

Detection of Spoofing of Satellite Navigation Receivers Based on Statistical Model of DAC

Hui Zhang¹, Minhong Sun¹, Haiquan Wang¹, Lei Shen¹, Yu Qiu², Yiming Gan¹

¹School of Communications Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou

²Hangzhou Puheng Company Ltd., Hangzhou

Email: cougar@hdu.edu.cn, wanghq33@gmail.com, shenlei@hdu.edu.cn, qiuyuvip@163.com, gym0730@126.com

Received: Sep. 11th, 2014; revised: Sep. 30th, 2014; accepted: Oct. 5th, 2014

Copyright © 2014 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

Since real signals and spoofing signals are overlapped in time domain, frequency domain and time-frequency domain, it is not easy to distinguish them. In this paper, a new identification method based on the model of digital-to-analog converter (DAC) is proposed on a condition that the devices of transmitter and jammer are in desired state except the DAC. Firstly, the DAC is modeled with the integral non-linear (INL) and differential non-linear (DNL) to extract the parameter vector; secondly, the spoofing signals are identified by using a LRT detector and a naïve method; lastly, the effectiveness of the proposed method is verified via simulation.

Keywords

Jamming Identification, Spoofing Detection, DAC, Statistics Modeling

基于DAC统计模型的卫星导航欺骗干扰检测

张 苗¹, 孙闽红¹, 王海泉¹, 沈 雷¹, 邱 雨², 甘一鸣¹

¹杭州电子科技大学通信工程学院, 杭州

²杭州谱恒科技有限公司, 杭州

Email: cougar@hdu.edu.cn, wanghq33@gmail.com, shenlei@hdu.edu.cn, qiuyuvip@163.com, gym0730@126.com

收稿日期: 2014年9月11日; 修回日期: 2014年9月30日; 录用日期: 2014年10月5日

摘要

针对欺骗干扰信号常在时域、频域和空域与真实信号重叠，导致识别欺骗干扰难度较大的问题，本文假定真实发射机与欺骗干扰机射频前端器件除数模转换器(DAC)外均工作于理想状态，提出了一种基于DAC建模的欺骗干扰识别方法。首先，利用积分非线性(INL)和差分非线性(DNL)对DAC的非线性进行统计建模，提取特征向量；其次，基于似然比检测和欧氏距离法实现欺骗干扰识别；最后，通过仿真实验验证了方法的有效性。

关键词

干扰识别，欺骗干扰，DAC，统计建模

1. 引言

卫星导航系统在人类社会经济生活和各国军事国防中占据着至关重要的地位。然而，卫星导航系统往往会受到多种形式的有意或者无意干扰，导致导航定位性能下降，甚至无法工作。对于卫星导航系统接收机主要有两种干扰样式：压制式干扰和欺骗式干扰。欺骗式干扰是发射与导航信号相类似的干扰信号，误导卫星导航接收机偏离准确的导航和定位，这种干扰所需的功率小，干扰效率优于压制式干扰[1]。卫星导航系统接收机如何抗欺骗干扰已经成为当前迫切需要解决的科学问题。

抗欺骗干扰的前提是接收机能够检测识别出欺骗干扰。目前国内外针对欺骗干扰识别方法的研究主要集中在基于特征提取的干扰识别算法，所提取的特征参数包括时钟偏移、多普勒频移、和接收机位置等[2]-[5]。但这些研究仅考虑了信号波形间整体的差异而忽略了欺骗干扰与真实信号间某个或多个信号参数上的细微特征，而且基于的信号模型较简单。所以，针对基于细微特征参数差异上的欺骗干扰检测识别问题，进一步深入开展研究基于统计信号检测识别理论的新方法是很有必要的。近年来，研究人员发现即使是同一条生产线制造出来的同一批次的射频元器件也存在着细微差异[6]。这些细微差异使得输出信号附加上了不影响信息传输的“指纹”特征，这一类“指纹”特征的提取已成为研究热点之一[7]。然而，这些提取“指纹”特征的方法多是通过信号分析手段，寻找的依然是信号在时域、频域或时频域的特征参数，识别效果不够理想。

