

考虑多普勒效应的脉冲无意调制特征比较

叶浩欢* 柳征 姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 脉内无意调制特征是雷达特定辐射源识别的基础和关键。该文在考虑多普勒效应的条件下,对工程中常用的脉内无意调频与无意调相特征进行了可分性比较。首先给出了高斯白噪声以及中、高信噪比条件下,脉内信号相位的简化观测模型;在分析以往关于两种待比较特征的提取流程的基础上,给出了特征定义;然后利用基于离散度矩阵的可分性判据对两种特征进行了理论的可分性比较。结果显示,脉内无意调相特征对噪声的鲁棒性相对更强。仿真实验以及104个实测雷达的个体识别试验验证了上述结果。

关键词: 特定辐射源识别;脉内无意调制;无意调频;无意调相;可分性

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)11-2654-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00400

A Comparison of Unintentional Modulation on Pulse Features with the Consideration of Doppler Effect

Ye Hao-huan Liu Zheng Jiang Wen-li

(College of Electronic Science & Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Characteristics of Unintentional Modulation On Pulse (UMOP) are key and fundamental for radar Specific Emitter Identification (SEI). In this paper, the common used unintentional frequency and phase modulation features are compared with the consideration of Doppler effect. Under the assumptions of Gaussian White Noise (GWN) and moderate to high Signal-to-Noise Ratio (SNR) level, a simplified observation model of the intrapulse phase is presented. Feature definition is carried out, based on the analysis of existing feature extraction procedure. Then the separabilities of features are theoretically compared by using a criterion derived from intra-class and inter-class scatter matrixes. Result shows that the unintentional phase modulation on pulse feature is more robust to noise. This result is validated by simulations and real SEI tests with 104 radar instances.

Key words: Specific Emitter Identification (SEI); Unintentional Modulation On Pulse (UMOP); Unintentional frequency modulation; Unintentional phase modulation; Separability

1 引言

雷达辐射源识别是电子侦察的关键处理环节之一,通过它可以获取敌方作战平台的型号、威胁等级甚至身份等重要信息^[1]。在现代日益密集、复杂的电磁环境下,以往仅利用载频(Radio Frequency, RF)、脉冲宽度(Pulse Width, PW)、脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)等常规参数的辐射源识别手段已难以满足精确目标辨识的需求。针对这一问题,近年来在电子情报侦察领域兴起了一个重要的研究方向——雷达个体识别或特定辐射源识别(Specific Emitter Identification, SEI)^[2-4]。

SEI利用雷达信号中包含的细微无意调制特征进行识别。无意调制的产生由发射机器件固有的非

理想特性所导致。例如,磁控管具有频推和频牵效应^[5],功放具有非线性^[6],而脉冲调制器产生的调制脉冲则具有前后沿、纹波、顶降等不规则形状。无意调制不会明显影响雷达自身的性能,但却会导致脉内信号幅度、频率以及相位随时间发生细微的非线性变化,由此而产生脉内无意调幅/调频/调相(Unintentional Amplitude/ Frequency/ Phase Modulation On Pulse, UAMOP/ UFMOP/ UPMOP)特征^[1,7]。

为提取脉内无意调制特征,一种常用的做法是根据信号的非平稳特性,采用时频分析、高阶谱分析等非平稳信号分析方法提取信号的时频谱或高阶谱特征^[8-10]。这一类特征的信噪比适应能力强,但同时也存在提取算法计算量大、特征维数高等问题。在中、高信噪比条件下,工程中还常直接通过估计脉内瞬时幅度、瞬时频率以及瞬时相位提取无意调幅/调频/调相曲线特征^[1,7,11-16]。由于瞬时频率函数

2012-04-09 收到, 2012-07-26 改回

国家自然科学基金(61002026)资助课题

*通信作者: 叶浩欢 yhh863911@yahoo.com.cn

与瞬时相位函数的导数成正比关系, 因此, 无意调频与无意调相曲线特征往往不被同时采用。例如, 文献[12-14]使用无意调频曲线进行 SEI, 而文献[15, 16]则用无意调相曲线特征进行特定辐射源脉冲聚类(或分选)。如此一来, 就自然产生了脉内无意调频与无意调相曲线特征是否等价、孰优孰劣的问题。找出这一问题的答案对于实际应用时进行特征选择具有重要意义。美海军研究生院的 Wilson 曾在其一个项目介绍中指出脉内无意调相特征相对更优, 但却未给出具体的论证细节^[17], 而目前也尚无其它公开文献证明这一观点。

