

基于模糊函数的雷达辐射源个体识别

李林 姬红兵

(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

摘要: 雷达辐射源个体识别是现代电子情报和电子支援系统的重要研究内容。本文在辐射源个体特征分析的基础上,提出了一种基于模糊函数的辐射源个体识别算法。针对模糊函数的冗余性,分别利用模糊函数切片和局部模糊函数切片表征雷达的细微差异与个体特征,并推导了局部模糊函数切片的快速算法。仿真实验验证了提出算法对于辐射源个体特征提取和识别的可行性和有效性。

关键词: 雷达辐射源识别; 个体特征; 模糊函数; 局部模糊函数; 模糊函数切片

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2546-06

Specific Emitter Identification Based on Ambiguity Function

Li Lin Ji Hong-bing

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Specific emitter identification is the key research fields of modern electronic intelligence systems and electronic support measurement systems. Based on the analysis of individual features of radar emitter, a specific emitter identification algorithm is proposed based on ambiguity function. Considering the redundancy of ambiguity function, the slices of ambiguity function and localized ambiguity function are used to represent the individual features, such as pulse envelope, phase noise and radiated emission. Then the fast algorithm for localized ambiguity function slices is deduced. Finally, Simulation experiments verify the feasibility and validity of the proposed methods.

Key words: Radar specific emitter recognition; Individual feature; Ambiguity function; Localized ambiguity function; Slices of ambiguity function

1 引言

雷达辐射源识别是电子情报(ELINT)和电子支援(ESM)系统中的关键处理环节。随着现代电子战环境的日趋复杂,雷达设备配置的空间不断扩大,信号形式越来越复杂多变,仅靠传统的到达方向、载频、到达时间、脉冲宽度、脉冲重复间隔等常规参数来分选和识别辐射源信号,已远远不能适应雷达辐射源识别的需要。现代雷达辐射源识别的一个重要研究方向就是基于脉内细微特征分析的特定辐射源识别(SEI)^[1, 2]。

雷达信号的脉内细微特征主要表现在脉内无意调制特征,即由于雷达发射机的发射管、调制器、倍频器和高压电源等器件或电路所产生的各种不希望的寄生调制,如脉冲包络的幅度起伏、频率漂移、相位噪声等。细微特征随雷达个体的不同而具有不同的表现形式,又称为个体特征。在辐射源个体特征提取方面,文献[3]对辐射源细微特征用于个体识别的可行性进行了分析,文献[4]和文献[5]分别利用

信号的包络细微特征和双谱特征对雷达、通信辐射源个体进行识别。针对不同的辐射源个体特征,采用的分类方法主要有灰关联分析^[6]、支撑矢量机(SVM)^[7]、神经网络^[8]等。本文在分析辐射源个体特征的基础上,提出一种基于模糊函数的个体提取算法,并对算法进行了理论分析和实验验证。

2 辐射源个体特征分析

雷达辐射源信号的个体特征是雷达信号本身所具有的,能够精确反映雷达个体特点的技术特征。雷达信号的个体特征可分为以下几类:

(1)脉冲包络 脉冲调制器是脉冲体制雷达的关键器件,理想脉冲信号的包络应该为矩形,且具有较高的频率稳定度。但是,由于实际雷达脉冲调制器中不可避免地存在分布电容、引线电感等寄生参量,导致脉冲调制器不可能输出理想矩形脉冲。不同的脉冲调制器具有稳定的寄生参量,因而会产生稳定而独特脉冲包络。

(2)相位噪声 相位噪声是雷达信号的一个重要参数,常用的振荡器相位噪声模型可表示为^[9]

$$L_{\text{total}}\{\Delta\omega\} = 10 \cdot \lg \left[\frac{P_{\text{sideband}}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})}{P_{\text{carrier}}} \right] \quad (1)$$

其中, $P_{\text{sideband}}(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})$ 表示偏离载频 $\Delta\omega$ 处 1Hz 带宽内的单边带功率; P_{carrier} 表示中心载频的功率。由于相位噪声的存在, 振荡器输出频谱带有“裙状”的噪声频谱, 围绕在载频周围。