本文针对产生式欺骗干扰检测问题开展研究，通过深入剖析干扰机射频前端元器件的工作机理，从射频元器件非线性建模角度出发，在假定干扰机射频前端除 DAC 外其余射频元器件均工作在理想状态条件下，推导出 DAC 的统计建模。在此基础上，提出了似然比干扰检测法与欧式距离干扰检测法。理论分析与仿真表明，所提出的模型与方法能够基于信号的微小差异而实施较为准确的检测。

2. DAC 的统计建模

DAC 的编码主要有三种方式：分段编码、二进制编码和温度计编码。对于这三种主要编码方式的 DAC 的饱和区电流 I_{outk} ，一般来说，可以由单位电流 I_{u_i} 总和得到。分段编码 DAC 的饱和区电流 I_{outk}^{segm} 可以由式(1)得到，其中 $(N-S)$ 位 LSBs 是以二进制编码方式编码，而 S 位 MSBs 是由温度计式编码方式编码，则有

$$I_{outk}^{segm} = \sum_{m=1}^{N-S} B_{k,m} \sum_{i=2^{m-1}}^{2^m-1} I_{u_i} + \sum_{m=1}^{S-1} T_{k,m} \sum_{i=2^{N-S}+(m-1)2^{N-S}}^{2^{N-S}+m2^{N-S}-1} I_{u_i} \quad (1)$$

式中, N 是 DAC 的位数, $i \in [1:2^N - 1]$, S 表示由温度计编码的位数, $B_{k,m}$ 和 $T_{k,m}$ 分别表示二进制编码和温度计编码部分的转换矩阵。

最能描述 DAC 非线性特征的参数是积分非线性误差(INL)和微分非线性误差(DNL)。根据 IEEE 对 INL[8]的定义, 它描述的是除去失调误差和增益误差后, DAC 的输出曲线与理想曲线间的偏差, 其计算公式为

$$INL_k = \frac{I_{out_k} - k \cdot I_{lsb}}{I_{lsb}} \quad (2)$$

式中, I_{out_k} 表示输入码为 k 的 DAC 输出电流, I_{lsb} 表示最低有效位输出, 可表示为

$$I_{lsb} = \frac{I_{out_{(2^N-1)}}}{2^N - 1} \quad (3)$$

对于温度计编码的 DAC 来说, $S = N$, 式(1)中 $k \in [0:2^N - 1]$, $m \in [1:2^N - 1]$, 那么 $T_{k,m}$ 可以表示成

$$T_{2^N \times 2^N - 1} = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 1 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 & 0 \end{pmatrix} \text{ i.e. } T_{k,m} = \begin{cases} 0, & m \geq k \\ 1, & m < k \end{cases} \quad (4)$$

所以, 式(1)可以简化为

$$I_{out_k}^{thermo} = \sum_{i=1}^k I_{u_i} \quad (5)$$

式中, $I_{out_k}^{thermo}$ 表示以温度计式进行编码的 DAC 的饱和区的电流。

那么, 累积的失配误差可以表示成

$$I_{out_k} - k \cdot \bar{I}_u = \sum_{i=1}^k (I_{u_i} - \bar{I}_u) \quad (6)$$

式中, \bar{I}_u 是理论上的单位电流源。这一偏差可以建模为维纳过程[9], 即有

$$I_{out_k} - k \cdot \bar{I}_u = \sum_{i=1}^k (I_{u_i} - \bar{I}_u) = W_k(\sigma_u^2) = \sigma_u \cdot W_k \quad (7)$$

式中, W_k 是一个维纳随机过程且具有以下性质

$$W_k(\sigma_u^2) = \sigma_u \cdot W_k = \sqrt{n} \cdot \sigma_u \cdot W_{k/n} \quad (8)$$

式中, $n = 2^N - 1$ 。

这样, 式(2)的分子项为

$$I_{out_k} - k \cdot I_{lsb} = \sqrt{n} \cdot \sigma_u \cdot W_{k/n} - \frac{\sigma_u}{\sqrt{n}} \cdot k \cdot W_1 \quad (9)$$

根据布朗桥过程的定义[9], 上式可以改写成:

$$I_{out_k} - k \cdot I_{lsb} = \sqrt{n} \cdot \sigma_u \cdot BB\left(\frac{k}{n}\right) \quad (10)$$

所以, INL 可以表示为:

$$INL_k = \frac{\sqrt{n} \cdot \sigma_u \cdot BB\left(\frac{k}{n}\right)}{I_{lsb}} \approx \sqrt{n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \cdot BB\left(\frac{k}{n}\right) \quad (11)$$

