

一种低信噪比下的高精度射频指纹变换方法

江立伟¹ 袁红林¹ 严燕² 包志华¹

(1. 南通大学电子信息学院, 南通, 226019; 2. 南通大学计算机科学与技术学院, 南通, 226019)

摘要: 针对低信噪比时无线发射机的射频指纹识别问题, 提出了一种基于功率放大器非线性系数的射频指纹变换方法。基于功放非线性与无线信道模型, 以及通信帧的先验知识, 利用卡尔曼滤波方法估计功放模型的非线性系数, 并将系数矢量作为射频指纹, 用于相应发射机的硬件识别。理论分析与数值仿真表明: 新的射频指纹变换方法, 在低信噪比时仍具有高精度的优点。提出的射频指纹变换方法可应用于无线或有线通信个体的物理层融合识别等。

关键词: 功放非线性; 卡尔曼滤波; 射频指纹; 低信噪比

中图分类号: TN918.91 **文献标志码:** A

High-Accuracy Radio Frequency Fingerprint Transform Method in Low SNR Environment

Jiang Liwei¹, Yuan Honglin¹, Yan Yan², Bao Zhihua¹

(1. School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong, 226019, China; 2. School of Computer Science and Technology, Nantong University, Nantong, 226019, China)

Abstract: Aiming at the radio frequency(RF) fingerprint identification of the wireless transmitter in low SNR condition, a novel RF fingerprint transform method based on nonlinear parameters in power amplifier for wireless transmitters is proposed. Based on nonlinear power amplifier models and wireless channel, Kalman filter is applied to estimate the nonlinear coefficients of the model of amplifier with the prior knowledge of communication frames, and the coefficient vectors are used as RF fingerprints for the identification of the according transmitters hardware. Theoretical analysis and numerical simulations demonstrate that the novel RF fingerprint transform method has the advantage in high accuracy at low signal-to-noise ratio(SNR). The proposed RF fingerprint transform method can be used in the physical-layer fusion identification of wireless or wire communication individuals.

Key words: power amplifier nonlinearity; Kalman filter; radio frequency fingerprint; low SNR

引 言

基于射频指纹的无线发射机识别是一种非密码认证技术^[1]。射频指纹是一种体现在外部信号上的无线发射机硬件信息, 是无线发射机的外部信号变换结果, 不依赖于发射机所传输的内容, 具有独立性、

稳定性和可测性^[2]。射频指纹可分为暂态^[3-4]和稳态^[5-8]两类,利用发射机功放非线性模型系数变换得到的射频指纹属于稳态指纹。文献[9]根据发射机输出信号幅度和相位失真与输入信号之间的关系,建立了简单的非线性模型,然后通过所建非线性模型系数识别不同的发射机。文献[10]对发射机的功率放大器非线性特性所引起的信号功率谱差异进行了研究,并依此构造发射机特征空间进行识别。文献[11]在此基础上进一步对功率放大器的非线性特性进行了深入探讨,采用最小二乘法估算发射机指纹特征,并采用调频广播电台进行了识别实验,取得了很好的结果。然而,现有的基于发射机功放非线性模型系数辨识方法,在低信噪比时大都存在模型系数估计误差大,从而影响正确识别率的问题。针对这一问题,本文利用功率放大器幂级数模型系数容易辨识的优点,采用卡尔曼滤波方法,通过递推运算得到模型系数的高精度估计。结果表明,在低信噪比条件下,本文所提方法变换得到的指纹仍能获得较高的识别正确率。

1 系统模型与射频指纹变换方法

由于功率放大器是无线发射机的主要非线性器件,本文忽略次要因素,构建图1所示的射频指纹识别系统模型。如图1所示,待发送信号 $s(n)$ 经过功率放大器后为 $x(n)$,经慢衰落信道与加性高斯白噪声 $v(n)$ 干扰后得到接收信号 $y(n)$,然后进行射频指纹变换和识别。