假设无意相位调制为 $\varphi(t) = \alpha \sin 2\pi f_n t$, 其中 α ($\alpha \ll 1$) 为调制系数, f_n 为频率偏移。那么输出信号为

$$\begin{aligned} U(t) &= A \sin(2\pi f_0 t + \alpha \sin 2\pi f_n t) \\ &= A \sin(2\pi f_0 t) \cos(\alpha \sin 2\pi f_n t) \\ &\quad + A \cos(2\pi f_0 t) \sin(\alpha \sin 2\pi f_n t) \end{aligned} \quad (2)$$

利用 Bessel 函数对上式进行展开, 可得

$$\begin{aligned} U(t) &\approx A \sin(2\pi f_0 t) + \frac{\alpha A}{2} \sin(2\pi(f_0 + f_n)t) \\ &\quad + \frac{\alpha A}{2} \sin(2\pi(f_0 - f_n)t) \end{aligned} \quad (3)$$

可见, $\varphi(t)$ 会导致输出信号在载频 f_0 两边产生边带频率。

(3) 杂散输出 雷达在发射有用信号的同时, 还伴随着各种杂散输出形式^[10]。例如雷达频率合成器, 使用了多个非线性部件, 在形成新频率的同时寄生了许多不需要的频率成份。例如对于混频器, 假设输入信号为 $s_1 = a_1 \sin(\omega_1 t)$ 和 $s_2 = a_2 \sin(\omega_2 t)$, 那么输出信号可表示为

$$\begin{aligned} s_{\text{out}} &= k_0 + k_1(s_1 + s_2) + k_2(s_1 + s_2)^2 + k_3(s_1 + s_2)^3 + \dots \\ &= k_0 + \frac{1}{2} k_2(a_1^2 + a_2^2) + k_1(a_1 \sin \omega_1 t \\ &\quad + a_2 \sin \omega_2 t) - \frac{1}{2} k_2(a_1^2 \cos 2\omega_1 t + a_2^2 \cos 2\omega_2 t) \\ &\quad + k_2(a_1 a_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t - a_1 a_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t) \\ &\quad - \frac{1}{4} k_3(a_1^3 \sin 3\omega_1 t + a_2^3 \sin 3\omega_2 t) + \dots \end{aligned} \quad (4)$$

输出信号中除有用信号 ($\omega_1 + \omega_2$) 和 ($\omega_1 - \omega_2$) 外, 还产生了许多其它干扰频率信号, 即 ($m\omega_1 + n\omega_2$), $m = 0, 1, 2, \dots; n = 0, 1, 2, \dots$ 。除此之外, 内部各种频率源的辐射、串扰与泄漏, 电源纹波和振动也会引起不同的杂散输出。这些杂散可以通过系统的各种滤波器减少, 但是由于雷达内部特有的器件和电路耦合形式, 会产生独特而稳定的杂散信号形式。

3 基于模糊函数的个体特征分析

3.1 模糊函数及其切片

模糊函数最先是用来对雷达信号进行分析和波形设计, 也可表征不同信号的个体差异, 文献[11]

通过提取模糊函数的主脊切片进行雷达信号分选。对于两个时延差为 τ , 频移差为 ξ 的回波信号, 由其距离-速度 2 维分辨力可以得到模糊函数的定义为

$$A_x(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x^*(t + \tau)e^{j2\pi\xi t} dt \quad (5)$$

