

针对特定辐射源识别的高精度符号同步方法

潘一苇, 彭华, 李天昀, 王文雅

(信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 对于特定辐射源识别的预处理环节, 现有符号同步方法存在时延估计方式不妥和插值计算精度不足的问题。针对该问题, 提出一种高精度的符号同步方法。对于时延估计, 采用 2 步估计的方式, 先由前向算法得到粗估计值, 再利用解调得到的发送符号通过局部搜索得到精确值。对于插值计算, 利用窗化法对插值滤波器进行优化设计, 改善了滤波器的抗混叠特性, 提高了计算精度。仿真实验表明, 与常规符号同步算法相比, 该算法能有效解决以上问题, 且能在辐射源识别中取得更优的识别效果。

关键词: 特定辐射源识别; 高精度; 符号同步; 时延估计; 插值滤波器

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018132

High-precision symbol timing algorithm for specific emitter identification

PAN Yiwei, PENG Hua, LI Tianyun, WANG Wenya

Institute of Information Systems Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China

Abstract: The existing symbol timing algorithms have the problems that the method of delay estimation is improper and the calculation precision of the interpolation is insufficient for the pretreatment of specific emitter identification. A high-precision symbol timing algorithm was proposed to solve these problems. Aiming at the former problem, a two-step estimation method was adopted, rough estimation of delay was firstly obtained by the forward algorithm, and then the accurate value was acquired through local search with the demodulated symbols. For the latter problem, a window-based approach was used to design an interpolating filter which could optimize the anti-aliasing characteristics and improve the calculation accuracy. Simulation results show that the proposed algorithm can effectively solve the above problems and achieve better recognition results in the radiation source recognition compared with the conventional symbol timing algorithm.

Key words: specific emitter identification, high precision, symbol timing, delay estimation, interpolating filter

1 引言

特定辐射源识别 (SEI, specific emitter identification), 即通过提取射频信号上能够体现辐射源个体差异的细微特征, 实现对目标个体的识别。由于射频指纹 (RFF, radio frequency fingerprinting) 特征不依赖通信内容, 且难以伪造, 因而在无线网络安全和通信侦察对抗等民用和军事领域均具有重

要的应用价值。

SEI 的本质是模式识别的问题: 接收信号经过预处理后, 先提取细微特征, 再根据先验信息完成分类识别, 其中, 特征提取是问题的核心。现阶段, 利用积分双谱^[1]、分形理论^[2]和时频分析^[3-4]等方法直接对接收信号进行特征提取, 所提特征容易受到调制信息的影响。为了克服该影响, Brik 等^[5]提出无源辐射装置识别系统 (PARADIS, passive ra-

收稿日期: 2017-12-25; 修回日期: 2018-04-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61401511)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61401511)

diometric device identification system), 从解调所得的星座点上提取 6 种调制域特征, 对 138 个无线设备的识别率超过了 80%; 文献[6]将机器学习引入星座误差的特征提取, 改善了识别效果; 文献[7]推导并分析了 I/Q 不平衡失真条件下的基带信号模型, 利用几何分析的方法提取 RFF 特征; 黄渊凌等^[8]建立了描述发射机相位噪声特性的自回归滑动平均 (ARMA, auto-regressive and moving average) 模型, 通过估计 ARMA 参数构建特征, 从而完成了个体识别。文献[5-8]均是采用先解调再处理的方式, 将特征提取的对象转化为解调所得的星座点, 然后将解调获得的发送符号作为先验信息, 通过对比解调所得的星座点与理想星座点的差异, 实现细微特征的提取, 有效避免了调制信息的干扰。然而, 由于对预处理环节的忽视, 这类方法直接采用常规的解调算法, 有些算法并不满足 SEI 力求精细准确的要求, 在预处理环节人为地引入了不必要的误差, 从而影响特征提取和分类识别的效果。

本文针对预处理环节中的符号同步, 首先指出将现有方法直接应用于 SEI 的预处理环节会面临时延估计方式不妥和插值计算精度不足的问题。对于时延估计, 本文采用 2 步估计的方式, 先由前向算法得到粗估计值, 再以解调获得的发送符号为辅助通过局部搜索得到精确值。对于插值计算, 本文在详细分析插值模型的基础上, 对插值滤波器进行优化设计并灵活地增加抽头个数。仿真实验表明, 本文算法能够有效解决上述 2 个问题, 且能在 SEI 应用中取得更优的识别效果。