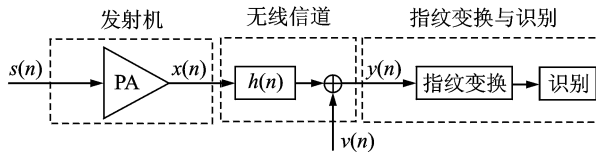


图1 射频指纹识别系统模型

Fig. 1 System model of RF fingerprint identification

1.1 功放幂级数与无线信道模型

一般认为,功放输出信号的幅度和相位主要由输入信号幅度决定,而与输入信号相位几乎无关^[12]。通常情况下,除了奇数阶失真分量,其他失真分量均可用滤波器滤除。因此为了简化起见,只考虑奇数阶分量。功放奇数阶幂级数数学模型表达式为

$$x(n) = \sum_{i=1}^M b_{2i-1} s(n) |s(n)|^{2i-2} \quad (1)$$

式中: M 为非零自然数; b_{2i-1} 表示第 $2i-1$ 个模型系数,则模型的阶数为 $2M-1$ 。奇数阶幂级数模型形式简单,系数容易辨识。令 $f_{2i-1}(n) = s(n) |s(n)|^{2i-2}$,则式(1)可以改写为

$$x(n) = \sum_{i=1}^M b_{2i-1} f_{2i-1}(n) \quad (2)$$

将式(2)写成矩阵形式

$$x(n) = [\mathbf{F}_n]^T \mathbf{b} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{b} = (b_1, b_3, \dots, b_{2M-1})^T$ 为模型系数矢量; $\mathbf{F}_n = (s(n), s(n) |s(n)|^2, \dots, s(n) |s(n)|^{2M-2})^T$ 。定义功放的射频指纹^[13]

$$\text{RFF} = \left(\left| \frac{b_3}{b_1} \right|, \left| \frac{b_5}{b_1} \right|, \dots, \left| \frac{b_{2M-1}}{b_1} \right| \right)^T \quad (4)$$

在一段时间内信道传输特性稳定的条件下,可以将其等效为离散线性时不变系统。如果信道有限长单位脉冲响应为 $h(n)$,那么有 $y(n) = x(n) * h(n) + v(n)$ 。其中“ $*$ ”表示卷积运算; $v(n)$ 表示均值为0,方差为 σ_v^2 的高斯白噪声。将其写成矩阵形式

$$y(n) = [\mathbf{X}_n]^T \mathbf{h} + v(n) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{h} = (h(0), h(1), \dots, h(L_h - 1))^T$; $[\mathbf{X}_n]_{L_x \times 1}$ 为矩阵 $\mathbf{X}_{(L_x + L_h - 1) \times L_x}$ 的第 n 行所有元素组成的列向量, 其中 L_x 表示功放输出序列长度, L_h 表示有限长单位脉冲响应的长度, \mathbf{X} 具体描述为

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(1) & 0 & \cdots & 0 \\ x(2) & x(1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x(L_x) & x(L_x - 1) & \cdots & x(L_x - L_h + 1) \\ 0 & x(L_x) & \cdots & x(L_x - L_h + 2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & x(L_x) \end{bmatrix} \quad (6)$$

1.2 基于卡尔曼滤波的发射机射频指纹变换方法

由式(6)可知

$$[\mathbf{X}_n]_{L_x \times 1} = ([\mathbf{F}_n]^T \mathbf{b}, [\mathbf{F}_{n-1}]^T \mathbf{b}, \dots, [\mathbf{F}_{n-L_h+1}]^T \mathbf{b})^T \quad (7)$$

若令 $[\Phi_n^T]_{M L_x \times 1} = ([\mathbf{F}_n]^T, [\mathbf{F}_{n-1}]^T, \dots, [\mathbf{F}_{n-L_h+1}]^T)^T$, 则有

$$\mathbf{X}_n = (\mathbf{I}_{L_x} \otimes \mathbf{b})^T \cdot \Phi_n^T \quad (8)$$

式中: \mathbf{I}_{L_x} 表示大小为 L_x 的单位矩阵, 符号“ \otimes ”表示克罗内克积, 那么式(5)可以写为

$$y(n) = \Phi_n (\mathbf{I}_{L_x} \otimes \mathbf{b}) \mathbf{h} + v(n) = \Phi_n \mathbf{h}_b + v(n) \quad (9)$$

式中: \mathbf{h}_b 为扩展信道, 并可得知 $\mathbf{h}_b = \mathbf{h} \otimes \mathbf{b}$ 。

由扩展信道的定义可知

$$\left(\left| \frac{b_3}{b_1} \right|, \left| \frac{b_5}{b_1} \right|, \dots, \left| \frac{b_{2M-1}}{b_1} \right| \right)^T = \left(\left| \frac{h_b(2)}{h_b(1)} \right|, \left| \frac{h_b(3)}{h_b(1)} \right|, \dots, \left| \frac{h_b(M)}{h_b(1)} \right| \right)^T \quad (10)$$