假设发射信号 $x(t)$ 为单频实信号 $x(t) = u(t) \cos 2\pi f_0 t$, 其中, $u(t)$ 为矩形窗函数, 窗口宽度为 t_p , 其模糊函数为

$$\begin{aligned} A_x(\tau, \xi) &= \frac{(t_p - |\tau|)}{2} \cdot \cos 2\pi f_0 \tau \cdot e^{j\pi\xi\tau} \cdot \frac{\sin \pi\xi(t_p - |\tau|)}{\pi\xi(t_p - |\tau|)} \\ &\quad + e^{-j\pi\xi\tau} \cdot [2f_0 \sin 2\pi f_0(t_p - |\tau|) \cos \pi\xi(t_p - |\tau|) \\ &\quad - \xi \cos 2\pi f_0(t_p - |\tau|) \sin \pi\xi(t_p - |\tau|)] \\ &\quad / [2\pi(2f_0 + \xi)(2f_0 - \xi)] \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可见, 模糊函数能量分别集中于 $\xi = 0$, $\xi = 2f_0$ 和 $\xi = -2f_0$ 附近。当 $\xi = 0$, $\tau = 0$ 时, 模糊图函数(模糊函数的模值)取得最大值, $|A_x(0, 0)| = t_p/2$ 。当 $\xi = 0$ 时, 即模糊函数的零频偏切片为

$$|A_x(\tau, 0)| \approx \frac{t_p - |\tau|}{2} \cdot |\cos 2\pi f_0 \tau| \quad (7)$$

其包络为三角形, 且内部存在振荡。当 $\xi = 2f_0$ 或 $\xi = -2f_0$ 时,

$$|A_x(\tau, \pm 2f_0)| \approx \frac{t_p - |\tau|}{4}, \quad |\tau| < t_p \quad (8)$$

如果考虑复信号 $x(t) = u(t)e^{j2\pi f_0 t}$, 则模糊图函数可表示为

$$|A_x(\tau, \xi)| = \left| (t_p - |\tau|) \frac{\sin \pi\xi(t_p - |\tau|)}{\pi\xi(t_p - |\tau|)} \right|, \quad |\tau| < t_p \quad (9)$$

式(9)为式(6)中第 1 项的包络, 即正弦信号的模糊函数特征主要体现在零频偏附近。

实际中, 雷达脉冲包络 $u(t)$ 并非矩形, 不同雷达的脉冲具有独特的前沿、后沿、顶降等特征, 而且难以用数学模型表示。如果单独从包络特征出发, 采用包络提取算法, 很难达到较好的分类效果, 因为包络特征易于受噪声影响。个体特征受多个因素综合影响, 模糊函数除了很好地保留了信号的包络特征外, 对数据进行了非常有效的中心对齐处理, 从而消除了脉冲包络不对齐带来的误差。假设 $\xi = 0$, 则

$$\begin{aligned} A_x(\tau, 0) &\approx \cos 2\pi f_0 \tau \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t + \tau) dt \\ &= \cos 2\pi f_0 \tau \cdot R_u(\tau) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $R_u(\tau)$ 为脉冲包络的自相关函数, 近似为三角形, 与雷达具体包络形状直接相关。在 $\xi = 0$ 附近, 模糊图函数可近似为

$$|A_x(\tau, \xi)| = \left| \cos 2\pi f_0 \tau \cdot \frac{\sin \pi \xi (t_p - |\tau|)}{\pi \xi (t_p - |\tau|)} A_u(\tau, \xi) \right|, |\tau| < t_p \quad (11)$$

假设信号 $x(t)$ 叠加有 Gaussian 白噪声 $n(t)$, 即 $x(t) = u(t) \cos 2\pi f_0 t + n(t)$ 。根据噪声的特性, 以及噪声与信号的不相关性, 则

$$|A_x(\tau, \xi)| = \left| \cos 2\pi f_0 \tau \cdot \frac{\sin \pi \xi (t_p - |\tau|)}{\pi \xi (t_p - |\tau|)} A_u(\tau, \xi) \right| + \sigma_n t_p \delta(\tau, \xi) \quad (12)$$

其中, 仅当 $\tau = 0$ 且 $\xi = 0$ 时, $\delta(\tau, \xi) = 1$, 否则为 0。可见模糊函数 $\xi = 0$ 切片容易受噪声影响, 因此一般取模糊函数 $\xi = 0$ 邻近的切片作为特征, 这不但保留了信号个体特征, 而且有效去除了模糊函数的冗余性。