若电子侦察设备搭载于飞机、侦察卫星等运动平台, 实际进行脉内无意调制特征提取时, 则还需采取一定的措施以减小多普勒效应的影响。例如, 对脉内瞬时频率曲线进行去均值(去直)处理^[13], 而对瞬时相位曲线则进行去斜处理^[15, 16]。本文将利用可分性判据, 对预处理后提取的脉内无意调频和无意调相特征进行可分性比较, 并利用仿真实验以及大量雷达个体的实测信号分析实验对结果进行验证。

2 信号与相位观测模型

2.1 信号模型

被动数字接收的一个雷达脉冲信号可以表示成

$$z(n) = A(n)e^{j\varphi(n)} + \varepsilon(n) \quad (1)$$

其中 $n = 1, 2, \dots, N$ 为样点序号 (N 为样点数); $A(\bullet)$ 为脉内瞬时幅度函数; $\varphi(\bullet)$ 为瞬时相位函数; $\varepsilon(n)$ 是方差为 σ^2 的零均值复高斯白噪声。另外, 由于瞬时频率一般定义为瞬时相位的变化率^[12-14], 因此离散形式的脉内瞬时频率函数可用 $f(n) = [\varphi(n+1) - \varphi(n)]f_s / (2\pi)$ 表示。这里, f_s 为信号采样率, 不失一般性, 本文假设 $f_s = 1$ 。

在不考虑脉冲压缩的情况下, 可将相位函数表示成 $\varphi(n) = g(n) + \rho(n)$, 其中 $g(n) = \omega_0 n + \phi_0$ 为 $\varphi(n)$ 的直线拟合, 其中, ω_0 为载频, ϕ_0 为随机初相, 而 $\rho(\bullet)$ 则表示附加的脉内无意调相特性函数。也即, 若令 $\varphi = [\varphi(1), \varphi(2), \dots, \varphi(N)]^T$ (T 表示转置), $\rho =$

$$[\rho(1), \rho(2), \dots, \rho(N)]^T, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & \dots & N \end{bmatrix}^T, \boldsymbol{\theta} = [\phi_0 \ \omega_0]^T,$$

则有^[18]

$$\varphi = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\rho} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \varphi \quad (3)$$

已经表明, 由于能够反映雷达发射机器件的非理想特性, 无意调相特性函数 $\rho(\bullet)$ 及其导函数(即无意调频函数)都可以作为个体识别的依据^[1, 7, 11-16]。然

而, 由于这两者关系密切, 实际出于降低特征维数的考虑, 往往只选用其中一种作为特征。本文将对它们的可分性进行比较分析, 以便实际应用中进行正确的特征选择。

2.2 相位观测模型

由于本文仅对脉内无意调频和调相特征进行比较, 因此可以假设脉内瞬时幅度是恒定的, 即 $A(n) = A$ 。此时, 式(1)的信号模型可进一步表示成

$$z(n) = A e^{j\varphi(n)} [1 + v(n)] \quad (4)$$

其中 $v(n) = [\varepsilon(n)e^{j\varphi(n)}]/A$ 是方差为 σ^2/A^2 的复高斯白噪声。令 $v(n) = v_1(n) + jv_2(n)$, 则易知 $v_1(n)$, $v_2(n)$ 均是方差为 $\sigma^2/2A^2$ 的实高斯噪声。于是有

$$1 + v(n) = \sqrt{[1 + v_1(n)]^2 + v_2^2(n)} e^{j \arctan \frac{v_2(n)}{1 + v_1(n)}} \quad (5)$$

在中、高信噪比条件下 $A^2 \gg \sigma^2$, 从而有 $v_1(n) \ll 1$, $v_2(n) \ll 1$, 于是, 可将式(5)进一步近似成

$$1 + v(n) \approx e^{jv_2(n)} \quad (6)$$

将式(6)代入式(4), 可将信号的观测模型进一步表示成

$$z(n) \approx A e^{j[\varphi(n) + v_2(n)]} \quad (7)$$

于是, 由式(7)可得信号的相位观测模型为

$$\tilde{\varphi}(n) \approx \varphi(n) + v_2(n) \quad (8)$$

其中 $\tilde{\varphi}(n)$ 表示相位观测 $v_2(n)$ 是方差为 $\sigma^2/2A^2$ 的零均值实高斯白噪声。

根据式(8), 若令 $\tilde{\varphi} = [\tilde{\varphi}(1), \dots, \tilde{\varphi}(N)]^T$ 表示相位矢量 φ 的观测, 则有

$$\tilde{\varphi} \sim N\left(\varphi, \frac{\mathbf{I}}{2\gamma}\right) \quad (9)$$