式中 $h_b(i); i = 1, 2, \dots, M$ 为扩展信道 h_b 的前扩展信道 M 个元素。那么就可以计算得到功放的射频指纹

$$\text{RF} = \left(\left| \frac{h_b(2)}{h_b(1)} \right|, \left| \frac{h_b(3)}{h_b(1)} \right|, \dots, \left| \frac{h_b(M)}{h_b(1)} \right| \right)^T \quad (11)$$

由于射频功放的非线性特性和信道的传输特性在一段时间内是不变的, 那么扩展信道 \mathbf{h}_b 具有时间不变性, 即

$$\mathbf{h}_b(n) = \mathbf{h}_b(n-1) \quad (12)$$

至此, 得到了系统的状态方程和观测方程, 分别对应于式(12)和式(9)。

若符号 Y_{n-1} 表示观测量的集合 $\{y(1), y(2), \dots, y(n-1)\}$, 则 $\hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_{n-1})$ 表示用观测量 $y(1), y(2), \dots, y(n-1)$ 对扩展信道 $\mathbf{h}_b(n)$ 的最小均方误差估计, 同理可知 $\hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_n)$ 表示使用观测集 Y_n 对 $\mathbf{h}_b(n)$ 的最小均方误差估计。

假设高斯白噪声 $v(n)$ 的均值为 0, 方差为 σ_v^2 , 那么基于卡尔曼滤波的发射机射频指纹变换算法描述如下:

(1) 初始值设定^[14]

$$\hat{\mathbf{h}}_b(0 | Y_0) = \hat{\mathbf{h}}_b(0), \mathbf{P}(0) = \mathbf{I}_M, \mathbf{Q} = \sigma_v^2$$

(2) 卡尔曼滤波器估计扩展信道

时间更新

$$\hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_{n-1}) = \hat{\mathbf{h}}_b(n-1 | Y_{n-1}) \quad (13)$$

$$\mathbf{P}(n, n-1) = \mathbf{P}(n-1) \quad (14)$$

状态更新

$$\alpha(n) = y(n) - \Phi_n \hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_{n-1}) \quad (15)$$

$$\mathbf{A}(n) = \Phi_n \mathbf{P}(n, n-1) \Phi_n^H + \mathbf{Q} \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\kappa}(n) = \mathbf{P}(n, n-1) \Phi_n^H \mathbf{A}^{-1}(n) \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_n) = \hat{\mathbf{h}}_b(n-1 | Y_{n-1}) + \boldsymbol{\kappa}(n) \alpha(n) \quad (18)$$

$$\mathbf{P}(n) = (\mathbf{I} - \boldsymbol{\kappa}(n) \mathbf{A}(n)) \mathbf{P}(n, n-1) \quad (19)$$

(3) 利用估计出的扩展信道 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 计算无线发射机的射频指纹 RFF;

(4) 识别。

其中 $\mathbf{P}(n, n-1)$ 表示状态预测误差的自相关矩阵; $\mathbf{P}(n-1)$ 表示状态估计误差自相关矩阵; Φ_n 表示观测矩阵; Φ_n^H 表示对 Φ_n 的转置共轭; $\alpha(n)$ 表示观测信号的残差; $\mathbf{A}(n)$ 表示残差 $\alpha(n)$ 的自相关矩阵; \mathbf{Q} 表示观测噪声相关矩阵; $\boldsymbol{\kappa}(n)$ 为卡尔曼增益。卡尔曼滤波算法被分为时间更新和观测更新^[14-15]两个环节,时间更新的结果由上一时刻的状态估计与滤波器状态方程参数决定,观测更新结果在时间更新结果的基础上由观测值及观测方程参数所确定。由此可知,根据第 n 次获得的观测值 $y(n)$,就可以推算出第 n 次状态估计 $\hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_n)$ 。当扩展信道 \mathbf{h}_b 被估计后,那么就可以根据式(11)计算得到无线发射机的射频指纹 RFF,并且进行分类识别。

2 数值仿真与结果分析

本文使用均方误差(Mean square error, MSE)表征估计精度,其表达式为

$$\text{MSE}(\boldsymbol{\theta}) = 10 \log_{10} ((\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}})^H (\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}})) \quad (20)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}$ 表示理想的模型系数矢量; $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 表示通过算法估计出的模型系数矢量, MSE 反映了算法估计值与实际值的接近程度。

