

基于顺序统计的窄带通信辐射源指纹特征抽取方法

唐智灵^{*①②} 杨小牛^③ 李建东^①

^①(西安电子科技大学通信工程学院 西安 710071)

^②(桂林电子科技大学电子工程与自动化学院 桂林 541004)

^③(通信系统信息控制技术国家重点实验室 嘉兴 314001)

摘 要: 该文提出将窄带射频功率放大器的静态非线性特性作为窄带无线通信设备的“指纹”特征。为了在未知放大器输入的前提下提取特征量, 首先建立静态非线性的 Hammerstein 模型, 然后分白化采样信号和估计泰勒级数的系数两个步骤提取特征。应用顺序统计的方法将白化信号转换为单调递增序列, 通过最小二乘法对顺序统计结果做线性回归, 得到泰勒级数的系数并作为个体特征量。通过数值仿真的方法提取了 4 种射频功率放大器模型的指纹特征, 结果表明该文所提出的算法能够在特征空间中有效地识别不同的窄带射频功放。

关键词: 窄带通信; 指纹识别; 顺序统计; 非线性

中图分类号: TN76

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)05-1224-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01058

A Novel Method Based on Order Statistics for Extracting Fingerprint of Narrow Band Emitter

Tang Zhi-ling^{①②} Yang Xiao-niu^③ Li Jian-dong^①

^①(School of Communication Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

^③(National Key Lab of Information Control Technology for Communications System, Jiaxing 314001, China)

Abstract: The static nonlinear feature of narrow band Radio Frequency Power Amplifier (RF PA) is made as the fingerprint of wireless communication emitter. RF PA with unknown input can be looked as a static nonlinear Hammerstein model. The process of feature extraction from this model is split into two steps. The first step is signal samples whitening and the second is the estimation of Taylor series' coefficients. The order statistics of the whitening signal samples is monotone. Then the features are estimated through linear regression using least square method. Comparing feature vectors of 4 RF power amplifiers results in that the proposed algorithm is effectively to identification different type of RF power amplifiers.

Key words: Narrow band communications; Recognition of fingerprint; Order statistics; Nonlinear

1 引言

识别特定发射器特征是电台个体特征识别的一种重要方式, 相继提出了很多特征提取算法^[1-6]。然而这些算法都是从电台开机时的暂态信号中提取“指纹”特征, 在非合作通信环境下有很多应用局限, 因此需要寻找能够提取稳态信号“指纹”特征的方法。射频功率放大器是影响射频信号的一个主要器件, 会造成信号失真和产生新的频率成分。因为射频功放的效率越高, 其非线性度也越高。此外,

射频功放存在记忆效应。严格地说, 只有不包含电荷或磁通量存储器件(例如电阻与电容)的电路才是非记忆的。但是对于窄带信号, 记忆长度接近于载波周期, 可以近似认为射频功率放大器是无记忆的非线性器件, 即器件的行为模型是静态非线性的; 而对于宽带信号, 功率放大器可用非线性有记忆模型表示, 即器件是动态非线性的, 对信号的影响比静态非线性模型更为复杂^[7]。在本文中, 只讨论非线性静态模型。

在建立射频功放的行为模型基础上, 本文提出将静态非线性模型的参数作为通信电台“指纹”特征的新方法, 通过 AR 模型辨识、数据顺序统计以及基于最小二乘法做线性回归来提取静态非线性模型参数, 从而达到分辨识别不同窄带射频功率放大器个体的目的。

2010-09-29 收到, 2011-02-14 改回

国家杰出青年科学基金(60725105), 国家 973 计划项目(2009CB320404), 国家 863 计划项目(2007AA01Z217)和国家自然科学基金(60572146)资助课题

