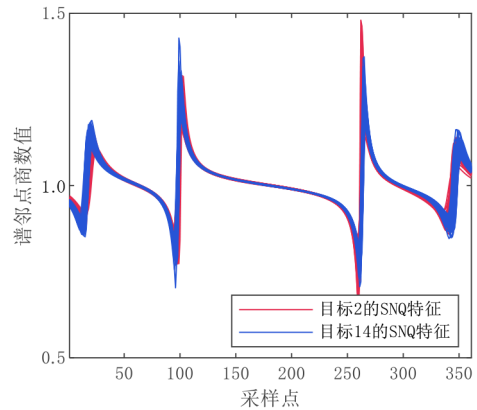


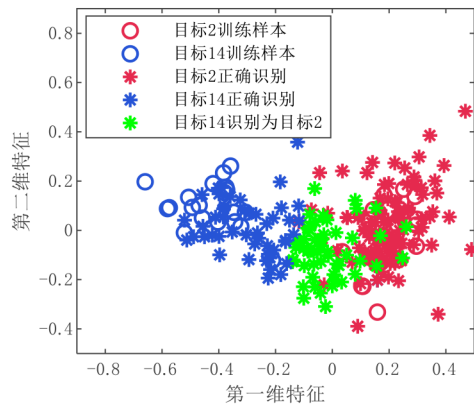
图 10 每类目标训练样本数为 20 时的识别混淆矩阵

根据图 10,此时最严重的识别错误是将目标 14 识别为目标 2. 回溯识别结果发现有超过一半的目标 14 测试脉冲被识别为目标 2,但并无目标 2 被识别为目标 14. 推测该现象是由于受训练脉冲数目的限制,目标 14 训练不够充分,所张成特征空间小于真实特征空间造成的. 为验证该想法的合理性,绘制图 11(a)所示目标 2 和目标 14 的谱邻点商特征分布图以及图 11(b)所示目标 2 和目标 14 经 PCA 降维后的谱邻点商特征分布图.

根据图 11(a),对比图 8(b)目标 6 的谱邻点商特征发现,目标 2 和目标 14 在谱邻点商特征上有较高的相似性,两类目标可能存在特征重合. 进一步观察图 11(b)所示目标 2 和目标 14 降维后的谱邻点商特征分布图,目标 2 和目标 14 各有 120 个样本,其中目标 2 训练样本



(a) 目标 2 和目标 14 的谱邻点商特征图



(b) 目标 2 和目标 14 的二维特征分布图

图 11 目标 2 和目标 14 的谱邻点商特征图及其降维特征图

基本均匀分布在其全部样本中,而目标 14 训练样本主要集中在其全部样本的左半部分. 本文采用 $K=6$ 的 K -NN 分类算法,判断一个样本的类别时认为该样本的类别与距离其最近的 6 个训练样本中类别出现最多的类别一致. 由于目标 2 的训练样本分布偏左,图 11(b)所示错分样本的 6 个近邻样本大部分为目标 2 的训练样本,因此会判断其类别为目标 2,导致分类错误.

为解决该问题,一方面可以利用神经网络等复杂分类器,挖掘谱邻点商特征的深层规律,缓解训练样本分布不均匀的消极影响;另一方面可以从提高训练集完备性的角度出发,对相似性较高的目标采用较多样本训练,对于相似性较低的目标采用较少样本训练,从而在保证训练效果的同时减小训练样本,符合雷达 SEI 应用的实际情况.

至此,实测数据实验验证了本文提出的信噪比增强算法和抗多径指纹特征的良好性能,证明本文工作对多径条件下的雷达 SEI 实际应用具有重要参考价值.

6 结论

针对雷达辐射源个体识别实际应用中面临的接收信号信噪比较低、多径干扰明显问题,本文提出了一种可利用 Chirp-Z 变换加速计算的两阶段的信号处理方法.在第一阶段,通过精确的脉冲对齐和加权相干积累提升信号质量,解决低信噪比问题.在第二阶段,将新定义的谱邻点商作为指纹特征,可挖掘频谱中包含的个体信息并抑制多径干扰.仿真和实测数据实验结果表明,本文所提方法在计算精度和效率方面表现突出,展现出强大的信噪比提升和抗多径能力,证明本文工作对多径条件下的雷达辐射源个体识别实际应用具有重要价值.