3.2 局部模糊函数

雷达的个体差异除信号包络外, 还表现在相位噪声、杂散输出等。根据式(3), 相位噪声也可看作是一种特殊的杂散形式。考虑到寄生谐波分量, 假设杂散信号为简单的正弦信号, 那么合成信号可表示为

$$x(t) = u(t) (\cos 2\pi f_0 t + a_r \cos(2\pi f_r t + \varphi_r)) \quad (13)$$

其中, a_r , f_r 和 φ_r 分别为杂散信号的幅度、频率和初始相位, 通常 $a_r \ll 1$ 。假设 $u(t)$ 为矩形窗, 信号的瞬时自相关可表示为

$$\begin{aligned} x(t)x^*(t+\tau) &= 0.5 [\cos 2\pi f_0 \tau + a_r^2 \cos 2\pi f_r \tau] \\ &\quad + a_r \cos(2\pi f_r t + \varphi_r) \cdot \cos 2\pi f_0 (t+\tau) \\ &\quad + a_r \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos(2\pi f_r (t+\tau) + \varphi_r) \\ &\quad + 0.5 \cos 2\pi f_0 (2t+\tau) \\ &\quad + 0.5 a_r^2 \cos(2\pi f_r (2t+\tau) + 2\varphi_r) \end{aligned} \quad (14)$$

此时, $\xi = 0$ 附近的模糊图函数可近似表示为

$$|A_x(\tau, \xi)| \approx \frac{(t_p - |\tau|)}{2} \cdot \left| \left(\cos 2\pi f_0 \tau + a_r^2 \cos 2\pi f_r \tau \right) \cdot \frac{\sin \pi \xi (t_p - |\tau|)}{\pi \xi (t_p - |\tau|)} \right|, |\tau| < t_p \quad (15)$$

即对应于式(14)中第 1 项的模糊函数。可以看出, 杂散在模糊函数 $\xi = 0$ 附近的表现是非常微弱的, 若 $a_r \ll 1$, 则 $a_r^2 \approx 0$ 。除了 $\xi = 0$ 外, 模糊函数能量还分别集中于 $\xi = \pm 2f_0$, $\xi = \pm 2f_r$, $\xi = \pm(f_0 - f_r)$ 和 $\xi = \pm(f_0 + f_r)$ 附近, 分别对应于式(14)中其它四项的模糊函数。而实际中信号的杂散输出形式非常复杂, 很难确定这些能量的分布位置, 即很难估计 f_r 。

为此, 引入局部模糊函数。局部模糊函数是时间、频率、时延和多普勒的四维函数, 可以看作是在固定时间、频率处的“局部化”的模糊函数。局部模糊函数定义为^[12]

$$\begin{aligned} Q_x(t, f, \tau, \xi) &= \int x \left(t + \frac{\eta}{2} + \frac{\tau}{2} + \frac{\gamma}{4} \right) x^* \left(t + \frac{\eta}{2} - \frac{\tau}{2} - \frac{\gamma}{4} \right) \\ &\quad \cdot x^* \left(t - \frac{\eta}{2} + \frac{\tau}{2} - \frac{\gamma}{4} \right) x \left(t - \frac{\eta}{2} - \frac{\tau}{2} + \frac{\gamma}{4} \right) \\ &\quad \cdot e^{j2\pi\eta\xi} e^{j2\pi\gamma f} d\eta d\gamma \end{aligned} \quad (16)$$

或者定义为^[13]

$$Q_x(t, f, \tau, \xi) = W_x \left(t + \frac{\tau}{2}, f + \frac{\xi}{2} \right) W_x \left(t - \frac{\tau}{2}, f - \frac{\xi}{2} \right) \quad (17)$$