*通信作者: 唐智灵 tzl888@guet.edu.cn

2 特征抽取模型

在通信信号传递过程中，因为射频功放是非线性的，所以接收信号除有调制方式、调制信号的差异外，还有因功放的影响而产生的差异。那么对射频信号个体识别特征而言，功放模型的特征估计就是对特定信道的非线性特征矢量估计。two-box 建模法被用于建立功率放大器的模型，例如 Hammerstein 模型^[8]以及 Weiner 模型^[9]。图 1 是窄带信道的 Hammerstein 模型，包括一个静态非线性系统 $T(x)$ 与一个线性子系统。

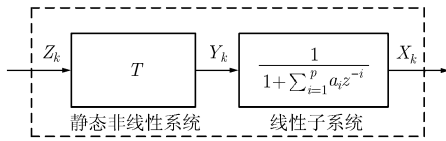


图 1 调制信道 Hammerstein 模型

静态非线性传递函数 $T(x)$ 可以用 Taylor 级数表示，由于级数的偶次项容易被滤波器滤除，那么只需考虑奇次项级数：

$$T(x) = \alpha_1 x + \alpha_3 x^3 + \alpha_5 x^5 + \dots = \sum_{n=0}^N \alpha_{2n+1} x^{2n+1} \quad (1)$$

由式(1)可知射频信号通过功率放大器以后，将产生非线性失真。

非线性模型的辨识是 Hammerstein 模型辨识的一部分，但现有辨识方法需要在已知输入信号、输出信号条件下，分别对模型的非线性部分与线性部分的参数进行估计。尽管在非合作通信条件下，图 1 中的 Z_k 、 Y_k 是不可知的，但射频功放的特性为参数的辨识提供了可能。

(1)可以通过测量系统输出信号，用观测信号完成对线性 ARMA(Auto-Regressive and Moving Average Model, 自回归-滑动平均模型)参数的盲辨识^[10,11]；

(2)静态非线性系统的输入与输出关系函数可以展开为有限阶数的 Taylor 级数，且级数所表示的函数是单调递增的。

利用高阶累积量估计含噪信号的 ARMA 参数能比采用二阶累积量估计获得更好的结果。在信号识别时，输出信号的采样被划分为 n 个时间长度为 t 的信号帧，每一帧中的采样信号表示为 $X_1^i, X_2^i, \dots, X_t^i, (i = 1, 2, \dots, n)$ ，输出信号可看作 n 帧独立的、具有相同功率谱密度 $f(\omega)$ ，方差为 σ_i 的输入信号 $Z_1^i, Z_2^i, \dots, Z_t^i (i = 1, 2, \dots, n)$ 的响应。

3 参数的辨识算法

非合作通信条件下的模型参数估计可分成两步。首先根据测量值 X_k 估计线性系统的参数。如果

线性系统是一时不变系统，则可用白噪声激励线性时不变系统来产生平稳随机过程，而任一有理式的功率谱密度都可以用一个 ARMA 随机过程的功率谱密度精确逼近。然后根据白化输出信号的边沿概率分布估计非线性系统的参数。假设非线性系统的最高阶数为 r ，式(1)变为 $\sum_{j=1}^r \alpha_j x^j (j \text{ 为奇数})$ 。

3.1 AR(Auto-Regressive)模型参数的辨识

ARMA 模型的差分方程表示为

$$x(n) + \sum_{i=1}^p a_i x(n-i) = e(n) + \sum_{j=1}^q b_j e(n-j) \quad (2)$$

其中 $e(n)$ 是一个离散白噪声， $\{x(n)\}$ 称为 ARMA 过程。根据 Wold 分解定理，任何一个为有限方差的 ARMA 过程或 MA 过程都可以表示成唯一的、阶数有可能无穷大的 AR 过程。AR 模型只涉及 AR 的阶数和参数的确定，因此工程上常用 AR 模型做近似 ARMA 模型，那么式(2)变为