2 现有符号同步方法存在的问题

全数字符号同步可以分为时延估计和插值校正这 2 个部分。尽管关于符号同步的研究已经相当成熟, 但将现有方法直接应用于 SEI 的预处理环节仍会面临以下 2 个问题。

1) 时延的估计方式不妥

时延估计的方法主要分为前向和反馈 2 类。前者容易受到符号速率估计准确度和发射电路晶振稳定度的影响, 估计误差较大; 后者存在 hang-up 现象, 同步速度较慢。在实际应用中, 我们通常采用前向与反馈相结合的方式符号同步, 然而这种方式并不适用于通信辐射源的细微特征提取。这是因为: 反馈结构会自适应调整时延参数, 解调所得的星座点将趋于标准化, 这就抹除了不同个体之

间的细微差异, 影响了识别的效果。

2) 插值的计算精度不足

实际应用中, 通常采用分段抛物线插值^[9], 其优势在于插值系数可以利用 Farrow 结构快速计算, 但插值的计算精度较低。仿真产生 4 倍过采的 QPSK 信号, 信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = 20$ dB, 经过匹配滤波后, 利用

分段抛物线插值变换为 100 倍过采, 图 1 给出了对 200 个符号累加得到的归一化平均功率曲线。从图 1 可以看出, 与理想的功率波形相比, 插值得到的功率波形曲线失真明显, 利用波形峰值进行时延估计将会产生较大的偏差。这是因为: 分段抛物线插值是利用特定的多项式作为插值滤波器, 其阻带最小衰减仅为 25 dB (与三角窗相当), 插值结果带有较强的镜像混叠, 这也会给识别造成不利影响。

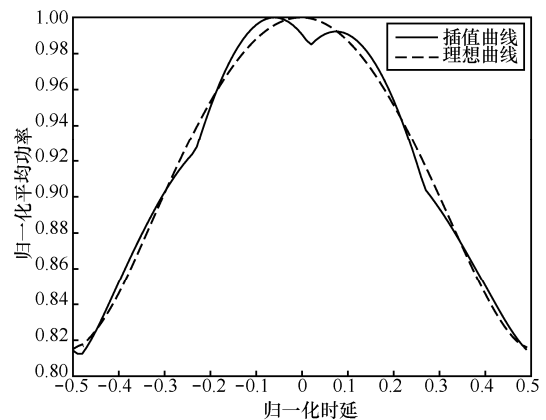


图 1 分段抛物线插值造成的失真

3 改进算法

设频偏、相偏均为 0, 则经过匹配滤波后的基带复信号可以表示为

$$x(t) = \sum_k a_k g(t - kT_0 - \tau) + \omega(t) \quad (1)$$

其中, $\{a_k\}$ 为 MPSK 符号序列, T_0 为符号周期, τ 为传输时延, $g(t)$ 为基带脉冲波形, $\omega(t)$ 是均值为 0、方差为 $2\sigma_\omega^2$ 的复高斯白噪声。符号同步的任务为估计传输时延 $\hat{\tau}$, 并计算对应的最佳采样序列 $\{x_k(\hat{\tau})\}$ 。

由于反馈结构会影响识别效果, 本文算法采用前向结构。现有的前向方法均采用盲估计的方式, 即使在部分发送符号已知的情况下, 只要能够实现解调, 便不会苛求时延估计的精度。然而对于 SEI,

所关注的并非信号解调，而是不同个体之间的细微差异。考虑到信号的信噪比普遍较高，可以近乎无误码解调，因此，为了更准确地提取细微特征，本文算法利用解调获得的发送符号提高时延的估计精度是必要且可行的。

文献[10]给出了数据辅助的时延估计准则，即

$$\hat{\tau} = \arg \left\{ \max_{\tau} L(\tau, a) \right\}$$

$$L(\tau, a) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k^* x_k(\tau) \right|^2 \quad (2)$$