$W_x(t, f)$ 表示信号的 WVD。如果仅考虑时间或频率, 还可定义局部时间模糊函数和局部频率模糊函数^[12]

$$\begin{aligned} T_f(t, \tau, \xi) &= \int x \left(t + \frac{\eta}{2} + \frac{\tau}{2} \right) x^* \left(t + \frac{\eta}{2} - \frac{\tau}{2} \right) \\ &\quad \cdot x^* \left(t - \frac{\eta}{2} + \frac{\tau}{2} \right) x \left(t - \frac{\eta}{2} - \frac{\tau}{2} \right) e^{j2\pi\eta\xi} d\eta \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} T_t(f, \tau, \xi) &= \int X \left(f + \frac{\eta}{2} + \frac{\xi}{2} \right) X^* \left(f + \frac{\eta}{2} - \frac{\xi}{2} \right) \\ &\quad \cdot X^* \left(f - \frac{\eta}{2} + \frac{\xi}{2} \right) X \left(f - \frac{\eta}{2} - \frac{\xi}{2} \right) e^{-j2\pi\eta\tau} d\eta \end{aligned} \quad (19)$$

采用局部模糊函数, 通过频率加窗, 可以得到信号任意频率点, 任意窗口宽度的模糊函数。如果取频率点 f 远离 f_0 , 则频率局部模糊函数会充分体现杂散输出信号特征, 而不受载频 f_0 的影响。针对信号相位噪声或载频稳定度, 可以在 f_0 附近选取固定频率点 f , 此时频率局部模糊函数将表征发射信号自身的精确度差异。另外, 对于侦察接收机截获的脉冲信号, 通常后沿受噪声影响较大, 而前沿比较稳定。此时, 采用局部时间模糊函数, 可以仅针对脉冲前沿及中间部分进行分析, 保留稳定而有效的脉冲包络信息, 并提取信号杂散输出特征。

3.3 模糊函数切片的快速算法

模糊函数存在较大冗余性。在 $\xi = 0$ 附近取不同频偏处的切片作为信号特征, 可以有效地提取信号包络、相位噪声、杂散输出等个体特征, 并且受噪声干扰较小。而截取切片首先需要将一维信号变换到 2 维并进行傅里叶变换, 需要的存储和计算量都比较大, 不利于信号的实时处理。对于局部模糊函数而言, 需要将信号变换到 3 维或 4 维空间, 存储和计算量的问题更为突出。

实际上, 模糊函数切片可以通过频域进行计算。模糊函数在任一频偏 ξ 处的切片为

$$A_x(\xi, \tau) = \int X^*(f) X(f - \xi) e^{-j2\pi f \tau} df \quad (20)$$

根据能量原理, 可以证明式(20)与式(5)完全等价。

对于局部频率模糊函数, 直接由式(19)可得模

糊函数在 f, ξ 处的切片。局部时间模糊函数可以看作是加窗的模糊函数, 可简单地近似为

$$T_f(t, \tau, \xi) = \int y_t(\eta) y_t^*(\eta + \tau) e^{j2\pi\eta\xi} d\eta = \int Y_t(f) Y_t^*(f + \xi) e^{-j2\pi f\tau} d\eta \quad (21)$$

其中 $y_t(\eta) = x(\eta)\text{rect}(t/T)$, T 为窗口宽度, t 为窗口中心位置。局部时间-频率模糊函数为

$$T_f(t, f, \tau, \xi) = \int Y_t(f) Y_t^*(f + \xi) Y_t^*(f + \eta) \cdot Y_t(f + \eta + \xi) e^{-j2\pi\eta\tau} d\eta \quad (22)$$

通过式(19)、式(21)和式(22)可以直接求出 3 种局部模糊函数切片, 进而大大减小计算量。与模糊函数切片相似, 选择 $\xi = 0$ 附近处的切片作为局部模糊函数特征。