$$x(n) + \sum_{i=1}^p a_i x(n-i) = e(n) \quad (3)$$

则系统的传递函数为

$$H(z) = 1 / \sum_{i=0}^p a_i z^{-i}, a_0 = 1 \quad (4)$$

在文献[9]中，已证明 AR 系统的脉冲响应可以表示为任何阶的累积量切片的组合。由式(3)，可以导出 AR 模型与累积量的关系为

$$\sum_{i=0}^p a_i h(n-i) = \delta(n) \quad (5)$$

令 $C_{m,x}(i_1, i_2, \dots, i_{m-1})$ 表示采样信号 $x(n)$ 的 m 阶累积量，累积量切片的线性组合可以表示为

$$\begin{aligned} C_\omega(i) &= \omega_2 C_{2,x}(i) + \sum_{i_2=-M}^N \omega_3(i_2) C_{3,x}(i, i_2) \\ &+ \sum_{i_2=-M}^N \sum_{i_3=-M}^N \omega_4(i_3) C_{4,x}(i, i_2, i_3) + \dots \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} h(n+i) g(n) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $g(n) = \omega_2 \gamma_2 h(n) + \sum_{i_2=-M}^N \omega_3(i_2) h(n, i_2) + \sum_{i_2=-M}^N \sum_{i_3=-M}^N \omega_4(i_3) h(n, i_2, i_3) + \dots$ 。考虑矢量 C_ω ：

$$C_\omega = \begin{bmatrix} C_{2,x}(-p) & C_{3,x}(-p, j) & \dots & C_{4,x}(-p, j, k) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ C_{2,x}(0) & C_{3,x}(j) & \dots & C_{4,x}(0, j, k) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ C_{2,x}(p) & C_{3,x}(p, j) & \dots & C_{4,x}(p, j, k) & \dots \end{bmatrix} = S w \quad (7)$$

式中 j, k 从 $-M$ 变化到 N , \mathbf{w} 是权重矢量。根据式(6), 式(7)可以写为

$$\mathbf{C}_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & h(0) & h(1) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & h(0) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h(0) & h(1) & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h(p) & h(p+1) & \dots & h(2p) & h(2p+1) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g(0) \\ g(1) \\ \vdots \\ g(p) \\ \vdots \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{g} \quad (8)$$

式(8)中的矩阵 \mathbf{H} 的秩为 $p+1$, 式(7)中矩阵 \mathbf{S} 的秩 $\leq p+1$ 。通过计算矩阵 \mathbf{H} 的秩即可得到 AR 模型的阶数。

3.2 非线性模型的参数识别

射频功放的输出特性是由非线性模型的多项式系数 α_j 所决定的, 通常确定系数需要已知输入信号、输出信号。由于构建 AR 模型的过程中, 已假设驱动信号是白噪声, 那么根据获得的 AR 参数, 可得到白化输出信号 $\hat{Y}(t) = x(t) + \sum_{i=1}^p a_i x(t-i)$ 。

以下讨论在未知模型输入信号 $Z(t)$ 的条件下, 通过 $\hat{Y}(t)$ 估计非线性模型的参数的方法。

首先对 $\hat{Y}(t)$ 做顺序统计, 即对 s 个估计值做非递减排列:

$$\hat{Y}_{1:s} \leq \hat{Y}_{2:s} \leq \dots \leq \hat{Y}_{s:s} \quad (9)$$

推论 式(9)中, $\hat{Y}_{1:s}$ 表示最小值, $\hat{Y}_{s:s}$ 表示最大值。假设非线性系统的输入信号 Z 一共有 s 个采样 $\{Z_1, Z_2, \dots, Z_s\}$, 其顺序统计为 $\{Z_{1:s}, Z_{2:s}, \dots, Z_{s:s}\}$, 顺序统计 $Z_{k:n}$ 服从渐近正态分布。

$$Z_{k:s} \sim N(g_z(\theta), (g'_z(\theta))^2 \theta(1-\theta)/s) \quad (10)$$

其中 $g_z(\theta)$ 与 $g'_z(\theta)$ 分别是分位数函数 θ 的函数与导数, 与 $Z_{k:s}$ 的概率分布函数的关系式为 $F_{Z_{k:s}}(g_{k:s}) = \theta$, 即 $g_z(\theta)$ 是高斯函数的逆函数, 而 $\theta = k/s \in [0, 1], (s \rightarrow \infty)$ 。