其中 $\gamma = A^2/\sigma^2$ 表示信噪比, \mathbf{I} 是单位阵, $N(\varphi, \mathbf{I}/(2\gamma))$ 表示均值为 φ , 协方差为 $\mathbf{I}/(2\gamma)$ 的多元高斯分布。

3 特征可分性比较

3.1 特征定义与提取

脉内瞬时频率以及瞬时相位的变化规律反映了雷达的无意调制特性, 因此, 可以直接通过提取脉内瞬时频率以及瞬时相位曲线得到 UFMOP 以及 UPMOP 特征。一般通过以下步骤提取特征^[12-16]:

步骤 1(粗估计) 以相位观测序列 $\{\tilde{\varphi}(n)\}_{n=1}^N$ 以及序列 $\{[\tilde{\varphi}(n+1) - \tilde{\varphi}(n)]/(2\pi)\}_{n=1}^{N-1}$ 作为脉内瞬时相位以及瞬时频率曲线的含噪估计;

步骤 2(预处理) 由于多普勒效应, 飞机、卫星等运动侦察平台的接收信号频率将发生偏移, 并且在不同侦收位置、不同时间的多普勒频移很可能不同。为尽可能减小多普勒效应的影响, 需要预先对脉内瞬时频率曲线进行去均值处理, 即将瞬时频

率矢量减去其平均值。另外，相应地还须对瞬时相位曲线进行去斜处理，即将瞬时相位矢量减去其直线拟合。预处理之后，得到了 UFMOP 以及 UPMOP 曲线的含噪观测。

步骤 3(降噪) 利用时域加窗平滑或者小波压缩等方式对预处理之后的曲线再进行降噪处理，得到更为精确的特征描述。

由于降噪后特征矢量的统计特性十分复杂，而降噪处理一般不会改变 UFMOP 以及 UPMOP 这两种特征的可分性的相对优劣，因此，为了简便，本文仅对降噪前的特征曲线进行可分性比较。

若用 f 和 p 分别表示预处理之后得到的 UFMOP 以及 UPMOP 曲线特征矢量，则它们的第 n 个元素分别为

$$[f]_n = \frac{1}{2\pi} [\varphi(n+1) - \varphi(n)] - \frac{\hat{\omega}_0}{2\pi}, \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

$$[p]_n = \varphi(n) - (\hat{\omega}_0 n + \hat{\phi}_0), \quad n = 1, \dots, N \quad (11)$$

上面两式中的 $\hat{\omega}_0$ 和 $\hat{\phi}_0$ 通过对相位观测矢量 φ 进行直线拟合得到，即

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_0 & \hat{\omega}_0 \end{bmatrix}^T = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \varphi \quad (12)$$

将式(10)，式(11)写成矢量形式，有

$$\mathbf{f} = \frac{1}{2\pi} (\mathbf{G} \varphi - \hat{\omega}_0 \mathbf{1}_{(N-1) \times 1}) \quad (13)$$

$$\mathbf{p} = \mathbf{V} \varphi \quad (14)$$

其中 $\mathbf{V} = (\mathbf{I} - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T)$; $\mathbf{1}$ 为全“1”矢量，

$$\text{即 } \mathbf{1} = [1, \dots, 1]^T; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{(N-1) \times N} \quad \circ$$

另外，设 $\mathbf{s} = [1, 2, \dots, N]^T$ ，则有 $\mathbf{H} = [\mathbf{1}_{N \times 1} \quad \mathbf{s}]$ 以及

$$\begin{aligned} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} &= \frac{12}{N^2(N^2-1)} \begin{bmatrix} \mathbf{s}^T \mathbf{s} & -\mathbf{s}^T \mathbf{1}_{N \times 1} \\ -\mathbf{s}^T \mathbf{1}_{N \times 1} & \mathbf{1}_{N \times 1}^T \mathbf{1}_{N \times 1} \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{N(N^2-1)} \begin{bmatrix} (N+1)(2N+1) & -3(N+1) \\ -3(N+1) & 6 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

