

doi:10.3969/j.issn.1001-893X.2017.10.001

引用格式:袁红林,江立伟.基于 Kronecker 积的无线通信系统参量分离方法[J].电讯技术,2017,57(10):1099-1106. [YUAN Honglin, JIANG Liwei. A Kronecker product based parameter separation method for wireless communication systems [J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(10): 1099-1106.]

基于 Kronecker 积的无线通信系统参量分离方法^{*}

袁红林^{**}, 江立伟

(南通大学 电子信息学院, 江苏 南通 226019)

摘 要:针对无线通信系统中发射机非线性与多径衰落信道问题,提出了一种根据接收无线信号联合估计无线设备功率放大器(PA)非线性与无线信道单位脉冲响应的方法。首先,根据通信帧训练符号及发射机非线性模型构造卷积矩阵;接着,采用一次最小二乘(LS)根据接收信号估计 PA 的非线性模型系数与实际发送符号;然后,再采用一次 LS 得到无线信道的单位脉冲响应估计;两估计可迭代或直接加取平均进行积累。理论推导与实验结果显示,采用过采样技术,所提方法可应用于单载波或多载波通信,实现 PA 非线性与无线信道单位脉冲响应的有效分离。新方法在无线通信的物理层射频指纹认证与信号可靠传输中具有应用价值。

关键词:无线信道;功率放大器非线性;参数分离;Kronecker 积;射频指纹识别;射频指纹认证

中图分类号:TN918.91 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2017)10-1099-08

A Kronecker Product Based Parameter Separation Method for Wireless Communication Systems

YUAN Honglin, JIANG Liwei

(School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: For the problem of transmitter nonlinearity and wireless multi-path fading channel in wireless communication systems, a combined estimation of the nonlinearity of power amplifier (PA) and impulse response of wireless channel with the received signal is proposed. Firstly, a convolution matrix is constructed based on the training symbols and model structure of the nonlinearity, then once least squares (LS) is used to estimate the coefficients of the model of the PA and actual transmitted symbols through the PA. Secondly, the estimation of the impulse response of the wireless channel is obtained with another LS. And the integration of the two estimations can be iterative or with direct summation and mean. Theoretical derivation and experimental results demonstrate that the method can be used in single-carrier or multi-carrier communication with oversampling technology and can separate the nonlinearity of PA and impulse response of wireless channel effectively. The novel method can be used for the physical-layer radio frequency (RF) fingerprint authentication and reliable signal transmission.

Key words: wireless channel; power amplifier nonlinearity; parameter separation; Kronecker product; radio frequency (RF) fingerprint identification; RF fingerprint authentication

^{*} 收稿日期:2017-04-24;修回日期:2017-06-15 Received date:2017-04-24;Revised date:2017-06-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61371111);交通运输部应用基础研究项目(2012-319-813-270);江苏政府留学奖学金(University of Kent)项目

^{**} 通信作者:yuan.hl@ntu.edu.cn Corresponding author:yuan.hl@ntu.edu.cn

1 引言

通信发射机的非线性与无线多径衰落信道影响无线通信信号的可靠传输。然而,它们也被作为射频指纹^[1-5]用于无线网络设备的物理层安全增强。

无线通信设备大都具有功率放大器(Power Amplifier, PA)与数模转换器(Digital Analog Converter, DAC)等非线性器件,这些器件具有的非线性会引起通信频带的带内失真与带外频谱再生等。其中,带内失真对于数据传输、相关检测与信道均衡等具有很大影响,而带外频谱再生会引起邻道干扰等。因此,估计无线设备的非线性并进行补偿,有利于通信系统性能的提高。文献[6]讨论了信道非线性特征引起的各种失真特征,总结并分析了常用的信道线性化技术。文献[7]基于 Hammerstein 模型和维纳模型模拟非线性结构,提出了一个由 Hammerstein 模型和维纳模型构建的非线性信道传输系统模型,并推导了3种非线性信道的均衡方法。文献[8]提出了一种基于维纳模型的非线性信道接收端均衡方案。

无线设备的非线性特征被作为一种射频指纹应用于无线网络设备的物理层认证^[9-12]。文献[9]基于模型法提取通信发射机的非线性特征进行了无线设备个体识别的研究。文献[10]提取信号的互信息熵作为非线性动力学特征用于无线网卡的识别。文献[11]提出了一种非线性射频指纹变换方法。然而,文献[9-10]都未考虑无线多径衰落信道对射频指纹稳定性的影响。文献[12]提出了一种消除多径信道影响的无线设备非线性估计方法,基于发射机非线性模型因子的估计进行无线设备的个体识别实验,取得了95%的正确识别率。

另一方面,无线网络物理层安全的主流技术正是利用无线信道的唯一性以及其具有的互易性来提供安全服务^[13]。

因此,准确估计无线设备非线性与无线信道特征,对于通信系统的性能改善以及无线网络的物理层信息安全都具有重要作用。

与已有其他文献不同,本文提出了一种通过两次最小二乘估计对无线设备非线性与无线信道单位脉冲响应进行积累估计与分离的方法,可应用于无线通信系统的非线性信道均衡与无线网络的物理层射频指纹认证等。