证明 假设 X 服从高斯分布, 由中心极限定理^[10]可知 X 的顺序分布 $X_{k:s}$ 服从渐近正态分布: $(X_{k:s} - \theta) \sim N(0, \theta(1-\theta)/s)$ 。令 $Z = g(X)$ 是高斯函数的逆, $\sigma_i^2 = \theta(1-\theta)/s$, 而 Z 的泰勒级数展开 $Z = g(\theta) + O_\theta(1)$, 且 $\sigma_s^{-1}[g(X_{k:s}) - g(\theta)] = \sigma_s^{-1}g'(\theta)[X_{k:s} - \theta] + O_\theta(1)$, 因此得证 $Z_{k:s} = g(X_{k:s}) \sim N(g_z(\theta), (g'_z(\theta))^2 \theta(1-\theta)/s)$ 。

同理, 因为非线性系统的输出 $Y = T(Z)$, 所以 Y 的顺序统计 $Y_{k:s}$ 服从渐近正态分布。

$$Y_{k:s} \sim N(T(g_z(\theta)), [T'(g_z(\theta))(g'_z(\theta))^2 \theta(1-\theta)/s]) \quad (11)$$

式(11)说明 $Y_{k:s}$ 的均值为 $T(g_z(\theta))$, 即 $g_z(\theta)$ 的非线性组合。估计非线性系统的参数是一个线性回归的求

解问题, 即估计式(1)中的多项式系数 α_r (r 为奇数)。由式(1)可得到非线性系统的输出按顺序统计排列的矩阵表达式。

$$\mathbf{T}(g_z(\theta)) = \mathbf{G}(\theta)\boldsymbol{\alpha}^T = \begin{bmatrix} g_1 & g_1^3 & \dots & g_1^r \\ g_2 & g_2^3 & \dots & g_2^r \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_t & g_t^3 & \dots & g_t^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1' \\ \alpha_3' \\ \vdots \\ \alpha_r' \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(12)中, 矩阵由逆高斯函数的幂构成, 其中 $g_i = g(i/s)$ 。由于传输距离的变化引起的功率衰减量是变化的, 在式(14)当中引入比例因子 σ 表示信号衰减量, 则式(12)变为

$$\mathbf{T}(g_z(\theta)) = \mathbf{G}(\theta)\boldsymbol{\alpha}^T = \begin{bmatrix} g_1 & g_1^3 & \dots & g_1^r \\ g_2 & g_2^3 & \dots & g_2^r \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_t & g_t^3 & \dots & g_t^r \end{bmatrix} \text{diag} \begin{bmatrix} \sigma \\ \sigma^3 \\ \vdots \\ \sigma^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_3 \\ \vdots \\ \alpha_r \end{bmatrix} = \mathbf{G}_i(\theta)\mathbf{D}_i(\sigma)\boldsymbol{\alpha}^T \quad (13)$$

$\text{diag}[\cdot]$ 表示对角阵, 比例因子通过下式计算获得。

$$\sigma = \left[(1/s) \sum_{k=1}^s (\hat{y}_k)^2 \right]^{1/2} \quad (14)$$

因此, 为了确定非线性系统的系数 α , 最小二乘估计法确定这样的准则: 使误差向量

$$\mathbf{E}_d(\alpha) = \hat{\mathbf{Y}}_i - \mathbf{G}_i(\theta)\mathbf{D}_i(\sigma)\boldsymbol{\alpha}^T \quad (15)$$

的平方和为最小, 其中 $\hat{\mathbf{Y}}_i$ 是第 i 次顺序统计的结果。为了提高算法的鲁棒性, 对 n 个信号帧的数据的总体进行估计, 误差函数为

$$J = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n e_i^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left\| (\mathbf{G}_i \mathbf{D}_i \hat{\boldsymbol{\alpha}} - \hat{\mathbf{Y}}_i)^T (\mathbf{G}_i \mathbf{D}_i \hat{\boldsymbol{\alpha}} - \hat{\mathbf{Y}}_i) \right\|^2 \quad (16)$$