将式(14)、式(15)代入式(12)可进一步得到频率 $\hat{\omega}_0$ 的估计式为

$$\hat{\omega}_0 = \frac{2(6\mathbf{s}^T - 3(N+1)\mathbf{1}_{N \times 1}^T)}{N(N^2-1)} \varphi \quad (16)$$

令 $\mathbf{w} = 2(6\mathbf{s}^T - 3(N+1)\mathbf{1}_{N \times 1}^T)/[N(N^2-1)]$ ，则将式(16)代入式(13)之后可将 UFMOP 特征矢量进一步表示成

$$\mathbf{f} = \frac{1}{2\pi} (\mathbf{G} - \mathbf{1}_{(N-1) \times 1} \mathbf{w}^T) \varphi \triangleq \mathbf{U} \varphi \quad (17)$$

其中 $\mathbf{U} = (\mathbf{G} - \mathbf{1}_{(N-1) \times 1} \mathbf{w}^T)/(2\pi)$ 。

3.2 可分性比较

从直观上讲，如果在特征空间中同类模式分布较密集，而不同类的模式相距较远，则特征的可分性越好。因此，在模式识别中常采用类内、类间离散度矩阵来构造可分性判据。为了简便，同时又不失一般性，考虑两类的情况。若两类 r_1 和 r_2 出现的先验概率相等(即 $P(r_1) = P(r_2)$)，且它们模式的类内概率密度函数满足 $p(\mathbf{x}|r_k) \sim N(\boldsymbol{\mu}_k, \boldsymbol{\Sigma})$ ($k = 1, 2$; \mathbf{x} 表示模式; $\boldsymbol{\mu}_k, \boldsymbol{\Sigma}$ 分别表示模式的均值和协方差)，则根据定义，可将可分性判据表示成^[19]

$$J = \frac{\text{Tr}[(\boldsymbol{\mu}_1 - \boldsymbol{\mu}_2)(\boldsymbol{\mu}_1 - \boldsymbol{\mu}_2)^T]}{2\text{Tr}[\boldsymbol{\Sigma}]} \quad (18)$$

根据定义式(14)、式(17)以及相位观测矢量 φ 的概率分布模型(见式(9))，可得特征矢量 \mathbf{f} 和 \mathbf{p} 的均值和协方差阵分别为

$$\boldsymbol{\mu}_f = E[\mathbf{f}] = \mathbf{U} \boldsymbol{\mu}_\varphi \quad (19)$$

$$\boldsymbol{\mu}_p = E[\mathbf{p}] = \mathbf{V} \boldsymbol{\mu}_\varphi \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Sigma}_f &= E[(\mathbf{f} - \boldsymbol{\mu}_f)(\mathbf{f} - \boldsymbol{\mu}_f)^T] = \frac{\mathbf{U} \mathbf{U}^T}{2\gamma} \\ &= \frac{1}{8\pi^2 \gamma} \left(\mathbf{D} - \frac{12\mathbf{1}_{(N-1) \times 1} \mathbf{1}_{(N-1) \times 1}^T}{N(N^2-1)} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_p = E[(\mathbf{p} - \boldsymbol{\mu}_p)(\mathbf{p} - \boldsymbol{\mu}_p)^T] = \frac{\mathbf{V} \mathbf{V}^T}{2\gamma} = \frac{\mathbf{V}}{2\gamma} \quad (22)$$

其中，矩阵 $(N-1) \times (N-1)$ 的矩阵 \mathbf{D} 的第 (i, j) 个元素为

$$[\mathbf{D}]_{i,j} = \begin{cases} 2, & i = j \\ -1, & |i - j| = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (23)$$

另外，再综合利用式(2)，式(3)两式，可得 $\mathbf{w}^T \varphi = \omega_0$ 以及 $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \boldsymbol{\rho} = \mathbf{0}$ 。将上述两关系式代入式(19)以及式(20)，可将均值向量 $\boldsymbol{\mu}_f$ 和 $\boldsymbol{\mu}_p$ 进一步表示为

$$\boldsymbol{\mu}_f = \frac{\mathbf{G} \boldsymbol{\rho}}{2\pi} \quad (24)$$

$$\boldsymbol{\mu}_p = \boldsymbol{\rho} \quad (25)$$

假设两部雷达实际的附加脉内无意调相特性矢量分别为 $\boldsymbol{\rho}_1 = [\rho_1(1), \rho_1(2), \dots, \rho_1(N)]^T$ 以及 $\boldsymbol{\rho}_2 = [\rho_2(1), \rho_2(2), \dots, \rho_2(N)]^T$ ，于是，综合式(18)，式(21)~式(25)可得特征 \mathbf{f} 和 \mathbf{p} 所对应的判据值分别为