2 系统模型

假设无线设备的非线性主要由 PA 产生,并假

设无线设备与无线信道在短时内时不变,则系统的基带等效模型如图1所示。

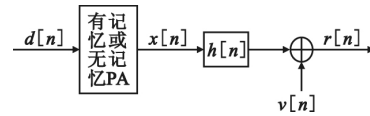


图1 系统基带等效模型

Fig. 1 Equivalent baseband system model

图1中 $d[n]$ 为基带发送信号; $x[n]$ 为经过 PA 功率放大后的基带发送信号; $h[n]$ 为无线信道的单位脉冲响应; $v[n]$ 为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN); $r[n]$ 为基带接收信号,满足

$$r[n] = h[n] * x[n] + v[n]. \quad (1)$$

式中: $*$ 表示卷积运算。

设 PA 满足记忆多项式(Memory Polynomial, MP)模型^[14],则 $x[n]$ 与 $d[n]$ 满足

$$x[n] = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M b_{p,m} d[n-m] |d[n-m]|^{p-1}. \quad (2)$$

式中: $p=1, 3, \dots, P$ 与 $m=0, 1, \dots, M$ 分别是模型的非线性阶数与记忆长度; $b_{p,m}$ 是相应的多项式因子,并假设 $b_{1,0}=1$ 。当 $M=0$ 时,式(2)为无记忆系统;当 $M \neq 0$ 时,式(2)为有记忆系统。式(2)可写成矢量形式:

$$x[n] = \mathbf{d}_p^T(n) \mathbf{b}_{p,m}. \quad (3)$$

其中: $\mathbf{d}_p(n)$ 是由 p 与 m 枚举组合而成的 $d[n-m]$ $|d[n-m]|^{p-1}$ 构成的列矢量, $\mathbf{b}_{p,m}$ 是由相应 $b_{p,m}$ 构成的列矢量。

3 方法推导

假设第 i 帧的发送符号个数为 L_x , 采样率与符号率相同,无线信道径数为 L_h ,则接收符号长度为 $L_r = L_x + L_h - 1$ 。仅考虑当发送符号全部进入信道时情况,式(1)的矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} r_i[L_h-1] \\ r_i[L_h] \\ \vdots \\ r_i[L_x] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i[L_h-1] & x_i[L_h-2] & \cdots & x_i[0] \\ x_i[L_h] & x_i[L_h-1] & \cdots & x_i[1] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_i[L_x] & x_i[L_x-1] & \cdots & x_i[L_x-L_h+1] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{L_h-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_i[L_h-1] \\ v_i[L_h] \\ \vdots \\ v_i[L_x] \end{bmatrix}. \quad (4)$$

设 $\mathbf{r}_i = [r_i[L_h-1] \ r_i[L_h] \ \cdots \ r_i[L_x]]^T$ 为接收信号矢量 $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_{L_h-1}]^T$ 为无线信道单位脉冲响应矢量 $\mathbf{v}_i = [v_i[L_h-1] \ v_i[L_h] \ \cdots \ v_i[L_x]]^T$ 为噪声信号矢量, 则式(4)可表示为

$$\mathbf{r}_i = [\mathbf{x}_i(L_h-1)^T \ \mathbf{x}_i(L_h)^T \ \cdots \ \mathbf{x}_i(L_x)^T]^T \mathbf{h} + \mathbf{v}_i. \quad (5)$$

式(5)中的行矢量

$$\mathbf{x}_i(m) = [x_i[m] \ x_i[m-1] \ \cdots \ x_i[m-L_h+1]] \in \mathbb{C}^{1 \times L_h}, \quad (6)$$

$L_h-1 \leq m \leq L_x$ 。把式(3)代入式(6)则

$$\mathbf{x}_i(m) = [\mathbf{d}_{p \ m \ i}^T(m) \ \mathbf{d}_{p \ m \ i}^T(m-1) \ \cdots \ \mathbf{d}_{p \ m \ i}^T(m-L_h+1)] (\mathbf{I}_{L_h} \cdot \mathbf{b}_{p \ m}). \quad (7)$$

其中: \mathbf{I}_{L_h} 为 $L_h \times L_h$ 的单位阵。把式(7)代入式(5)后得

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{D}_i(\mathbf{h} \otimes \mathbf{b}_{p \ m}) + \mathbf{v}_i. \quad (8)$$

式中: \otimes 为 Kronecker 积运算。

由于 $d_i[n]$ 为先验的通信帧训练序列符号, 因此根据式(8)可得 $\mathbf{h} \otimes \mathbf{b}_{p \ m}$ 的最小二乘(LS)估计为

$$(\mathbf{h} \otimes \mathbf{b}_{p \ m})_i = (\mathbf{D}_i^H \mathbf{D}_i)^{-1} \mathbf{D}_i^H \mathbf{r}_i. \quad (9)$$