其中， $L(\tau, a)$ 为似然函数， K 为符号个数。式(2)并没有给出时延的闭合计算式，而是需要遍历计算不同时延下的似然函数，通过搜索 $L(\tau, a)$ 的最大值得到 $\hat{\tau}$ 。在实现时需要解决 3 个问题。1) 高精度的插值算法是采用数据辅助进行时延估计的基础，似然函数的计算需要借助插值得到不同时延下的采样序列，分段抛物线插值明显难以胜任（如图 1 所示），应该如何优化插值算法提高精度？2) 时延的步长同样关乎估计精度，步长的缩小在提高精度的同时也增加了计算量，如何在兼顾精度与计算量的情况下设定合适的步长？3) 在 $[-0.5, 0.5)$ 内进行全局搜索的计算量是无法承受的，如何缩小搜索范围减小计算量？下面将依次给出解决方案。

3.1 优化插值算法

文献[11]给出了插值模型，如图 2 所示。输入的数字信号 $x(m)$ 先后经过数/模转换器和模拟滤波器 $h_l(t)$ ，则输出的模拟信号为

$$\tilde{x}(t) = \sum_m x(m) h_l(t - mT_s) \quad (3)$$

其中， T_s 为采样周期。设重采样的周期为 T_i ，且 T_i 与符号周期同步，则输出的数字信号为

$$\tilde{x}(kT_i) = \sum_k x(mT_s) h_l(kT_i - mT_s) \quad (4)$$

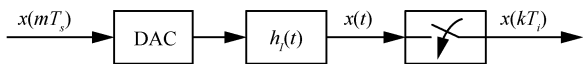


图 2 插值模型

$$\text{令 } i = \left\lceil \frac{kT_i}{T_s} \right\rceil - m, \quad m_k = \left\lfloor \frac{kT_i}{T_s} \right\rfloor, \quad \mu_k = \frac{kT_i}{T_s} - m_k,$$

其中， $\lceil \cdot \rceil$ 为向上取整，则式(4)可以改写为

$$\tilde{x}(kT_i) = \tilde{x}[(m_k + u_k)T_s]$$

$$= \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m_k - i)T_s] h_l[(i + u_k)T_s] \quad (5)$$

若输入为带限信号，则 $x(t)$ 可由 $x(m)$ 通过理想滤波器 $h_l(t) = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)$ 无损恢复。考虑到理想滤波器长度无限且非因果，在实际应用中通常采用有限脉冲响应（FIR, finite impulse response）滤波器对其近似，式(5)中 $I = I_2 - I_1 + 1$ 为实际需要计算的滤波器抽头系数的个数，一般设为偶数，则有 $I_1 = -\frac{I}{2}$ ， $I_2 = \frac{I}{2} - 1$ 。

由式(5)可知，插值的计算精度由滤波器 $h_l(t)$ 的抗混叠性能决定。为了提高插值精度，我们利用窗化法对插值滤波器进行优化设计，有

$$h(n) = h_d(n - M)Wd(n) \quad (6)$$

其中， $h_d(n)$ 为理想低通滤波器， M 为右移位数， $Wd(n)$ 为窗函数，窗的长度为 N 。

在实际应用时，可以根据实际需求选择不同类型的窗函数，以汉明窗为例，有

$$Wn(n) = \left[0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right] R_N(n) \quad (7)$$

由式(7)可知，其阻带最小衰减约为 53 dB，明显优于多项式滤波器。此外，窗函数的长度决定了 I 值的大小。显然， I 值越大，插值的计算精度越高。分段抛物线插值的 $I = 4$ ，这也限制了插值计算的精度，而利用窗化法设计的 FIR 滤波器，可以灵活地增大 I 值，进一步提高了插值的计算精度。

值得注意的是，通常利用窗化法设计 FIR 滤波器需要提前设定滤波器阶数 N ，由于时延估计值 $\hat{\tau}$ 可能是任意实数，而数字化的滤波器抽头只能取到某些离散位置，这必然会带来量化误差^[12]。由式(5)可知，只有 I 个抽头参与了实际运算，因此，可以不对滤波器进行数字化，直接根据理想低通滤波器和窗函数的闭合表达式准确地计算时延 $\hat{\tau}$ 位置对应的滤波器抽头系数，以汉明窗为例，有

$$h_l(k) = \text{sinc}(\pi k) \left\{ 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi}{I}(k - I_1)\right) \right\} \quad (8)$$