$$J_f = \frac{\text{Tr}[\mathbf{G}(\boldsymbol{\rho}_1 - \boldsymbol{\rho}_2)(\boldsymbol{\rho}_1 - \boldsymbol{\rho}_2)^T \mathbf{G}^T]}{8\pi^2 \text{Tr}[\boldsymbol{\Sigma}_f]} = J_{f,1} - J_{f,2} \quad (26)$$

$$J_p = \frac{\text{Tr}[(\boldsymbol{\rho}_1 - \boldsymbol{\rho}_2)(\boldsymbol{\rho}_1 - \boldsymbol{\rho}_2)^T]}{2\text{Tr}[\boldsymbol{\Sigma}_p]} = \frac{\gamma \sum_{n=1}^N (\Delta\rho(n))^2}{N-2} \quad (27)$$

其中

$$\Delta\rho(n) = \rho_1(n) - \rho_2(n)$$

$$J_{f,1} = \frac{\gamma \sum_{n=2}^{N-1} (\Delta\rho(n))^2}{N-1 - \frac{6}{N(N+1)}} + \frac{\gamma(\Delta\rho(1) + \Delta\rho(N))}{2(N-1) - \frac{12}{N(N+1)}}$$

$$J_{f,2} = \frac{\gamma \sum_{n=1}^{N-1} \Delta\rho(n+1)\Delta\rho(n)}{N-1 - \frac{6}{N(N+1)}}$$

一般脉冲样点数 N 可达 100 以上, 这样, $N-1-6/N(N+1) \approx N-2 \approx N$, 从而有 $J_{f,1} \approx J_p$ 。另外, 容易看出, 仅在两条曲线 ρ_1 和 ρ_2 发生交叉的那些时间点 n , $\Delta\rho(n+1)\Delta\rho(n)$ 才可能小于 0, 而在其它绝大多数时间点 n , 有 $\Delta\rho(n+1)\Delta\rho(n) > 0$ 。如此一来, $J_{f,2} > 0$ 。对比式(26), 式(27)易得 $J_f < J_p$, 即特征 p 的可分性强于特征 f 。

4 实验结果

4.1 仿真实验结果

首先利用仿真实验验证第 2 节的理论分析结果。假设两雷达的脉冲信号模型为

$$s_i(t) = \exp\left\{j2\pi\left[f_0 t + \int f_i(t) dt\right]\right\}, \quad i = 1, 2; \quad 0 \leq t \leq T_w \quad (28)$$

其中 f_0 为信号载频; $T_w = 0.5 \mu\text{s}$ 为脉宽; $f_i(t) = 0.5B_i \sin(2\pi(t/T_w - 0.5))$ 为正弦形式的脉内无调频函数; B_i 表示频率调制带宽。两部雷达仅调制带宽有细微差别: 分别为 $B_1 = 2 \text{ MHz}$, $B_2 = B_1 + \Delta B \text{ MHz}$, ΔB 调制带宽之差。产生数字仿真信号时, 设信号经接收机下变频到中频 60 MHz, 并经采样率为 $f_s = 250 \text{ MHz}$ 的 A/D 采样。在不同 SNR (SNR 为转化成对数后的信噪比) 以及不同 ΔB 的条件下, 各雷达分别产生 100 个脉冲样本。分别根据式(17)以及式(14)提取原始的 UFMOP 和 UPMOP 特征曲线。另外, 为降低噪声的影响, 再分别对原始 UFMOP 和 UPMOP 特征曲线进行加窗平滑。窗内样点数取为 $h_s = [(80 - \text{SNR})/2] + 5$ 。图 1 给出了 SNR=25 dB, $\Delta B = 0.3 \text{ MHz}$ 的条件下, 两部雷达所有脉冲的加窗平滑后的两种特征曲线。从中可以看出, 两个目标的 UFMOP 特征曲线混叠严重, 几