把 $(\mathbf{h} \otimes \mathbf{b}_{p \ m})_i$ 依次分组, 把每组元素除以第一个元素, 可得 PA 的 MP 模型系数的估计, 表示为 $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i} = [1 \ \hat{b}_{p \ m \ i} \ \cdots \ \hat{b}_{p \ m \ i}]^T$ 。

进一步根据式(2), 可得经过 PA 后的发送符号估计为

$$\hat{x}_i[n] = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i} d_i[n-m] |d_i[n-m]|^{p-1}. \quad (10)$$

根据式(5)与式(6), 可得无线信道单位脉冲响应矢量的 LS 估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_i = (\hat{\mathbf{X}}_i^H \hat{\mathbf{X}}_i)^{-1} \hat{\mathbf{X}}_i^H \mathbf{r}_i. \quad (11)$$

其中: $\hat{\mathbf{X}}_i$ 为经过 PA 后的发送符号估计 $\hat{x}_i[n]$ 根据式(5)和式(6)构建的发送符号矩阵。

基于以上理论推导, 可把不同帧的估计结果直接加取平均进行积累, 或者进行迭代积累。一种迭代算法(PA 非线性与无线信道脉冲响应的迭代积累分离算法)如下:

Step 1 初始化: 设置帧序号 $i=1$, 非线性因子估计和 $\text{sum}_b=0$, 无线信道脉冲响应估计和 $\text{sum}_h=0$ 以及总帧数 N 。

Step 2 初始估计: 根据第 1 个通信帧的符号样值构造 $\mathbf{d}_{p \ m \ 1}$ 与卷积矩阵 \mathbf{D}_1 。

Step 3 根据 \mathbf{r}_1 与 \mathbf{D}_1 估计 $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ 1}$ 。

Step 4 根据 $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ 1}$ 得到 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 根据 \mathbf{r}_1 与 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 估计 $\hat{\mathbf{h}}_1$ 。

Step 5 $\text{sum}_b \leftarrow \hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ 1}$, $\text{sum}_h \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_1$ 。

Step 6 重复。

Step 7 $i \leftarrow i+1$ 。

Step 8 根据 \mathbf{D}_i 、 \mathbf{r}_i 与 $\hat{\mathbf{h}}_{i-1}$ 估计 $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i}$ 。

Step 9 $\text{sum}_b \leftarrow \hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i} + \text{sum}_b$, $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i} \leftarrow \frac{\text{sum}_b}{i}$ 。

Step 10 根据 $\hat{\mathbf{b}}_{p \ m \ i}$ 估计 $\hat{\mathbf{X}}_i$ 根据 \mathbf{r}_i 与 $\hat{\mathbf{X}}_i$ 估计 $\hat{\mathbf{h}}_i$ 。

Step 11 $\text{sum}_h \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_i + \text{sum}_h$, $\hat{\mathbf{h}}_i \leftarrow \frac{\text{sum}_h}{i}$ 。

Step 12 后处理并输出。

算法的实质即基于不同帧的估计结果进行累加并取平均, 只是迭代积累中利用了前次的无线信道单位脉冲响应估计。研究表明, 两种积累方法的估计性能相近, 具体见数值仿真实验。

4 数值仿真实验

为评估理论推导的正确性以及 PA 非线性与无线信道的联合估计性能, 进行了基于加性高斯白噪声(AWGN)的数值仿真实验。

数值仿真实验分多载波 OFDM 及单载波通信两种场景进行。在 OFDM 通信场景下, 分别对不同符号长度分离性能趋势以及有记忆与无记忆 PA 情况下的分离性能进行仿真; 在单载波通信场景下, 对算法分离与分类性能进行仿真。其中 4.2 节与 4.3 节采用直接加取平均积累方法。

为衡量估计性能, 定义 $\mathbf{b}_{p \ m}$ 与 \mathbf{h} 的归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)为^[15]

$$\text{NMSE}(\mathbf{b}_{p \ m} \text{ or } \mathbf{h}) = 10 \lg E \left\{ \frac{\|\mathbf{b}_{p \ m} \text{ or } \mathbf{h} - \hat{\mathbf{b}}_{p \ m} \text{ or } \hat{\mathbf{h}}\|^2}{\|\mathbf{b}_{p \ m} \text{ or } \mathbf{h}\|^2} \right\}. \quad (12)$$

4.1 OFDM 下迭代积累算法的性能趋势

随机产生 OFDM 符号, 根据接收信号进行一对发射机非线性和无线多径信道脉冲响应的迭代积累估计实验。

OFDM 符号参数如下: 16-QAM 调制, 符号长度 N_{fft} 为 1 024、2 048 或 4 096, 保护间隔 $N_g = N_{\text{fft}}/4$, 虚载波数 $N_{\text{vc}} = N_{\text{fft}}/4$, 循环前缀模式, OFDM 符号个数 N_{sc} 为 100 或 300。信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)设为 10 dB, 不同长度、不同个数 OFDM 符号时的 NMSE 如图 2 所示。