其中， $k = i + u_k$ ， $i = I_1, I_1 + 1, \dots, I_2$ 。

3.2 设定搜索步长

众所周知，参数估计的精度必然受限于克拉美罗界（CRB, Cramer-Rao bound），即使采用数据辅助的方法，也只能接近而无法逾越该界限，因此在

设定搜索步长 δ 时，应该以时延估计的 CRB 为参考。

由于在实际系统中，CRB 很难精确获得，本文采用时延估计的修正克拉美罗界^[13] (MCRB, modified Cramer-Rao bound) 为

$$MCRB(\tau) = \frac{B_L T_0}{4\pi^2 \xi} \cdot \frac{T_0^2}{\frac{E_s}{N_0}} \quad (9)$$

其中， τ 表示当前采样点与最佳采样时刻之间的传输时延，其范围为 $[-0.5T_0, 0.5T_0]$ ， T_0 为符号周期，

$$B_L = \frac{1}{2LT_0}, \quad L \text{ 为符号个数, } \frac{E_s}{N_0} \text{ 为信噪比,}$$

$$\xi = \frac{\int T_0^2 f^2 |G(f)|^2 df}{\int |G(f)|^2 df}, \quad G(f) \text{ 为成型波形的傅里叶}$$

变换。

将时延记为符号周期 T_0 的相对值，则式(9)可以改写为

$$MCRB\left(\frac{\tau}{T_0}\right) = \frac{1}{8\pi^2 \xi L \cdot \frac{E_s}{N_0}} \quad (10)$$

因此，搜索步长可以设定为

$$\delta = \sqrt{MCRB\left(\frac{\tau}{T_0}\right)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{2\xi L \cdot \frac{E_s}{N_0}}} \quad (11)$$

即时延估计标准差的最小值。

3.3 缩小搜索范围

为了缩小搜索范围，本文采用 2 步估计的方式，先利用前向算法得到时延的粗略估计值 $\hat{\tau}_c$ ，再在以 $\hat{\tau}_c$ 为中心、 ε 为半径的局部进行遍历搜索，从而得到时延的精确估计值 $\hat{\tau}_p$ 。

与步长 δ 同理，搜索半径 ε 的设定应该以前向估计算法的估计性能为参考，因此搜索半径可以设定为

$$\varepsilon = \text{std}\left(\frac{\hat{\tau}_c}{T_0}\right) \quad (12)$$

其中， $\text{std}(\cdot)$ 为标准差。则搜索次数可以表示为

$$N = \left\lceil \frac{2\varepsilon}{\delta} \right\rceil \quad (13)$$

搜索次数由所用前向算法的估计性能与 MCRB 共同决定，一般来说，在实际应用中遍历搜索次数不会超过 10 次，因此，增加的计算量也并非不可接受。

3.4 算法流程

至此，根据图 3 所示的原理，本文算法的流程总结如下。

Step1 利用前向算法对匹配滤波后的接收信号进行时延的粗估计，得到粗略的估计时延 $\hat{\tau}_c$ 。

Step2 根据式(11)和式(12)设定步长 δ 和半径 ε ，根据式(13)计算次数 N ，在 $[\hat{\tau}_c - \varepsilon, \hat{\tau}_c + \varepsilon]$ 范围内遍历不同的时延 $\hat{\tau}_n, n=1, 2, \dots, N$ 。

Step3 对于每个 $\hat{\tau}_n$ ，选择合适的窗函数和 I 值，参考式(8)计算滤波器的抽头系数 $h_l(k)$ ；代入式(5)计算该时延 $\hat{\tau}_n$ 下的采样序列 $\{\tilde{x}_k(\hat{\tau}_n)\}$ ；代入式(2)计算该时延 $\hat{\tau}_n$ 下的似然函数 $L(\hat{\tau}_n, a)$ 。

Step4 遍历搜索所有时延下似然函数的最大值，最终得到时延的精确估计值 $\hat{\tau}_p$ 和最佳采样序列 $\{\tilde{x}_k(\hat{\tau}_p)\}$ 。