4 实验结果分析

为了验证本文提出方法的有效性, 选取不同的

雷达数据进行实验, 并与文献中的方法进行比较。

实验 1 构造仿真数据 1, 包括 5 类雷达数据, 脉内调制方式均为单频信号, 且载频相同。每类的细微差别仅在于脉冲包络的不同, 图 1 所示为脉冲包络前沿。5 类雷达信号的脉冲包络前沿陡峭度及顶降都存在一定差异。考虑到实际截获的雷达信号后沿不稳定, 为消除其对分类的影响, 将 5 类雷达脉冲包络后沿设置为近似相同。单个脉冲的模糊函数如图 2 所示。信号的模糊函数切片如图 3 所示, Doppler 频偏为离散采样点 $\xi = 1$ 。由前文分析, 频偏 $\xi = 0$ 的切片受噪声的影响较大, 而偏离 $\xi = 0$ 太远的切片能量又太小。又考虑到模糊函数的对称性, 一般选取频偏 $\{\xi = 1, 2, 3, 4\}$ 都可满足特征提取的需要。图 4 是对同一脉冲的局部时间模糊函数取切片, 其中时间中心的选取针对脉冲前沿。

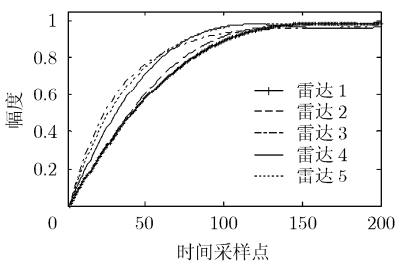


图 1 5 类雷达数据的脉冲包络

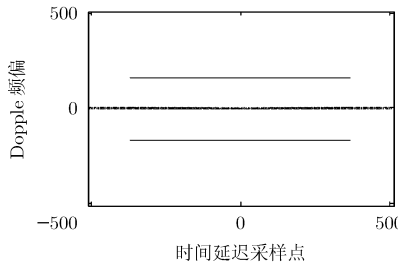


图 2 单个脉冲的模糊函数

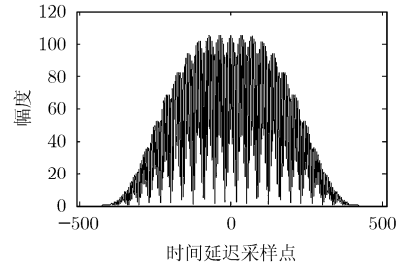


图 3 模糊函数切片(频偏等于 1)

每类雷达仿真产生 60 个脉冲, 共计 300 个脉冲, 每个脉冲具有随机的初始相位, 并叠加不同方差的零均值高斯白噪声, 信噪比均大于 15 dB。分别提取每个脉冲的模糊函数切片、局部时间模糊函数切片、双谱对角线切片、选择双谱^[5]、包络^[4]和频谱等作为分类的特征矢量。每类随机抽取 40 个样本数据, 共计 200 个作为训练样本, 采用多类线性 SVM^[7]进行训练, 对剩下的 100 个样本进行测试。进行 20 次 Monte-Carlo 仿真实验, 表 1 给出了 6 种特征提取方法的平均识别率比较。可以看出, 对于仅有脉冲包络存在细微差异的 5 类雷达信号, 模糊函数切

片、局部时间模糊函数切片和包络特征都可以达到较好的识别结果。局部时间模糊函数切片由于仅考虑了脉冲的前沿和顶降差异, 去除了对分类没有作用的后沿信息, 因而可以提高识别率。

实验 2 构造仿真数据 2, 对 5 类雷达信号在载频附近叠加不同的带限干扰信号, 以近似脉内杂散输出及相位噪声, 脉冲包络均为理想矩形。实验中仿真信号基本参数、类别数、样本个数、信噪比、训练与测试方法与实验 1 相同。由实验结果可以看出, 模糊函数切片、局部频率模糊函数切片和选择双谱特征的分类性能差异不大, 双谱对角线切片和频谱特征略微次之。双谱估计需要先将信号变换