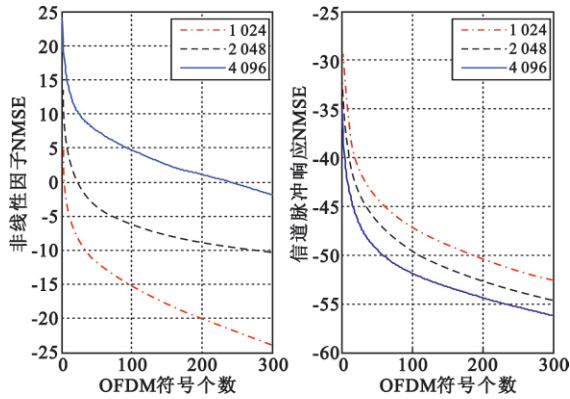


图2 10 dB 信噪比下不同长度/个数 OFDM 符号的 NMSE

Fig. 2 The NMSEs of the nonlinear coefficients and channel impulse response under 10 dB SNR environment with different length/number of OFDM symbols

图2显示,发射机的非线性因子与无线信道脉冲响应估计的 NMSE 随着积累 OFDM 符号个数的增加而呈降低趋势。然而,两估计的 NMSE 随着 OFDM 符号长度的变化而呈相反趋势,主要原因是迭代算法中信道脉冲响应的估计被用作除数估计非线性因子。

当 SNR 改变时,基于不同长度 OFDM 符号的估计 NMSE 如图3所示。

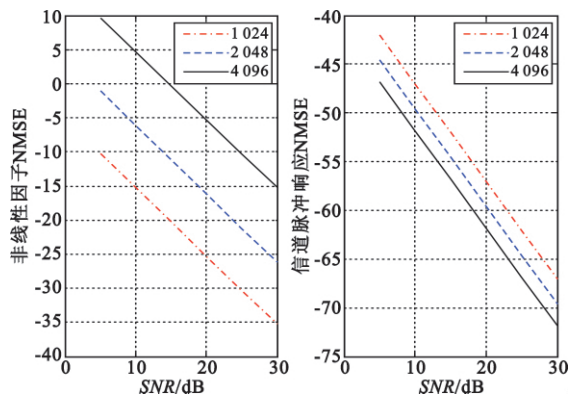


图3 不同长度 OFDM 符号随 SNR 变化的估计 NMSE

Fig. 3 The NMSEs of the nonlinear coefficients and channel impulse response versus SNR with different length of OFDM symbols

图3中,OFDM 符号数为 100,两个估计的 NMSE 随 SNR 的增加而线性降低,性能随 OFDM 符号长度变化的趋势没有改变。

4.2 OFDM 下 PA 有/无记忆场景

采用长度为 160 的 IEEE 802.11 a/g^[16] OFDM 系统的长训练序列作为产生基带输入信号 $d[n]$ 的

基本单位(简称为 1 个 header);对 PA 系数进行归一化,并对 $d[n]$ 按照实验中所需的 PA 输出信号功率进行放大。

仿真采用 PA 为文献[17]中的 Wiener Hammerstein (WH) 模型,其结构如图4所示。

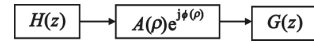


图4 仿真采用 PA 的 WH 模型结构

Fig. 4 The structure of WH model of PA in simulations

图4中的 $H(z)$ 、 $G(z)$ 与 $A(\rho)$ 、 $\phi(\rho)$ 分别为

$$H(z) = \frac{1+0.2z^{-2}}{1-0.1z^{-1}}, \quad (13a)$$

$$G(z) = \frac{1-0.1z^{-2}}{1-0.2z^{-1}}, \quad (13b)$$

$$\begin{cases} A(\rho) = \frac{v_A \rho}{1+\psi_A \rho^2} \\ \phi(\rho) = \frac{v_\phi \rho}{1+\psi_\phi \rho^2} \end{cases}. \quad (13c)$$

其中:式(13a)与式(13b)体现 PA 的记忆功能,而式(13c)体现 PA 的非线性; $A(\rho)$ 与 $\phi(\rho)$ 分别表示 PA 的归一化 AM/AM 与 AM/PM 特性; v_A 、 ψ_A 、 v_ϕ 与 ψ_ϕ 分别为 1、0.25、0.26 与 0.25。

假设无线信道的单位脉冲响应为 $h[n] = 0.7\delta[n] + 0.3\delta[n-1] + 0.1\delta[n-2]$ 。仿真实验分 PA 的 MP 模型参数设定、无记忆与有记忆情况下 MP 模型多项式因子与无线信道脉冲响应估计性能三个方面进行。

4.2.1 MP 模型参数设定

首先进行参数为式(13)的 WH 模型 PA 的相应 MP 模型参数的设定与获取实验,MP 模型参数包括阶数 p 、记忆深度 m 与多项式因子 $b_{p,m}$,分是否存在记忆两种情况进行。