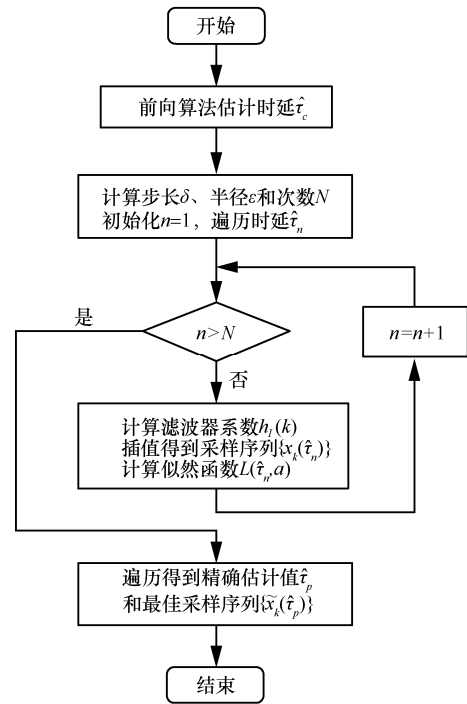


图 3 本文算法原理

4 仿真实验与性能分析

本节将从 3 个方面对本文算法的性能进行验证分析。仿真实验的条件设置为：QPSK 信号，4 倍过采，观测时间为 200 个符号周期，初相为 $\frac{\pi}{4}$ ，成型滤波器采用滚降系数为 0.35 的平方根升余弦脉冲，频偏、相偏均为 0，时延在 $[-0.5, 0.5]$ 内随机选

取，加性高斯白噪声信道，在每个信噪比下进行蒙特卡罗实验 1 000 次，采用汉明窗设计插值滤波器。

4.1 插值计算精度的仿真实验

插值算法的计算精度采用解调所得星座点的方差，描述为

$$\sigma_x^2 = \text{var}(\tilde{x} - x_{th}) \quad (14)$$

其中， \tilde{x} 为通过插值计算得到的实际星座点， x_{th} 为已知符号的理论星座点， $\text{var}(\cdot)$ 为方差。

在时延参数已知的条件下，本节分别利用分段抛物线插值算法 ($I = 4$)、本文插值算法 (I 值分别设为 4 和 8) 计算得到实际的星座点，图 4 给出了上述 3 种插值算法的方差 σ_x^2 与信噪比的关系。

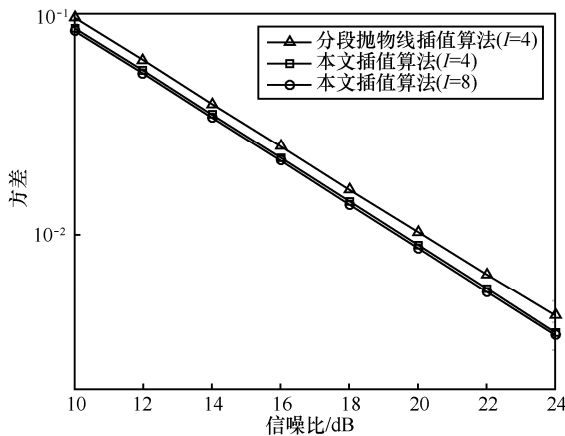


图 4 3 种插值算法的方差与信噪比的关系

由图 4 可以看出，在相同的条件下，分段抛物线插值算法的方差较大，本文插值算法的方差普遍较小，这是因为本文插值算法优化了插值滤波器的设计，使其阻带最小衰减显著降低，减弱了插值造成的镜像混叠，提高了计算精度。此外，本文插值算法随着 I 值的增大，方差逐渐减小，这是因为 I 值的增大可以提供更多邻近采样点的信息，提高了计算精度。考虑到增大 I 后，方差减小并不明显，且会造成计算量的倍增，在实际应用中我们建议设定 $I = 4$ 。

4.2 时延估计精度的仿真实验

与插值类似，时延的估计精度采用方差 σ_τ^2 描述。本节分别利用经典 Oerder&Meyr (后文简记为 O&M) 算法^[14]、本文时延估计算法 (插值部分分别采用分段抛物线插值算法和本文插值算法) 进行时延估计，图 5 给出了上述 3 种时延估计算法的方差 σ_τ^2 与信噪比的关系。