OFDM 是一种多载波传输技术,具有频谱利用率高,抗多径衰落干扰能力强等优点。基于 IEEE 802.11a 协议^[16]的 OFDM 系统应用十分广泛。由于支持 IEEE 802.11a 协议的无线局域网主要应用于室内,其信道是一个慢衰落信道,故而在一定时间内信道传输特性可以认为保持不变。由 IEEE 802.11a 协议可知,OFDM 的前导训练序列包括 10 个短训练序列和 2 个长训练序列,其中长训练序列长度为 160。针对 IEEE 802.11a 协议的 16-QAM OFDM 系统,进行数值仿真。假设室内经验无线传输信道模型为^[17]

$$h(n) = 0.996 0 \delta(n) + 0.062 8 \delta(n-1) + 0.007 9 \delta(n-2) \quad (21)$$

功放模型阶数为 5 阶。假设有 3 个功率放大器,其幂级数模型系数矢量分别为 $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$ 和 \mathbf{b}_3 。功率放大器非线性模型系数如表 1 所示,其中 b_1, b_3, b_5 分别表示第 i 个功放模型的前 3 个系数。依照协议产生长训练序列,形成观测集 Y_n 。

表 1 功率放大器非线性模型系数

Table 1 Nonlinear coefficients of the model of amplifier

功放	b_1	b_3	b_5
功放 1	3	0.892 1	-1.731 3
功放 2	3	0.766 3	-1.601 3
功放 3	3	0.636 1	-1.493 7

图 2 为当系统信噪比为 10 dB 时,扩展信道的 $\text{MSE}(\mathbf{h}_b)$ 曲线。如所图示,随着迭代次数增加,扩展信道的均方误差 $\text{MSE}(\mathbf{h}_b)$ 逐渐趋于稳定。随着信噪比的增加,收敛值 $\text{MSE}(\mathbf{h}_b)$ 逐渐减小。同时表明收敛速度会受到信噪比的影响,信噪比越大收敛速度越快。理论上,若观测序列无限长,则有

$$\lim_{n \rightarrow +\infty} E \{ \hat{\mathbf{h}}_b(n | Y_n) \} = \mathbf{h}_b \quad (22)$$

即 $\text{MSE}(\mathbf{h}_b) \rightarrow -\infty$,但是由于噪声的存在,在有限的迭代次数下, $\text{MSE}(\mathbf{h}_b)$ 最终会收敛。表 2 是第 2 048 次迭代估算出的扩展信道与真实值的比较,随着信噪比升高估算值越来越逼近真实值。在信噪比

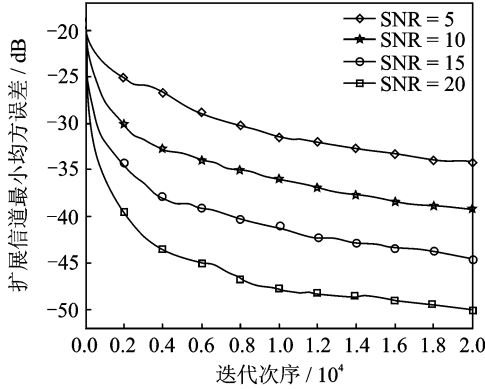


图 2 扩展信道均方误差曲线

Fig. 2 MSE curve of extended channel

为 10 dB, 观测序列长度为 2 048 的条件下, 将本文方法与文献[17]的比较进行比较, 结果如表 3 所示。可知文献所提方法的精度明显优于文献[17]所提方法。这是由于卡尔曼滤波算法具有良好的跟踪性能, 能够快速跟踪并消除噪声对信号的影响。

表 2 不同信噪比下第 2 048 次迭代估计值(部分)与真实值比较

Table 2 Comparison between estimate and true values of the 2 048th iteration under different SNR

扩展信道	$h_b(1)$	$h_b(2)$	$h_b(3)$
真实值	2.988 0	0.888 5	-1.724 4
估计值			
SNR=5 dB	3.017 5+0.002 8i	0.836 9-0.000 2i	-1.704 3-0.000 7i
SNR=10 dB	2.996 0-0.009 2i	0.874 0+0.012 8i	-1.718 7-0.004 5i
SNR=15 dB	2.989 6+0.002 6i	0.886 9-0.004 7i	-1.724 0+0.001 8i
SNR=20 dB	2.987 3-0.001 5i	0.889 7+0.002 7i	-1.724 7-0.001 2i

表 3 本文方法与文献[17]方法的比较

Table 3 Comparison between proposed method and method in Ref. [17]