根据式(13)与 WH 模型结构,得到 PA 在输入矢量 d 下的真实输出矢量 x ;根据 x 与式(3),得到 PA 在不同阶数 p 与记忆深度 m 下的 MP 模型多项式因子 $b_{p,m}$ 的 LS 估计 $\hat{b}_{p,m}$;根据式(3),再得到 PA MP 模型参数为 $\hat{b}_{p,m}$ 时的输出 \hat{x} ,根据 x 与 \hat{x} 计算不同 p 与 m 下的 x 的 NMSE;根据 NMSE,人工确定后续实验中 PA MP 模型的参数与相应因子。

无记忆 MP 模型的阶数与 PA 输出的 NMSE 之间关系如图5所示。

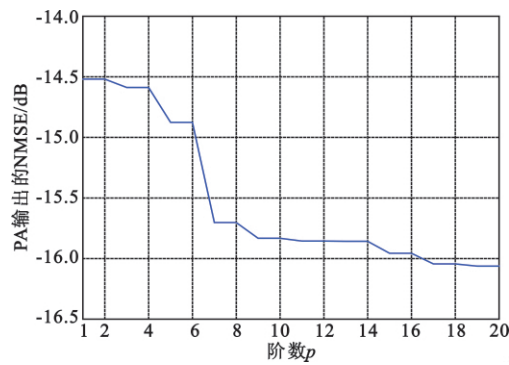


图 5 无记忆 MP 模型输出 NMSE 与阶数之间关系
Fig. 5 The relationship between memoryless MP model output NMSE and orders

从图 5 可知,当 $P>7$ 时, NMSE 下降变缓, MP 模型输出与 WH 模型实际输出之间差值约为 $NMSE = -15.7$ dB,该无记忆 PA 的 MP 模型参数可以取 $P=7, M=0$ (泰勒级数),相应的奇数项因子见表 1 中设定值。

表 1 无记忆 MP 模型 PA 的多项式因子 Tab.1 The polynomial factors of the memoryless MP model		
因子	设定值	估计值
$b_{1\ p}$	1.000 0	1.000 0
$b_{3\ p}$	1.230 6-5.210 7i	1.248 1-5.207 2i
$b_{5\ p}$	-3.531 8+15.809 7i	-3.581 6+15.800 1i
$b_{7\ p}$	2.876 0-13.407 0i	2.915 9-13.399 7i

有记忆 MP 模型的阶数 p 、记忆深度 m 与 PA 输出的 NMSE 之间关系如图 6 所示。

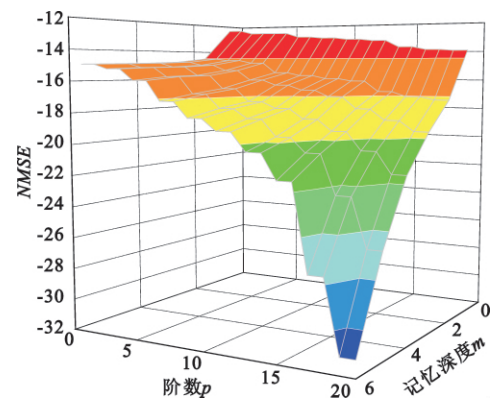


图 6 有记忆 MP 模型输出 NMSE 与阶数及记忆深度之间关系
Fig. 6 The relationship between memory MP model output NMSE and orders and memory depths

从图 6 可知,阶数越高,记忆深度越大,则 MP 模型越准确;但是多项式因子也越多,计算量也会急剧增多。当 $P=7$ 且 $M=3$ 时, $NMSE = -19.99$ dB,多项式奇数项因子个数为 16。

4.2.2 无记忆下 MP 模型因子与无线信道估计实验
基于上文中无记忆 MP 模型 PA 与无线信道参数进行仿真实验。帧训练序列长度分别为 1 ~ 16 个 headers,不同 SNR 下的估计性能如图 7 所示。

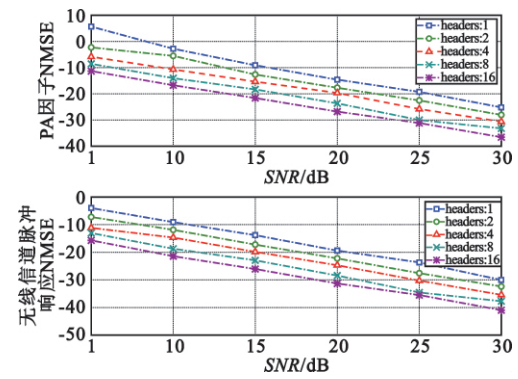


图 7 无记忆下 MP 模型因子与无线信道估计性能
Fig. 7 The estimation performance of factors of MP model without memory and wireless channel

如图 7 所示,随着 SNR 的增大,PA 多项式因子与无线信道的 NMSE 都呈下降趋势;随着训练序列 headers 加倍,相应的 NMSE 基本下降 3 dB,这与估计理论相符。