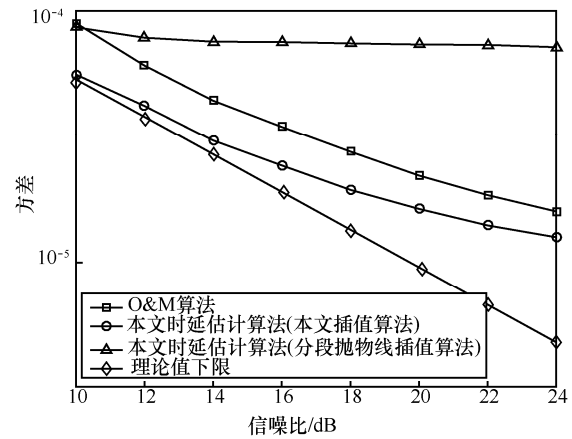


图 5 3 种时延估计算法的方差与信噪比的关系

由图 5 可以看出，采用本文插值算法的时延估计算法的方差明显优于经典的 O&M 算法，这是因为 O&M 算法是对时延参数的盲估计，而本文时延估计算法利用了已知的发送符号，充足的先验信息可以提高估计的精度。此外，采用分段抛物线插值的本文时延估计算法明显失效，随着 $\frac{E_s}{N_0}$ 的增加，

估计方差几乎保持不变，这是因为分段抛物线插值的精度较低，在搜索似然函数最大值时出现明显偏差，不足以满足数据辅助的估计方式对插值算法精度的要求，这也再次验证了本文插值算法的计算精度明显优于分段抛物线插值算法。

4.3 辐射源识别的仿真实验

4.3.1 仿真信号

为了使实验易于理解且更具可重复性，本节采用文献[7]中的 I/Q 不平衡模型产生仿真信号。根据上述模型，携带 I/Q 不平衡畸变的基带复信号可以表示为

$$z(t) = (z_I(t) + I_0) + j(1 + \varepsilon)(z_Q(t) + Q_0)e^{j\varphi} \quad (15)$$

其中， $z_I(t)$ 和 $z_Q(t)$ 分别为 I/Q 两路的基带波形，增益失配 ε 为 I/Q 两路上元器件的增益差异，正交误差 φ 为本振产生的 I/Q 两路载波并未严格正交，直流分量 I_0 和 Q_0 为 I/Q 两路上混频器产生的载波泄露。对于理想信号 $z_{th}(t) = z_I(t) + jz_Q(t)$ ，上述 4 个畸变参数均为 0。

实验首先根据式(15)仿真产生 5 个不同的辐射源，其畸变参数设定如表 1 所示。在每个信噪比下，每个辐射源包含 1 000 个信号样本，其中，500 个用于训练，500 个用于测试。采用文献[5,7]中的方法提

取细微特征：文献[5]方法的特征向量由相位错误、幅度错误、错误矢量幅度和原点偏置等组成；文献[7]的特征向量由上述 4 个畸变参数的估计值组成。在特征提取完成之后，采用基于径向基（RBF, radial basis function）核函数的支持向量机（SVM, support vector machine）进行分类识别，分类器使用默认参数。

表 1 5 个辐射源的畸变参数

参数	1	2	3	4	5
ε	0.003 1	0.013 9	0.025 0	0.035 8	0.048 5
φ	0.000 2	0.020 6	0.042 4	0.064 6	0.086 4
I_0	0.000 3	0.012 8	0.025 0	0.028 2	0.042 4
Q_0	0.000 2	0.012 7	0.025 3	0.027 9	0.041 1

在接收信号的预处理环节，本节分别对常规符号同步算法（O&M 算法估计时延、分段抛物线插值计算最佳采样序列）和本文符号同步算法进行对比，在得到实际的星座点之后，进行特征提取和分类识别。图 6 给出了上述 2 种符号同步算法的识别率对比。