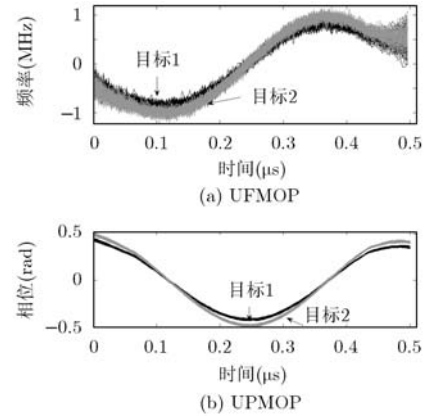


图 1 两仿真雷达各自 100 个脉冲的 UFMOP 以及 UPMOP 特征曲线

乎不可区分, 而它们的 UPMOP 特征曲线却有明显的区别。这直观地说明 UPMOP 特征曲线的可分性比 UFMOP 特征强。

在不同 SNR 以及不同 ΔB 的条件下, 分别进行 100 次蒙特卡罗 SEI 测试实验。在每次试验中, 每部雷达随机选择 10 个样本构成训练模板集, 其余的作为测试样本。采用经典的最近邻算法^[19]进行 SEI 识别实验, 统计各特征对应的平均识别率, 得到结果如图 2 所示。从图中可以看出, 通过降噪可以大大提高 UFMOP 特征的可分性, 但无论降噪与否, UPMOP 特征的可分性都优于 UFMOP 特征。例如, 图 2(a)显示, 当 SNR < 25 dB 时, 在相同的信噪比条件下, 利用 UPMOP 特征可以达到相对更高的识别率, 这说明 UPMOP 对噪声的鲁棒性更强。又如, 图 2(b)说明, 在相同信噪比条件下, 利用 UPMOP 特征可以区分更为相似的目标。

4.2 实测实验结果

以下利用大量二次雷达的实测数据进行 SEI 性能测试。二次雷达是飞机、舰船等平台普遍装备的一种电子设备, 其信号易于截获, 并且它们的载频、脉冲宽度、脉冲重复频率等工作参数的标称值都相同。更重要的是, 为评估 SEI 的性能, 须预先知道数据的类别标签(即个体身份)。一般需要在雷达使用方配合的条件下才能获得数据的先验身份信息, 而这是一项繁琐而代价较大的工作。当前绝大部分民航飞机都采用 S 模式应答机作为二次雷达应答机, 而 S 模式应答信号中包含有代表飞机身份的 24 位地址码信息^[20]。所有飞机的地址码都是唯一不变的, 可直接用作数据类别标签。因此, S 模式二次雷达应答机是十分理想的 SEI 实验研究对象。

在作者所在城市的民用机场附近, 我们进行了持续一个月的数据采集实验。信号采集系统部署在距机场跑道不足 1 km 的一所房屋内, 因而所采集的

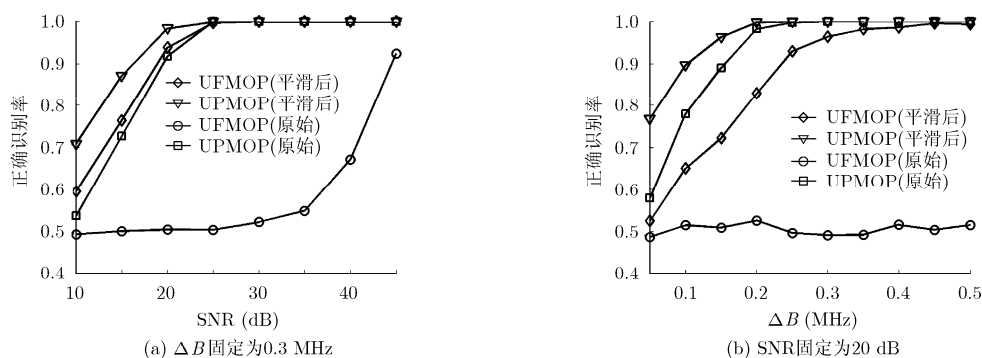


图2 不同SNR以及不同 ΔB 条件下,两种特征的SEI性能对比

信号均具有较高的信噪比。每架飞机在一次降落过程中的所有采集信号数据构成一次采集。总共对411架飞机进行了1118次采集,其中每次采集一般包含2000个以上的脉冲。由于不同飞机飞往某一特定城市的频度不一样,在所有观测飞机中只有104架的信号采集次数达到3次以上,本文以这些飞机上的S模式应答机作为SEI测试目标。根据脉内无意频率调制特性,可以将这些目标辐射源大体分为三种类型,如图3中的雷达A类,雷达B类,雷达C类。从每种类型中挑选两个极其相似的目标,从每个目标的一次采集中随机选择100个脉冲,作出它们的两种脉内无意特征曲线对比图如图3(a)~3(c)所示。S模式应答信号有 $1\mu\text{s}$ 和 $0.5\mu\text{s}$ 两种标称脉冲宽度,图中所对应的是 $0.5\mu\text{s}$ 脉冲宽度的这种脉冲。从图中可以看出,所有实测目标辐射源都存在脉内无意调频和无意调相。另外,这些实测目标也明显地表明,UPMOP曲线特征比UFMOP曲线特征具有更强的区分相似雷达个体的能力。