参考文献

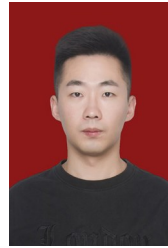
- [1] TALBOT K I, DULEY P R, HYATT M H. Specific emitter identification and verification[J]. *Technology Review*, 2003, 1: 113.
- [2] 许丹, 柳征, 姜文利, 等. 窄带信号中的放大器"指纹"特征提取: 原理分析及 FM 广播实测实验[J]. *电子学报*, 2008, 36(5): 927-932.
XU D, LIU Z, JIANG W L, et al. Extraction of amplifier fingerprints from narrow band signal: Principle analysis and FM broadcast experiment[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(5): 927-932. (in Chinese)
- [3] 叶浩欢. 雷达指纹特征机理与提取方法研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
YE H H. Study on the Machnism and Extraction of Radar Fingerprint[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013. (in Chinese)
- [4] RU X H, Gao C, LIU Z, et al. Emitter identification based on the structure of unintentional modulation[C]//2016 9th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI). Piscataway: IEEE, 2017: 998-1002.
- [5] XIAO Z L, YAN Z Y. Radar emitter identification based on novel time-frequency spectrum and convolutional neural network[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(8): 2634-2638.
- [6] 张敏, 罗正华, 黄建刚, 等. 一种基于 I/Q 失配的辐射源指纹提取方法[J]. *电子学报*, 2020, 48(4): 717-722.
ZHANG M, LUO Z H, HUANG J G, et al. A fingerprint extraction method based on I/Q imbalance[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2020, 48(4): 717-722. (in Chinese)
- [7] SATIJA U, TRIVEDI N, BISWAL G, et al. Specific emitter identification based on variational mode decomposition and spectral features in single hop and relaying scenarios[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2018, 14(3): 581-591.
- [8] 韩韬, 周一宇. 雷达信号的扩散特征及其在特定辐射源识别中的应用[J]. *电子学报*, 2013, 41(3): 502-507.
HAN T, ZHOU Y Y. Diffusion features in radar specific emitter identification[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2013, 41(3): 502-507. (in Chinese)
- [9] GOK G, ALP Y K, ARIKAN O. A new method for specific emitter identification with results on real radar measurements[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2020, 15: 3335-3346.
- [10] LIU Z M. Multi-feature fusion for specific emitter identification via deep ensemble learning[J]. *Digital Signal Processing*, 2020, 110: 102939.
- [11] WANG Y, GUI G, GACANIN H, et al. An efficient specific emitter identification method based on complex-valued neural networks and network compression[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(8): 2305-2317.
- [12] DU M Y, HE X K, CAI X H, et al. Balanced neural architecture search and its application in specific emitter identification[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 5051-5065.
- [13] ZHU M Z, FENG Z P, ZHOU X D, et al. Specific emitter identification based on synchrosqueezing transform for civil radar[J]. *Electronics*, 2020, 9(4): 658-673.
- [14] ZHANG J W, WANG F G, DOBRE O A, et al. Specific emitter identification via Hilbert-Huang transform in single-hop and relaying scenarios[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2016, 11(6): 1192-1205.
- [15] LIU M Q, WANG J K, ZHAO N, et al. Radio frequency fingerprint collaborative intelligent identification using incremental learning[J]. *IEEE Transactions on Network Science and Engineering*, 2022, 9(5): 3222-3233.
- [16] ZANG H Q, WANG Z B, ZHENG Y. Analysis of signal de-noising method based on an improved wavelet thresholding[C]//2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments. Beijing, China: IEEE, 2009: 987-990.
- [17] LUNDEN J, KOIVUNEN V. Robust estimation of radar pulse modulation[C]//2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. Vancouver: IEEE, 2006: 271-276.
- [18] LUNDEN J, KOIVUNEN V. Scaled conjugate gradient method for radar pulse modulation estimation[C]//2007