由式(11)可知, 误差向量的各分量具有相同的方差且互不相关, 因此最小二乘估计是最优的。由式(17)获得的最小二乘估计为

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{ls} = \left(\sum_{i=1}^n (\mathbf{G}_i \mathbf{D}_i)^T \mathbf{G}_i \mathbf{D}_i \right)^{-1} \left(\sum_{i=1}^n (\mathbf{G}_i \mathbf{D}_i)^T \hat{\mathbf{Y}}_i \right) \quad (17)$$

由于不可能知道估计信号的被衰减量, 所以所求得的系数只能是真实系数的按比例缩小。但是, 各系数之间的比例关系是相对稳定的, 因此射频功率放大的特征可以由参数的比例关系构成一个矢量:

$$\left[\frac{\hat{\alpha}_3}{\hat{\alpha}_1}, \frac{\hat{\alpha}_5}{\hat{\alpha}_1}, \dots, \frac{\hat{\alpha}_r}{\hat{\alpha}_1} \right] \quad (18)$$

4 算法的验证

算法验证使用基于实测数据建立的功率放大器行为模型, 这些行为模型分别描述不同类型的功放: (1)工作频率为 835 MHz、增益为 23.4 dB 的 CDMA

GaAs MESFET 功率放大器^[12]；(2)LDMOS 功率放大器^[13]；(3)工作频率为 900 MHz、功率为 40 W 的 A 类功率放大器^[14]；(4)工作频率为 900 MHz、功率 150 W 的 C 类功率放大器^[15]。为了便于对比分析，4 种功率放大器的输入均为 16-PSK 信号，将放大器输出信号的离散采样作为处理数据。

4.1 AR 模型的估计

根据 3.1 节中的方法，计算式(8)中的矩阵 H 的奇异值 $SV(n)$ 。当累积量估计较好时，准确的 AR 阶数所对应的奇异值是非零的。图 2 为对信号的 AR 模型阶数的估计结果，采用了多个数据样本进行计算，大部分数据样本的 AR 模型阶数为 2。

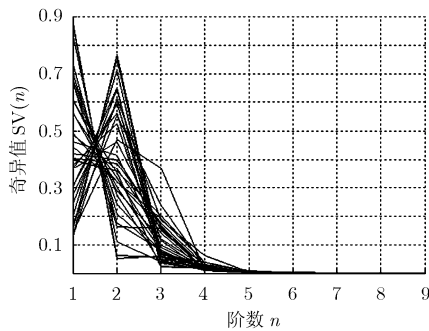


图 2 AR 模型的阶数确定

在确定 AR 阶数以后，对 4 种功放的 AR 模型参数的估计结果如表 1，其中 a_0 ， a_1 ， a_2 分别表示 AR 模型中 0，1，2 阶系数。

表 1 AR 模型的参数估计

| 功放类型 | a_0 | a_1 | a_2 |
|------|-------|---------|--------|
| (1) | 1 | -1.9118 | 0.9572 |
| (2) | 1 | -1.907 | 0.9944 |
| (3) | 1 | -1.9048 | 0.9484 |
| (4) | 1 | -1.8049 | 0.8707 |

4.2 特征参数的估计

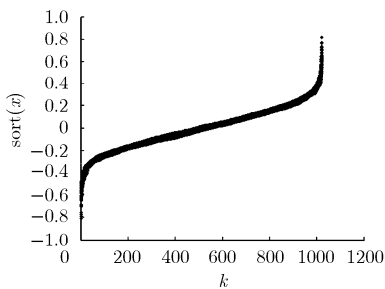
将采样信号以每 1000 个采样点组成 1 个信号帧 x ，基于 AR 模型参数做白化处理以及顺序统计。图 3(a) 是对功放类型(1)的模型仿真数据的顺序统计结果，横坐标表示顺序统计结果的第 k 个点，纵坐标 $sort(x)$ 是对信号帧 x 做顺序统计值；图 3(b) 是用于对图 3(a) 的顺序统计结果做线性回归的逆高斯分布函数的曲线。