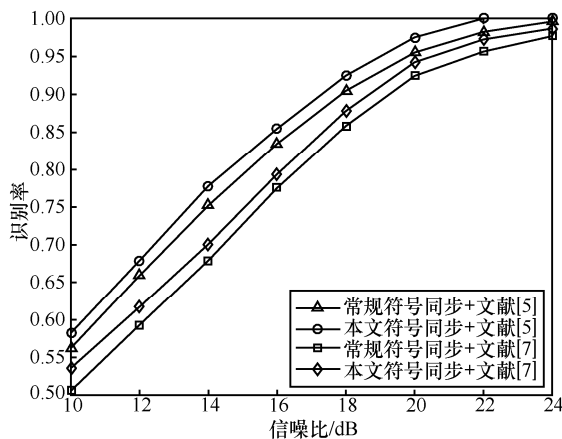


图 6 2 种符号同步算法的识别率对比

由图 6 可以看出，尽管分别采用了文献[5]和文献[7]的方法提取细微特征，但在相同条件下，与常规符号同步算法相比，本文符号同步算法均能够带来约 2%~3%识别率的提高，这是因为本文算法在时延估计精度和插值计算精度这 2 个方面均做出了针对性的改进，较好地解决了现有方法遇到的问题，得到的实际星座点能够更好地保持辐射源固有的个体差异，从而提高了个体的识别率。值得注意的是，虽然实验中采用的是文献[5]和文献[7]的特征提取方法，但本文所提的高精度符号同步算法通用

于任何以信号解调为基础的特征提取算法。

4.3.2 实际信号

为了测试本文算法的实际效果，本节对接收采集的实际信号进行实验。实际信号包含 3 个不同的辐射源，其调制方式均为 QPSK，估计得到的信噪比 $\frac{E_s}{N_0}$ 分别为 20.0 dB、19.1 dB 和 15.6 dB。对接收

信号进行不重叠的截取，截取 500 个符号作为一个样本，每个辐射源共截取 300 个样本，其中，150 个用于训练，150 个用于测试。

由于样本的频偏波动较大，为了避免其对特征提取算法的干扰，在实验过程中，先对每个样本估计并去除频偏。采用文献[5]的 PARADIS 提取细微特征，并利用 RBF-SVM 进行分类识别。在预处理环节，分别利用常规符号同步算法和本文符号同步算法进行对比。表 2 和表 3 分别给出了 2 种符号同步算法的识别结果。为了方便观察，图 7 给出了分别采用上述 2 种符号同步算法得到的部分特征的分布图，这里仅选取了相位错误、原点在 I 轴和 Q 轴上的偏置这三维特征。

表 2 常规符号同步算法的识别结果

类别	识别为该类别的数目			正确率	识别率
	1	2	3		
1	137	13	0	91.3%	94.4%
2	12	138	0	92.0%	
3	0	0	150	100.0%	

表 3 本文符号同步算法的识别结果

类别	识别为该类别的数目			正确率	识别率
	1	2	3		
1	144	6	0	96.0%	96.9%
2	8	142	0	94.7%	
3	0	0	150	100.0%	

由图 7 可以看出，与常规符号同步算法相比，由本文算法得到的部分特征的分布呈现出了更明显的类内聚、类间散的特点，取得了更好的识别结果。这是因为本文算法提高了符号同步的处理精度，减弱了人为引入的处理误差，更好地保持了辐射源的个体特征。表 2 和表 3 的识别结果证明本文算法具有较好的实际效果。

5 结束语

本文针对现有符号同步方法直接应用于 SEI 预

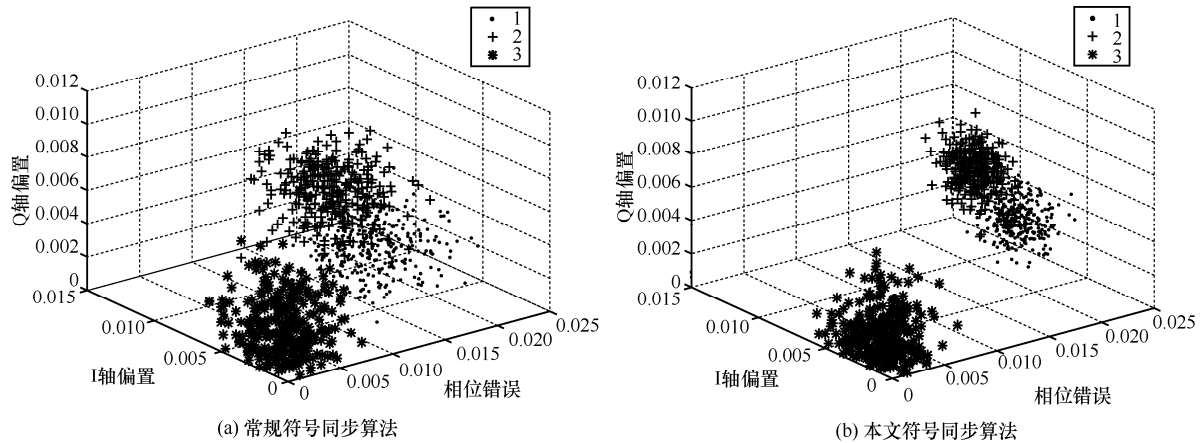


图 7 部分特征分布

处理环节面临的问题，分别通过优化插值滤波器的设计和采用数据辅助的方式，提高了插值计算和时延估计的精度，更适用于提取辐射源的细微特征。仿真结果表明，在相同条件下，本文算法能够带来约 2%~3%识别率的提高。