用104个测试辐射源,从每个目标的所有数据样本中随机选择100个脉冲进行SEI性能测试。在

每次试验时,每个目标随机取10个脉冲作为训练样本,其它90个脉冲作为测试样本。采用含拒识的最近邻算法进行识别:测试样本与训练样本的最小距离大于门限则拒识;测试样本与训练样本的最小距离小于门限,则将其识别为距离最近的训练样本的所属类。其中,距离度量采用欧氏距离^[19]。改变距离门限,在不同的门限下,分别进行100次SEI试验,统计正确识别率与错误识别率,最终得到操作特性(Receiver Operating Characteristics)曲线如图4所示。可以看出,以UPMOP作特征,正确识别率最高可达89%左右,而以UFMOP特征,最高正确识别率仅为85%左右。因此,基于上百个雷达个体实例的SEI实验结果再一次证明了UPMOP特征的分类性能优于UFMOP特征。

5 结论

针对脉内无意调频和无意调相曲线特征是否等价的问题,利用基于类内、类间离散度矩阵的可分性判据,对两种特征的可分性进行了理论比较,并利用仿真实验以及上百个二次雷达的实测信号个体

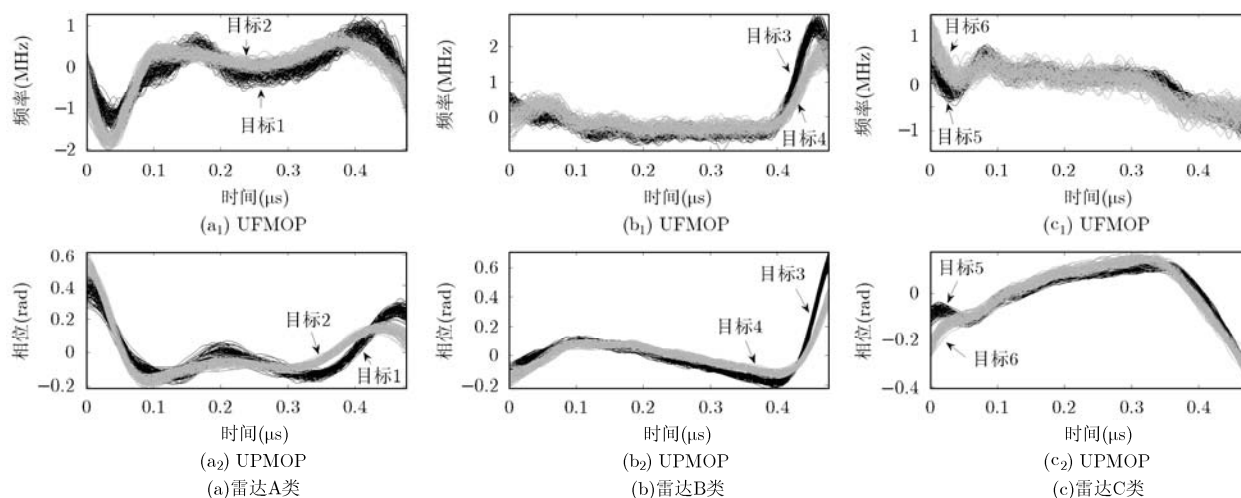


图3 实测辐射源的UFMOP和UPMOP特征曲线,其中(a)~(c)各分别对比了两个极其相似的雷达

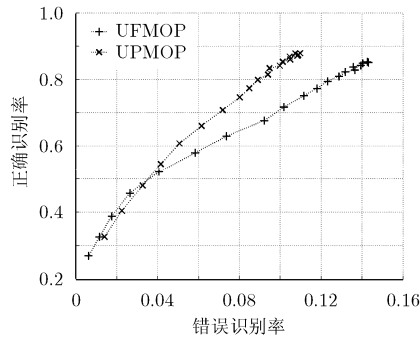


图4 UFMOP 以及 UPMOP 特征的实测 SEI 试验 ROC 曲线

识别试验验证了理论分析结果。本文结果表明, 脉内无意调相曲线特征的可分性更强。这一结果可为雷达个体识别的特征选择提供重要参考。

参考文献

- [1] Wiley R G. ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals [M]. Norwood: Artech House, 2006, Chapter 1.
 - [2] Langley L E. Specific emitter identification (SEI) and classical parameter fusion technology[C]. Proceedings of IEEE WESCON, San Francisco, 1993: 28-30.
 - [3] Nichols J M, Bucholtz F, and Noursain B. Automated, rapid classification of signals using locally linear embedding[J]. *Expert Systems with Applications*, 2011, 38(10): 13472-13474.
 - [4] 司锡才, 柴娟芳. 基于FRFT的 α 域-包络曲线的雷达信号特征提取及自动分类[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(8): 1892-1897.
Si Xi-cai and Chai Juan-fang. Feature extraction and auto-sorting to envelope function of rotation angle α domain of radar signals based on FRFT[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(8): 1892-1897.
 - [5] Kazakevich G M, Pavlov V M, Jeong Y U, et al. Intrapulse frequency stability of a magnetron frequency-locked through a wave reflected from an accelerating cavity[J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 2011, 647(1): 10-16.
 - [6] Hammi O, Younes M, and Ghannouchi F M. Metrics and methods for benchmarking of RF transmitter behavioral models with application to the development of a hybrid memory polynomial model[J]. *IEEE Transactions on Broadcast*, 2010, 56(3): 350-357.
 - [7] D'agostino S, Foglia G, and Pistoia D. Specific emitter identification: analysis on real radar signal data [C]. Proceedings of the 6th European Radar Conference, Rome, Italy, 2009: 242-245.
 - [8] 王希勤, 刘婧瑶, 孟华东, 等. 一种基于时频原子特征的雷达辐射源信号识别方法[J]. *红外与毫米波学报*, 2011, 30(6): 566-570.