当 $SNR = 30$ dB、headers = 16 时,PA 多项式因子的设定值与估计值如表 1 所示,相应的无线信道脉冲响应的设定值与估计值如表 2 所示。

表 2 无线信道脉冲响应 Tab.2 The impulse response of wireless channel		
信道	设定值	估计值
h_0	0.7	0.699 2-0.005 0i
h_1	0.3	0.299 0-0.000 2i
h_2	0.1	0.099 0-0.000 1i

4.2.3 有记忆下 MP 模型因子与无线信道估计实验
当 $P=7$ 且 $M=3$ 时,MP 模型 PA 多项式因子与无线信道的估计实验结果如图 8 所示。

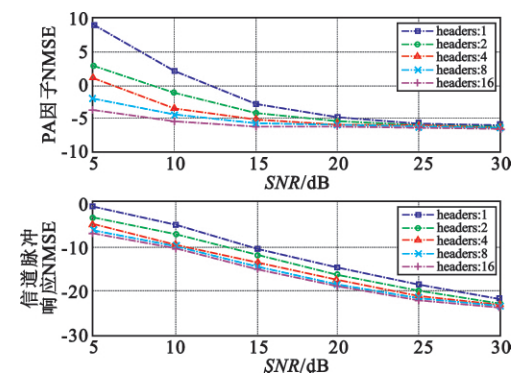


图 8 有记忆下 MP 模型因子与无线信道估计性能
Fig. 8 The estimation performance of factors of MP model with memory and wireless channel

与图 7 相比,图 8 所示性能明显下降,原因是由于待估计的多项式因子数明显增多等。另外,图 8 中,随着帧训练序列的 headers 数加倍,NMSE 不再呈现下降 3 dB 趋势,部分原因是由于 LS 估计时式(9)卷积矩阵不满足与条件数不满足等。

4.3 单载波通信场景

单载波通信场景下的仿真实验分两部分进行:首先,基于一对无线设备与相应的无线信道,进行发射机 PA 非线性模型系数与无线信道单位脉冲响应的分离实验;然后,采用基本的 k-NN 分类器,基于分离参数组合而成的特征矢量,进行两对无线设备与相应无线信道的分类实验。

数值仿真的实验场景如图 9 所示。

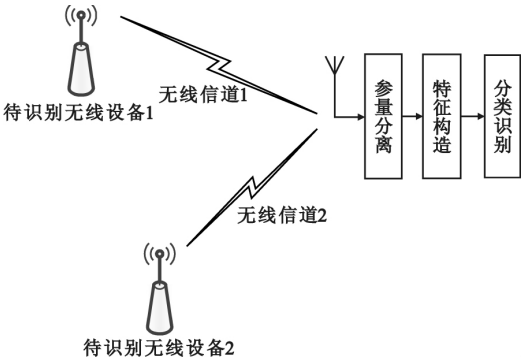


图 9 数值仿真实验场景

Fig. 9 Experimental scene for numerical simulation

图 9 中,两个不同的无线设备用 Transmitter-1 与 Transmitter-2 表示,Channel-1、Channel-2 分别为 Transmitter-1、Transmitter-2 与接收机之间的无线信道。两个无线设备的发射机 PA 非线性模型系数如表 3 所示。

表 3 无线设备发射机 PA 的非线性模型系数
Tab. 3 The coefficients of the nonlinear model of the PA of the wireless transmitter

发射机	b_3	b_5	b_7
Transmitter-1	-0.091 0+ 0.158 0i	0.250 3+ 0.028 6i	0.015 5+ 0.002 5i
Transmitter-2	-0.073 5- 0.011 4i	-0.098 6+ 0.059 0i	-0.054 7- 0.00 55i

表 5 100 个帧得到的分离参数
Tab. 5 The separated parameters with 100 frames

\hat{b}_p			\hat{h}		
b_3	b_5	b_7	h_0	h_1	h_2
-0.086 9+0.164 2i	0.243 8+0.026 1i	0.017 5+0.004 0i	-0.311 6+0.206 6i	-0.486 5-0.324 1i	0.015 2+0.118 9i

无线信道为 Rayleigh 多径衰落信道,单位脉冲响应如表 4 所示。

表 4 Rayleigh 衰落信道的单位脉冲响应
Tab. 4 The impulse response of the Rayleigh fading channel

信道	h_0	h_1	h_2
Channel-1	-0.313 0+ 0.208 2i	-0.479 8- 0.330 3i	0.012 8+ 0.121 8i
Channel-2	-0.305 9+ 0.203 4i	-0.468 9- 0.322 7i	0.012 5+ 0.119 0i

实验中,通信帧的先验训练序列随机产生,调制模式分别为 BPSK、QPSK 或 16PSK,通信帧长分别为 1 024、2 048 与 4 096。该部分实验采用过采样技术,采样率为符号率的 8 倍。两无线设备发射机的基带发送滤波器均为升余弦奈奎斯特滤波器。