将顺序统计结果代入式(17)计算得到射频功率放大器的特征系数，再根据式(18)计算可得到特征矢量。通过表 2 列出的 4 种功放的多个数据样本处理后获得的特征矢量平均值，可见 4 个特征矢量有明显的差异。在图 4 所示功放类型(1)、功放类型(2)的特征空间中，可见各功率放大器在特征空间中具有特定的分布区域，同样功放类型(3)、功放类型(4)在特征空间的位置也具有同样的性质。因此证明通过估计窄带射频功率放大器的静态非线性模型的多项式系数，识别不同放大器的个体特征这种算法是有效的。

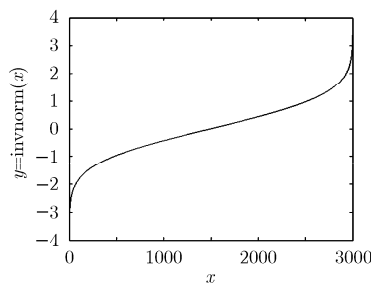
表 2 射频功放特征矢量的比较(信噪比=30 dB)

| 功放类型 | $\hat{\alpha}_3 / \hat{\alpha}_1$ | $\hat{\alpha}_5 / \hat{\alpha}_1$ | $\hat{\alpha}_7 / \hat{\alpha}_1$ | $\hat{\alpha}_9 / \hat{\alpha}_1$ |
|------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| (1) | -3.056 | 21.9967 | -73.041 | 89.510 |
| (2) | -2.973 | 21.164 | -63.629 | 67.702 |
| (3) | -40.462 | 2.85×10^3 | 1.66×10^4 | -1.65×10^3 |
| (4) | -42.348 | 3.24×10^3 | 3.873×10^5 | -1.15×10^4 |

射频信号在传输过程中不可避免的会叠加噪声。图 5 是不同信噪比条件下，使用算法提取功放类型(1)的特征矢量。信噪比设置为 5 dB，10 dB，15 dB，20 dB，30 dB，特征系数分别由横坐标的 1、2、3、4 表示，分别比较 $\hat{\alpha}_3 / \hat{\alpha}_1$ 、 $\hat{\alpha}_5 / \hat{\alpha}_1$ 、 $\hat{\alpha}_7 / \hat{\alpha}_1$ 、 $\hat{\alpha}_9 / \hat{\alpha}_1$ 4 个矢量元素的变化情况。由图 5 可知，当信噪比低于 10 dB 时，信号在特征空间的位置将出