扩展信道	$h_b(1)$	$h_b(2)$	$h_b(3)$	MSE/dB
本文方法	2.996 0-0.009 2i	0.874 0+0.012 8i	-1.718 7-0.004 5i	-32.376 4
文献[17]方法	2.939 6+0.025 1i	0.966 9-0.051 7i	-1.749 3+0.021 8i	-18.746 7

利用卡尔曼滤波方法估计所得的扩展信道分别为 \hat{h}_b , \hat{h}_b 和 \hat{h}_b , 则其对应的射频指纹分别为 $[\alpha_i, \beta_i]$, 其中 $\alpha_i = \left| \frac{\hat{h}_b(2)}{\hat{h}_b(1)} \right|$, $\beta_i = \left| \frac{\hat{h}_b(3)}{\hat{h}_b(1)} \right|$, $i=1, 2, 3$ 。观测集 Y_n 长度为 1 024, 在不同信噪比下, 考察 3 个发射机的类间距离, 如图 3 所示。

图 3 中描述了不同信噪比下无线发射机指纹的分布情况, 其中大空心圆圆心表示待识别发射机指纹矢量所在位置。可以看出随着信噪比的增加, 发射机的类间距离越来越大, 类内距离越来越小。在信噪比为 5 dB 和 10 dB 时候, 3 个发射机的指纹矢量交叠在一起, 随着信噪比的增加, 逐渐分离, 在信噪比为 15 dB 时已经大部分分离, 信噪比为 20 dB 时则完全分离, 已经分别聚拢到所属发射机圆心。

在不同信噪比下, 利用 k -NN 算法^[18]对 3 个无线发射机进行分类。结果如图 4 所示。

图 4 表明, 当观测集 Y_n 长度为 1 024, 信噪比为 15 dB 时, 发射机的分类正确率已经达到 99.65%,

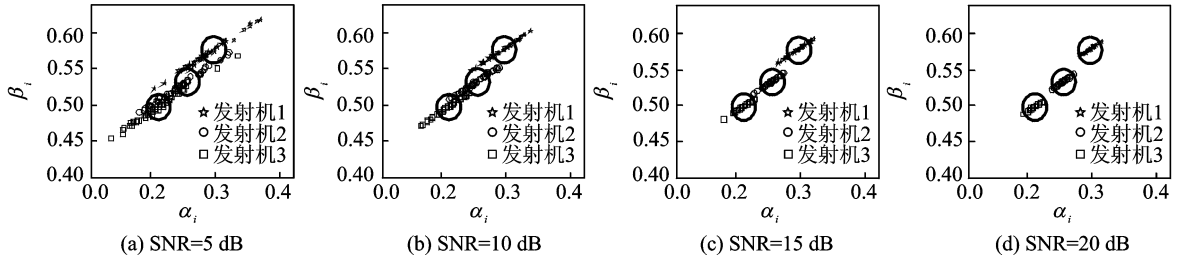


图3 不同信噪比下无线发射机指纹分布

Fig. 3 Distribution of wireless transmitter features under different SNR

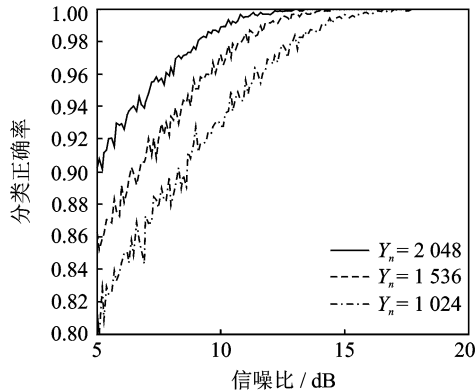


图4 3个发射机的分类正确率随信噪比的变化曲线

Fig. 4 Correct classification rate of three transmitters under different SNR

当观测集 Y_n 长度为 1 536, 信噪比为 15 dB 时, 发射机的分类正确率为 100%, 而且随着观测序列长度的增加, 在信噪比较低的情况下就可以达到较高的分类正确率, 如当观测集 Y_n 长度为 2 048, 信噪比为 10 dB 时, 发射机的分类正确率已经达到 98.84%, 大于 13 dB 时, 分类正确率为 100%。

3 结束语

本文提出了一种基于卡尔曼滤波的高精度功放非线性模型系数射频指纹变换方法。根据发射机的非线性和无线信道等效模型, 导出了射频指纹识别等效系统的状态方程和观测方程, 使用卡尔曼滤波方法求解模型系数, 进而构造发射机射频指纹, 进行发射机的分类识别。在 16-QAM 的 OFDM 系统中进行所提方法的仿真验证, 结果表明, 在低信噪比情况下, 所提方法构造的射频指纹也能够得到较高的正确识别率。本文所提方法可应用在具有先验帧信息的现代通信发射机的识别中。