4.3.1 分离实验

当待分离参数的无线设备为 Transmitter-1、无线信道为 Channel-1 时,通信帧训练序列的调制模式设为 BPSK,每个通信帧含 1 024 个基带符号,基带符号星座随机产生,共产生 100 个随机通信帧样本。

对不同 SNR、不同通信帧长与不同调制模式时的参量分离进行了仿真实验。总体上,两参量的分离性能随着 SNR 的增加与通信帧的加长而更优。当通信帧长为 512、1 024 与 2 048 时, \hat{b}_p 与 \hat{h} 的 NMSE 与 SNR 关系如图 10 所示。

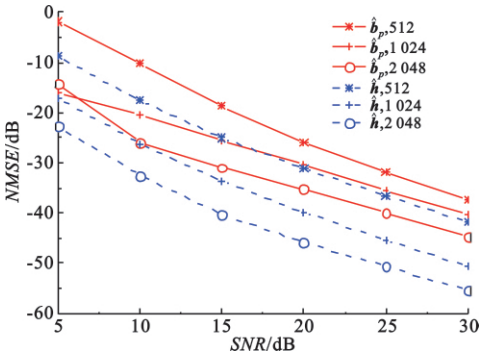


图 10 调制模式为 BPSK、不同通信帧长的分离性能
Fig. 10 The separation performance of BPSK signal under different length of communication frames

当 SNR 为 20 dB 时,100 个帧得到的分离参数如表 5 所示。

把表 5 中分离的 Transmitter-1 与 Channel-1 参数与表 3 与表 4 中的相应设定值对比可知, 当 SNR 为 20 dB 时, 两参数得到了较好的分离。

4.3.2 分类实验

把分离参数组合成特征矢量 $f = \{\hat{b}_p; \hat{h}\}$, 进行 Transmitter-1/Channel-1 与 Transmitter-2/Channel-2 的分类实验。其中, Transmitter-1/Channel-1 的特征矢量用 f_1 表示, 而 Transmitter-2/Channel-2 的特征矢量用 f_2 表示。

在不同 SNR、不同通信帧长与不同调制模式下进行了基于 f_1 与 f_2 的分类实验。其中, 每次分类实现的训练样本个数为 10, 测试样本个数为 10; k 分别取为 1、2、3。

当调制模式为 BPSK, 通信帧长分别为 512、1 024 与 2 048 时, 把 f_1 与 f_2 的实部与虚部分别作为特征矢量, 基于 k -NN 分类器统计得到的 Transmitter-1/Channel-1 与 Transmitter-2/Channel-2 的错误分类率随 SNR 的变化规律分别如图 11 与图 12 所示。

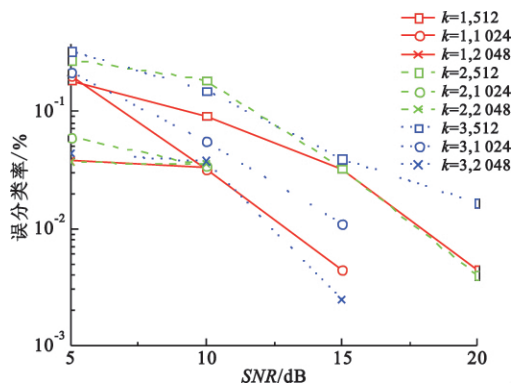


图 11 调制模式为 BPSK、不同 k 与不同通信帧长时的错误分类率(实部)

Fig. 11 The misclassification rate with different length of frame and k under BPSK modulation (real part)

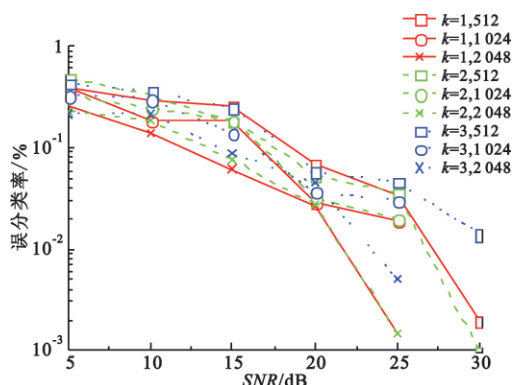


图 12 调制模式为 BPSK、不同 k 与不同通信帧长时的错误分类率(虚部)

Fig. 12 The misclassification rate with different length of frame and k under BPSK modulation (imaginary part)

由图 11 与 12 可知, Transmitter-1/Channel-1 与 Transmitter-2/Channel-2 的正确分类率随 SNR 的增加而增加, 随通信帧长的加长而更优。

5 结束语

本文提出了一种根据通信帧的先验前导信号, 采用两次 LS 估计对无线发射机 PA 非线性的模型系数与无线信道单位脉冲响应进行联合估计的方法, 分别对多载波 OFDM/单载波通信、PA 有/无记忆、直接加取平均/迭代积累、算法趋势及分离/分类性能进行了数值仿真实验, 结果显示了所提方法的正确性与有效性。所提方法可应用于无线网络设备的物理层射频指纹认证, 以及无线通信的非线性信道估计与均衡等。