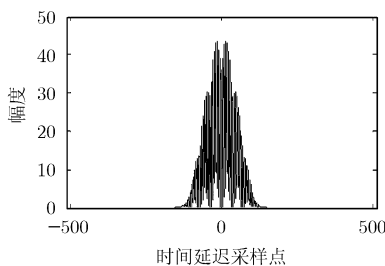


图 4 局部时间模糊函数切片(频偏等于 1)

表 1 不同特征提取方法的识别率比较(%)

方法	仿真数据 1	仿真数据 2	实测数据
模糊函数切片	73.5	75.4	90.9
局部模糊函数切片	82.4	77.2	93.3
双谱对角线切片	51.3	72.3	78.6
选择双谱	65.6	75.9	80.4
包络	72.7	22.7	71.8
频谱	37.1	70.5	75.1

到二维频率域, 特征提取则需要较大的运算量。而本文提出的模糊函数快速估计算法有效地解决了实时性的问题, 具有一定的工程应用意义。

实验 3 采用实测雷达数据对各种方法进行比较。数据共分为七类, 每类 50 个脉冲, 脉冲之间相互独立, 且信噪比各不相同, 都在 15 dB 以上。脉内调制方式均为单载频信号, 信号脉冲宽度基本相同。通过数据分析可以看出, 不同雷达信号的差异主要体现在脉冲包络(如图 5 所示), 以及脉内的杂散频率输出和相位噪声。

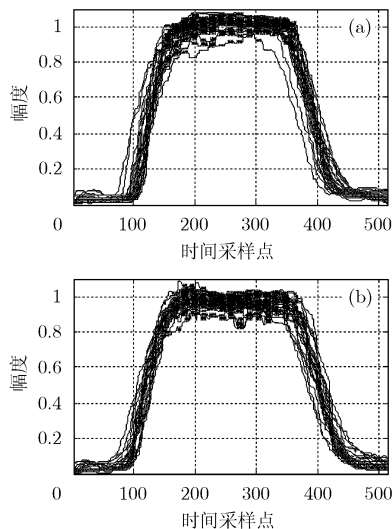


图 5 两部不同雷达的脉冲包络示意图

每类随机抽取 35 个样本数据, 共 245 个作为训练样本, 采用多类线性 SVM 进行训练, 对剩下的 105 个样本进行测试。由表 1 中的平均识别率可以看出, 模糊函数切片和局部模糊函数切片的分类性能明显高于其它算法, 识别率都在 90% 以上, 并且局部模糊函数切片的性能要略微高于模糊函数切片。其中, 局部模糊函数的局部时间主要针对脉冲的前沿和顶降, 局部频率采样点取在载频附近。需要注意的是, 采用局部模糊函数或者包络特征时, 必须进行包络对齐。这里采用一种基于互相关的时间对齐方法^[4]。图 6 是对模糊函数切片和局部模糊函数切片进行 PCA 降维后的识别率曲线图。当特征维数大于 20 时, 可达到比较稳定的识别结果。

5 结论

本文重点研究了辐射源个体特征提取与识别, 即对同类型、具有相同脉内调制方式的不同雷达进行识别。分析了雷达个体特征的产生机理与表现形式, 提出了一种基于模糊函数切片和局部模糊函数

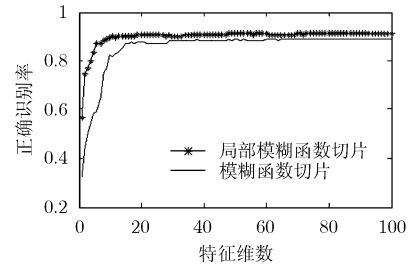


图 6 PCA 降维后的识别率曲线图

切片的辐射源个体识别方法, 并给出了局部模糊函数切片的快速估计算法。仿真实验对不同的雷达脉冲数据进行特征提取与识别, 验证提出算法的有效性。论文的分析主要是针对脉内单频的简单雷达信号, 对于复杂的信号形式, 如线性调频、相位编码等, 此时需要取不同的模糊函数切片以提取信号的细微特征, 这还需要进一步的研究。另外, 文中的局部模糊函数的局部时间和局部频率采样点的选取主要是利用信号的一些先验知识, 或者是根据脉冲包络和信号频谱来选取, 其他的更为有效的选取方法也是一个值得研究的课题。