 - [9] Wang Xi-qin, Liu Jing-yao, Meng Hua-dong, et al. A method for radar emitter signal recognition based on time-frequency atom features[J]. *Journal of Infrared Millimeter Waves*, 2011, 30(6): 566-570.
 - [9] Aubry A, Bazzoni A, Carotenuto V, et al. Cumulants-based radar specific emitter identification[C]. Proceedings of IEEE International Workshop on Information Forensics and Security (WIFS), Iguacu Falls, Brazil, 2011: 1-6.
 - [10] Song C, Xu J, and Zhan Y. A method for specific emitter identification based on empirical mode decomposition[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Information Security (WCNIS), Beijing, China, 2010: 54-57.
 - [11] Conning M and Potgieter F. Analysis of measured radar data for specific emitter identification[C]. Proceedings of IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010: 35-38.
 - [12] Kawalec A, Owczarek R, and Dudczyk J. Data modeling and simulation applied to radar signal recognition[J]. *Molecular and Quantum Acoustics*, 2005, 26(7): 165-173.
 - [13] Rune S and Leiv O. Emitter identification methods in an ESM-demonstrator[R]. FFI/ RAPPORT-2002/ 00555, Norwegian Defense Research Establishment, 2002.
 - [14] Pohl A J. Adaptive and fixed wavelet features for narrowband signal classification[R]. AFIT/GAM/ENC/95D-1, Air Force Institute of Technology, 1995.
 - [15] Wong K M, Luo Z Q, Liu J, et al. Radar emitter classification using intrapulse data[J]. *International Journal of Electronics and Communications*, 1999, 53(6): 333-336.
 - [16] Liu J, Lee J P Y, Lingjie Li, et al. Online clustering algorithms for radar emitter classification[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligent*, 2005, 27(8): 1185-1196.
 - [17] Wilson L A. Summary of research 2003[R]. NPS-09-05-004, Naval Postgraduate School, 2003.
 - [18] Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1993, Chapter 5.
 - [19] Duda R O, Hart P E, and Stork D G. Pattern Classification [M]. Second Edition, New York: Wiley, 2000, Chapter 4.
 - [20] Stevens M C. Secondary Surveillance Radar [M]. Norwood: Artech House, Inc, 1988, Chapter 12.
- 叶浩欢: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为电子侦察信号处理与技术、辐射源识别。
- 柳征: 男, 1978年生, 博士, 副研究员, 研究方向为综合电子战系统与技术、航天电子侦察信号处理。
- 姜文利: 男, 1967年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为综合电子战系统与技术、航天电子侦察信号处理。