(a) 功率放大器的顺序统计曲线



(b) 逆高斯分布函数曲线

图 3 功放类型(1)模型仿真数据的顺序统计结果

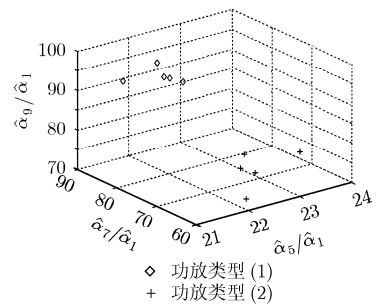


图 4 射频功率放大器个体特征的空间分布

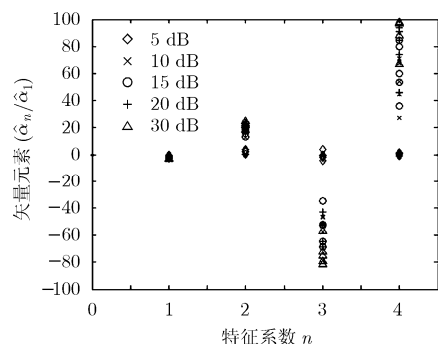


图5 不同信噪比条件下的特征矢量

现较大的偏移；当信噪比处于 15 dB 与 20 dB 之间时，高次项的系数波动比较大；而信噪比大于 20 dB 时所有的系数都比较稳定。

5 结论

本文基于功率放大器的非线性输入-输出特性隐含在被放大的信号中，利于设备个体识别这一前提，提出了采用射频功放的非线性作为电台的指纹特征的思想。为解决未知功率放大器输入、难以从接收信号中提取功放特征的问题，提出利用窄带功率放大器的输入-输出关系是单调函数的特点，将接收信号做白化处理以及顺序统计，通过最小二乘法对顺序统计结果做线性回归，估计出特征参数作为“指纹”特征。算法的验证结果表明，在特征空间中可以正确区分不同的窄带功率放大器。

参考文献

- [1] 张旻, 王若冰, 钟子发. 通信电台个体识别中的载波稳定度特征提取技术研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(10): 2529-2532. Zhang Min, Wang Ruo-bing, and Zhong Zi-fa. Study on the techniques on extracting carrier frequency stability of individual communication transmitter identification[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(10): 2529-2532.
- [2] Shieh Ching-sung and Lin Chin-teng. A vector neural network for emitter identification[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2002, 50(8): 1120-1127.
- [3] Carroll T L. A nonlinear dynamics method for signal identification[J]. *Chaos*, 2007, 17(2): 023109.
- [4] 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 Zhong-wei and Li Jian-dong. Study of transmitter individual identification based on bispectra[J]. *Journal of Communications*, 2007, 28(2): 75-79.
- [5] 陆满君, 詹毅, 司锡才, 杨小牛. 通信辐射源瞬态特征提取和个体识别方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(4):

736-740.

- Lu Man-jun, Zhan Yi, Si Xi-cai, and Yang Xiao-niu. Extraction of the transient characteristics of the communication radiating source and individual identification[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(4): 736-740.
 - [6] 张旻, 钟子发, 王若冰. 通信电台个体识别技术研究[J]. 电子学报, 2009, 37(10): 2125-2129, 2153. Zhang Min, Zhong Zi-fa, and Wang Ruo-bing. Research on the technique of individual communication transmitter identification[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(10): 2125-2129, 2153.
 - [7] Schreurs D, Odroma M, Goacher A A, and Gadringer M. RF Power Amplifier Behavioral Modeling[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009: 136-140.
 - [8] Rugh W J. Nonlinear System Theory, the Volterra/Wiener Approach[M]. Baltimore: Johns Hopkins University Press, 1981: 25-42.
 - [9] Pearson R K. Selecting nonlinear model structures for computer control[J]. *Journal of Process Control*, 2003, 13(1): 1-26.
 - [10] Vidal J and Fonollosa J A R. Causal AR modeling using a linear combination of cumulants slices[J]. *Signal Processing*, 1994, 36(3): 329-340.
 - [11] Vidal J and Fonollosa J A R. Adaptive blind system identification using weighted cumulant slices[J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 1996, 10(2): 213-237.
 - [12] Gard K G, Larson L E, and Steer M B. The impact of RF front-end characteristics on the spectral regrowth of communications signals[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(6): 2179-2186.
 - [13] Cripps S C. Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design[M]. Boston: Artech House Press, 2000: 93-94.
 - [14] Brockwell P J and Davis R A. Time Series: Theory and Methods[M]. New York: Springer-Verlag Press, 1987: 203-204.
 - [15] Kenington P B. High-Linearity RF Amplifier Design[M]. Boston: Artech House Press, 2000: 76-77.
- 唐智灵: 男, 1975年生, 讲师, 博士生, 研究方向为通信对抗技术和通信信号的处理与识别。
- 杨小牛: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为软件无线电中的关键技术、通信对抗技术、通信信号的处理与识别技术。
- 李建东: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信、Ad hoc 自组网、认知无线电、通信信号处理技术。