参考文献

- [1] Jan M. Specific emitter identification. 2008 international radar symposium, Wroclaw, Poland, May 2008: 1-4.
- [2] Kawalec A and Owczarek R. Specific emitter identification using intrapulse data. Proceedings of 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Wroclaw, Poland, May 2004, 2: 435-438.
- [3] 刘庆云, 陆飞飞, 朱伟强, 等. 辐射源细微特征用于个体识别的可行性分析. 航天电子对抗, 2008, 24(2): 40-42.
Liu Qing-yun, Lu Fei-fei, and Zhu Wei-qiang, *et al.* Feasibility analysis of emitter identification based on emitter fine features. *Aerospace Electronic Warfare*, 2008, 24(2): 40-42.
- [4] 张国柱, 黄可生, 姜文利, 等. 基于信号包络的辐射源细微特征提取方法. 系统工程与电子技术, 2006, 26(6): 795-798.
Zhang Guo-zhu, Huang Ke-sheng, and Jiang Wen-li, *et al.* Emitter feature extract method based on signal envelope. *Systems Engineering and Electronics*, 2006, 26(6): 795-798.
- [5] 蔡忠伟, 李建东. 基于双谱的通信辐射源个体识别. 通信学报, 2007, 28(2): 75-79.
Cai Zhong-wei and Li Jian-dong. Study of transmitter individual identification based on bispectra. *Journal on Communications*, 2007, 28(2): 75-79.
- [6] 关欣, 何友, 衣晓. 基于灰关联分析的雷达辐射源识别方法研究. 系统仿真学报, 2004, 16(11): 2601-2607.
Guan Xin, He You, and Yi Xiao. A novel radar emitter

- recognition approach based on gray correlation analysis. *Journal of System Simulation*, 2004, 16(11): 2601-2607.
- [7] 张国柱, 黄可生, 周一宇, 等. 基于加权 AVA 的 SVM 辐射源识别算法研究. *信号处理*. 2006, 22(3): 357-360.
- Zhang Guo-zhu, Huang Ke-sheng, and Zhou Yi-yu, *et al.*. A method of radiator identification based on weighted AVA technique. *Signal Processing*, 2006, 22(3): 357-360.
- [8] Shieh Ching-sung and Lin Chin-teng. A vector neural network for emitter identification. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2002, 50(8): 1120-1127.
- [9] Brambilla A. Method for simulating phase noise in oscillator. *IEEE Transactions on circuits and system-I: Fundamental Theory and Applications*, 2001, 48(11): 1318-1325.
- [10] Dudczyk J, Matuszewski J, and Wnuk M. Applying the radiated emission to the specific emitter identification. Proceedings of 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Wroclaw, Poland, May 2004, 2: 431-434.
- [11] 普运伟, 金炜东, 朱明, 等. 雷达辐射源信号模糊函数主脊切片特征提取方法. *红外与毫米波学报*, 2008, 27(2): 133-137.
- Pu Yun-wei, Jin Wei-dong, and Zhu Ming, *et al.*. Extracting the main ridge slice characteristics of ambiguity function for radar emitter signals. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2008, 27(2): 133-137.
- [12] O' Neill J C and Williams W J. A function of time, frequency, lag, and doppler. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(3): 789-799.
- [13] Qazi S A and Stergioulas L K. Higher order nested Wigner distributions: properties and applications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(12): 4662-4674.
- [14] Lunden J and Koivunen V. Scaled conjugate gradient method for radar pulse modulation estimation. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Hawai'i, USA, 2007: 297-300.
- 李 林: 男, 1980 年生, 讲师, 博士生, 研究方向为模式识别、信号与信息处理、电子对抗等.
- 姬红兵: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能信号处理、雷达目标识别、微弱信号检测、光电信息处理等.