虽然本文只涉及解调过程的符号同步环节，但是载频、符号速率等参数的估计以及载波同步等环节同样需要引起重视，SEI 的预处理流程有待规范统一。

参考文献:

[1] 蔡忠伟, 李建东. 基于双谱的通信辐射源个体识别[J]. 通信学报, 2007, 28(2): 75-79.
CAI Z W, LI J D. Study of transmitter individual identification based on bispectra[J]. Journal on Communications, 2007, 28(2): 75-79.

[2] 韩洁, 张涛, 王欢欢, 等. 基于 3D-Hibert 能量谱和多尺度分形特征的通信辐射源个体识别[J]. 通信学报, 2017, 38(4): 99-109.
HAN J, ZHANG T, WANG H H, et al. Communication emitter individual identification based on 3D-Hibert energy spectrum and multi-scale fractal features[J]. Journal on Communications, 2017, 38(4): 99-109.

[3] BERTONCINI C, RUDD K, NOUSAIN B, et al. Wavelet fingerprinting of radio-frequency identification (RFID) tags[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4843-4850.

[4] ZHANG J, WANG F, DOBRE O A, et al. Specific emitter identification via Hilbert-Huang transform in Single-Hop and relaying scenarios[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2016, 11(6): 1192-1205.

[5] BRIK V, BANERJEE S, GRUTESER M, et al. Wireless device identification with radiometric signatures[C]// ACM International Conference on Mobile Computing and Networking. 2008: 116-127.

[6] HUANG Y L, ZHENG H. Radio frequency fingerprinting based on the constellation errors[C]// Communications. 2012:900-905.

[7] 王大海. 卫星通信辐射源细微特征提取技术研究[D]. 郑州: 解放军信息工程大学, 2015.
WANG D H. Research on the extraction technology of satellite communication transmitter fine features[D]. Zhengzhou: PLA Information Engineering University, 2015.

[8] 黄渊凌, 郑辉. 一种基于相噪特性的辐射源指纹特征提取方法[J]. 计算机仿真, 2013, 30(9): 182-185.
HUANG Y L, ZHENG H. Emitter fingerprint feature extraction based

on characteristics of phase noise[J]. Journal of Computer Simulation, 2013, 30(9): 182-185.

[9] ERUP L, GARDNER F M, HARRIS R A. Interpolation in digital modems II Implementation and performance[J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(6): 998-1008.

[10] GOETHALS K, MOENECLAEY M. PSK symbol synchronization performance of ML-oriented data-aided algorithms for nonselective fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 43(234): 767-772.

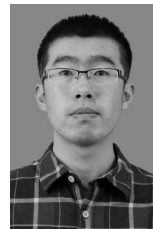
[11] GARDNER F M. Interpolation in digital modems I Fundamentals[J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(3): 501-507.

[12] 李天昀, 许漫坤, 葛临东. 取邻抽取任意倍数采样率变换算法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(2): 254-258.
LI T Y, XU M K, GE L D. Conversion algorithm between arbitrary sampling rate based on neighbor decimation[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2012, 27(2): 254-258.

[13] D'ANDREA A N, MENGALI U, REGGIANNINI R. The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234): 1391-1399.

[14] OERDER M, MEYR H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5): 605-612.

[作者简介]



潘一苇 (1990-), 男, 山东青岛人, 信息工程大学博士生, 主要研究方向为通信信号处理、特定辐射源识别等。

彭华 (1973-), 男, 江西萍乡人, 信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为软件无线电和通信信号处理。

李天昀 (1979-), 男, 江西萍乡人, 信息工程大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等。

王文雅 (1991-), 女, 湖北天门人, 信息工程大学硕士生, 主要研究方向为通信信号处理。