然而, 有记忆 MP 模型下的估计精度仍不能满足实用要求, 这是正在进行的研究工作。

参考文献:

- [1] 彭林宁, 胡爱群, 朱长明, 等. 基于星座轨迹图的射频指纹提取方法[J]. 信息安全学报, 2016, 1(1): 50-58.
PENG Linning, HU Aiqun, ZHU Changming, et al. Radio fingerprint extraction based on constellation trace figure[J]. Journal of Cyber Security, 2016, 1(1): 50-58. (in Chinese)
- [2] ZHANG J, WANG F, OCTAVA A D. Specific rmitter identification via Hilbert-Hung transform in single-hop and Relaying scenarios[J]. IEEE Transactions on information Forensics and Security, 2016, 11(6): 1192-1105.
- [3] 张国柱, 夏鲁宁, 贾世杰, 等. “牵星法”: 一种基于射频指纹的高频 RFID 克隆卡检测方法[J]. 信息安全学报, 2017, 2(2): 33-47.
ZHANG Guozhu, XIA Luning, JIA Shijie, et al. “Star drawing operation”: a method to identify HF RFID cloning card based on RF fingerprinting [J]. Journal of Cyber Security, 2016, 1(1): 50-58. (in Chinese)
- [4] GUNGOR O, KOKSAL C E. On the basic limits of RF-fingerprint-based authentication [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(8): 4523-4543.
- [5] 袁红林, 胡爱群, 陈开志. 射频指纹的唯一性研究[J]. 应用科学学报, 2009, 27(1): 1-5.
YUAN Honglin, HU Aiqun, CHEN Kaizhi. Uniqueness of radio frequency fingerprint [J]. Journal of Applied Science, 2009, 27(1): 1-5. (in Chinese)
- [6] 校莉. 射频信道非线性失真对多载波数字通信的影响及常用线性化技术分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(7): 122-127.
XIAO Li. Impact of non-linear distortion of RF channel on

- multi-carrier communication systems and analysis of commonly-used linearization technology [J]. Telecommunication Engineering 2011 51(7):122-127. (in Chinese)
- [7] 刘顺兰, 蒋树南. 非线性信道的均衡算法研究[J]. 电子学报 2010 38(10):2219-2223.
LIU Shunlan, JIANG Shunan. Equalization algorithms based on nonlinear channel [J]. Acta Electronica Sinica, 2010 38(10):2219-2223. (in Chinese)
- [8] 宋筠薇, 杨守义, 齐林. 基于维纳模型的非线性信道接收端均衡方案[J]. 电视技术 2012 36(5):83-85.
SONG Yuwei, YANG Shouyi, QI Lin. Receiving-end equalization scheme for nonlinear channel based on Wiener model [J]. Video Engineering, 2012 36(5):83-85. (in Chinese)
- [9] POLAK A C, DOLATSHAHI S, GOECKEL D L. Identifying wireless users via transmitter imperfections [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011 29(7):1469-1479.
- [10] HUANG G, YUAN Y, WANG X, et al. Specific emitter identification based on nonlinear dynamical characteristics [J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering 2016. 39(1):34-41.
- [11] 江立伟, 袁红林, 严燕, 等. 一种低信噪比下的高精度射频指纹变换方法[J]. 数据采集与处理, 2015, 30(5):1036-1042.
JIANG Liwei, YUAN Honglin, YAN Yan, et al. High-accuracy radio frequency fingerprint transform method in low SNR environment [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015, 30(5):1036-1042. (in Chinese)
- [12] LIU M W, DOHERTY J F. Nonlinearity estimation for specific emitter identification in multipath channels [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security 2011 6(3):1076-1085.
- [13] LIU Y, CHEN H H, WANG L. Physical layer security for next generation wireless networks: theories, technologies and challenges [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials 2017. 19(1):347-376.
- [14] TEHRANI A S, CAO H, AFSARDOOST S, et al. A comparative analysis of the complexity/accuracy tradeoff in power amplifier behavioral models [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010 58(6):1510-1520.
- [15] LIU M W, DOHERTY J F. Frequency-selective multiple-input multiple-output channel estimation with transmitter non-linearity [J]. IET Signal Processing, 2009, 3(6):467-475.
- [16] IEEE. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band; IEEE Std 802.11a-1999 [S]. [S. L.]: IEEE 2000:1-102.
- [17] HEMESI H, ABDIPOUR A, MOHAMMADI A. Analytical modeling of MIMO-OFDM system in the presence of nonlinear power amplifier with memory [J]. IEEE Transactions on Communications 2013 61(1):155-163.

作者简介:



袁红林(1971—)男,江苏如皋人,博士,副教授,主要从事无线通信系统与信息处理的研究;

Email: yuan. hl@ntu.edu.cn

江立伟(1987—)男,江苏宿迁人,2015年于南通大学获硕士学位,现从事集成电路设计工作。

Email: jianglwsm@foxmail.com