参考文献:

- [1] Zeng K, Govindan K, Mohapatra P. Non-cryptographic authentication and identification in wireless networks[J]. Network Security, 2010, 1:3.
- [2] 许丹. 辐射源指纹机理及识别方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2008.
Xu Dan. Research on mechanism and methodology of specific emitter identification[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008.
- [3] Padilla P, Padilla J L, Valenzuela-Valdes J F. Radio frequency identification of wireless devices based on RF fingerprinting [J]. Electronics Letters, 2013. 49(22): 1409-1410.
- [4] Ureten O, Serinken N. Detection of radio transmitter turn-on transients[J]. Electronics Letters, 1999. 35(23): 1996-1997.
- [5] Candore A, Kocabas O, Koushanfar F. Robust stable radiometric fingerprinting for wireless devices[C] // Hardware-Orien-

- ted Security and Trust, San Francisco: IEEE, 2009: 43-49.
- [6] Polak A C, Dolatshahi S, Goeckel D L. Identifying wireless users via transmitter imperfections[J]. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 2011, 29(7): 1469-1479.
- [7] Shi Y, Jensen M A. Improved radiometric identification of wireless devices using MIMO transmission[J]. *Information Forensics and Security, IEEE Transactions on*, 2011, 6(4): 1346-1354.
- [8] 陆满君. 通信辐射源个体识别与参数估计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010.
Lu Manjun. Communication emitter identification and parameter estimation[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2010.
- [9] Wisell D, Öberg T. Analysis and identification of transmitter non-linearities [C]//56th ARFTG Conference Digest-Fall. Arizona: IEEE, 2000: 1-6.
- [10] Liu M W, Doherty J F. Specific emitter identification using nonlinear device estimation[C]//IEEE Sarnoff Symposium. New Jersey: IEEE, 2008: 1-5.
- [11] 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 Dan, Liu Zheng, Jiang Wenli, 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.
- [12] Bosch W, Gatti G. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers [J]. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1989, 37(12): 1885-1890.
- [13] 唐智灵, 杨小牛, 李建东. 基于顺序统计的窄带通信辐射源指纹特征抽取方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(5): 1224-1228.
Tang Zhiling, Yang Xiaoniu, Li Jiandong. A novel method based on order statistics for extracting fingerprint of narrow band emitter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(5): 1224-1228.
- [14] 何子述, 夏威. 现代数字信号处理及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009: 244-260.
He Zishu, Xia Wei. *Modern digital signal processing and applications*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009: 244-260.
- [15] 王建文, 税海涛, 马宏绪. 卡尔曼体系下的滤波算法计算框架[J]. *数据采集与处理*, 2009, 1: 61-66.
Wang Jianwen, Shui Haitao, Ma Hongxu. Implementation framework of filters in Kalman structure [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2009, 1: 61-66.
- [16] IEEE std 802. 11a. Wireless LAN medium access control(MAC) and physical layer(PHY) specifications; High-speed physical layer in the 5 GHz band[S]. New York: IEEE, 1999.
- [17] Liu M W, Doherty J F. Nonlinearity estimation for specific emitter identification in multipath channels[J]. *Information Forensics and Security, IEEE Transactions on*, 2011, 6(3): 1076-1085.
- [18] 闫永刚, 马廷淮, 王建. KNN 分类算法的 MapReduce 并行化实现[J]. *南京航空航天大学学报*, 2013(4): 550-555.
Yan Yonggang, Ma Tinghui, Wang Jian. Parallel implementing KNN classification algorithm using map reduce programming mode [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2013 (4): 550-555.

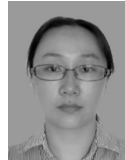
作者简介:



江立伟 (1987-), 男, 硕士, 研究方向: 信号与信息处理, E-mail: 12110042@yjs.ntu.edu.cn.



袁红林 (1971-), 男, 副教授, 研究方向: 信号处理与模式识别, E-mail: yuan.hl@ntu.edu.cn.



严燕 (1976-), 女, 副教授, 研究方向: 无线网络与网络安全, E-mail: yy@ntu.edu.cn.



包志华 (1955-), 男, 教授, 研究方向: 通信与信息系统、认知无线电、射频/微波电路等, E-mail: bao.zh@ntu.edu.cn.