- IEEE International Conference on Acoustics. Hawaii, America: IEEE, 2007: 297-300.
- [19] LANK G W, REED I S, POLLON G E. A semicoherent detection and doppler estimation statistic[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, 9(2): 151-165.
- [20] 刘泳伶, 朱伟强. 高精度 TDOA 测量技术研究[J]. 航天电子对抗, 2009, 25(2): 48-50.
LIU Y L, ZHU W Q. High precision TDOA measurement technique[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2009, 25(2): 48-50. (in Chinese)
- [21] 汝小虎. 脉冲体制辐射源个体识别技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2016.
RU Xiaohu. A Study on Specific Identification of Pulsed Emitters[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016. (in Chinese)
- [22] ABRATKIEWICZ K, SAMCZYNSKI P J, RYTEL-ANDRIANIK R, et al. Multipath interference removal in receivers of linear frequency modulated radar pulses[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(17): 19000-19012.
- [23] XING Z, GAO Y. A modulation classification algorithm for multipath signals based on cepstrum[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2020, 69(7): 4742-4752.
- [24] SHEN G X, ZHANG J Q, MARSHALL A, et al. Towards scalable and channel-robust radio frequency fingerprint identification for LoRa[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2021, 17: 774-787.
- [25] 汝小虎, 王聪, 李悦等. 基于脉冲积累的 LFM 脉冲调制斜率的 ML 估计方法[J]. 电讯技术, 2012, 52(10): 1628-1632.
RU X H, WANG C, LI Y, et al. A pulse accumulation-based ML estimation method for chirp rate of LFM pulse [J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(10): 1628-1632. (in Chinese)
- [26] 冯小平, 李晨阳. 线性调频信号参数快速估计[J]. 电子对抗技术, 2004, 19(6): 7-10.
FENG X P, LI C Y. Fast estimation of linear frequency modulated signal parameters[J]. Electronic Warfare Technology, 2004, 19(6): 7-10. (in Chinese)
- [27] 陈毅, 晋成名, 赵之举. 地震波信号频谱分析方法对比研究[J]. 煤炭技术, 2021, 40(6): 86-88.
CHEN Y, JIN C M, ZHAO Z J. Comparative study on spectral analysis method of earthquake wave signal[J]. Coal Technology, 2021, 40(6): 86-88. (in Chinese)
- [28] 米澎. 测角测距连续波雷达的目标检测方法及其平台设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.

MI P. The target detection method and platform design of angle and range CW radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2019. (in Chinese)

- [29] LEE J P Y. A multi-channel digital receiver for intrapulse analysis and direction-finding[C]//1999 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing. Victoria: IEEE, 1999: 589-592
- [30] 杨鹏, 彭耿, 柳征, 等. 一种新的基于特征值分析的盲信噪比估计方法[J]. 电子信息对抗技术, 2009, 24(3): 5-10.
YANG P, PENG G, LIU Z, et al. A new method based on eigenvalue analysis for blind SNR estimation[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2009, 24(3): 5-10. (in Chinese)
- [31] STEIN S. Algorithms for ambiguity function processing [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1981, 29(3): 588-599.

作者简介



刘 钊 男, 1996 年 11 月出生于河北省唐山市. 2020 年于北京理工大学信息与电子学院获得学士学位, 目前在国防科技大学电子信息系系统复杂电磁环境效应国家重点实验室攻读硕士学位. 主要研究方向为智能电子对抗、雷达辐射源个体识别.

E-mail: liuzhao20@nudt.edu.cn



马 爽 男, 1981 年 11 月出生于辽宁省锦州市. 2014 年于国防科技大学电子科学与工程学院获得信息与通信工程博士学位, 现就职于北京市遥感信息研究所. 主要研究方向为雷达与通信信号遥感信息处理.

E-mail: ponyns@sina.com



张梦杰 男, 1995 年 12 月出生于安徽省蚌埠市. 2017 年于西安电子科技大学通信工程学院获得学士学位, 目前在国防科技大学认知通系攻读硕士学位. 主要研究方向为异常信号检测.

E-mail: zhangmengjie20@nudt.edu.cn



柳 征(通讯作者) 男, 1978 年 9 月出生于河北省唐山市. 2005 年于国防科技大学电子科学与工程学院获得信息与通信工程博士学位. 现为国防科技大学研究员, 博士生导师. 主要研究方向为智能电子侦察系统与技术.

E-mail: liuzheng@nudt.edu.cn