根据定义[8], DNL(微分非线性)的数学表达式为:

$$DNL_k = \frac{I_{out_k} - I_{out_{(k-1)}} - I_{lsb}}{I_{lsb}} \quad (12)$$

利用 $\bar{I}_u \approx I_{lsb}$ 这一关系[10], 且根据 INL_k 的定义, 可以推导出 DNL_k 与 INL_k 的关系, 即:

$$DNL_k = INL_k - INL_{k-1} \quad (13)$$

由已知的 INL_k 的数学模型, 易推导出 DNL_k 的数学模型, 为:

$$\begin{aligned} DNL_k &= INL_k - INL_{k-1} \\ &= \sqrt{n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \cdot BB\left(\frac{k}{n}\right) - \sqrt{n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \cdot BB\left(\frac{k-1}{n}\right) \\ &= \sqrt{n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \cdot \left[BB\left(\frac{k}{n}\right) - BB\left(\frac{k-1}{n}\right)\right] \end{aligned} \quad (14)$$

文献[11]给出了布朗桥随机过程的 K-L 展开为

$$BB(t) = \lim_{J \rightarrow \infty} \sum_{j=1}^J \frac{\Lambda_j}{\pi j} \sqrt{2} \sin(\pi \cdot j \cdot t) \quad (15)$$

其中 Λ_j 是独立同分布的随机变量, 服从 $\mathcal{N}(0, \lambda_j)$ 。

实际中, 设输入信号为 \mathbf{x} , 且长度为 M , 即 $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(M-1)]$, 则离散布朗桥过程 $BB\left(\frac{\mathbf{x}}{n}\right)$ 可以表示为

$$BB\left(\frac{\mathbf{x}}{n}\right) = \begin{bmatrix} \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(1)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(1)}{n}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(M)}{n}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \frac{\Lambda_1}{\pi \cdot 1} \\ \vdots \\ \sqrt{2} \frac{\Lambda_J}{\pi \cdot J} \end{bmatrix} \quad (16)$$

这样, 式(12)可写为

$$\begin{aligned} INL_x &= \sqrt{n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \cdot BB\left(\frac{\mathbf{x}}{n}\right) \\ &= \sqrt{2n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u}\right) \begin{bmatrix} \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(0)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(0)}{n}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\Lambda_1}{\pi \cdot 1} \\ \vdots \\ \frac{\Lambda_J}{\pi \cdot J} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

分别令

$$\mathbf{P}_{INL} = \sqrt{2n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u} \right) \begin{bmatrix} \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(0)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(0)}{n}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (18)$$

和

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & \cdots & \Lambda_J \\ \pi \cdot 1 & \cdots & \pi \cdot J \end{bmatrix}^T \quad (19)$$

则式(17)可以简单地表示为

$$INL_x = \mathbf{P}_{INL} \mathbf{h} \quad (20)$$

同理, 根据式(15), DNL 可以表示为

$$DNL_x = \mathbf{P}_{DNL} \mathbf{h} \quad (21)$$

式中,

$$\mathbf{P}_{DNL} = \sqrt{2n} \cdot \left(\frac{\sigma_u}{I_u} \right) \begin{bmatrix} \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(1)}{n}\right) - \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(0)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(1)}{n}\right) - \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(0)}{n}\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M)}{n}\right) - \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) & \cdots & \sin\left(\pi \cdot J \cdot \frac{x(M)}{n}\right) - \sin\left(\pi \cdot 1 \cdot \frac{x(M-1)}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (1)$$

3. 检测算法

根据式(21)或式(22), 接收机接收到的分别由真实发射机和欺骗干扰机发射的信号可建模为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{h}_i + \mathbf{v}_i \quad i = 1, 2 \quad (23)$$

其中, \mathbf{h}_1 与 \mathbf{h}_2 分别为由式(20)表示的真实发射机和欺骗干扰机的模型参数向量; \mathbf{v}_i 设为服从均值为 $\mathbf{0}$ 、方差为 $\sigma_i^2 \mathbf{I}$ 的高斯分布噪声向量; 当以 INL 作为检测参数时, \mathbf{P}_i 为由式(18)表示的 DAC 输入矩阵; 当以 DNL 为检测参数时, \mathbf{P}_i 为由式(22)表示的 DAC 输入矩阵。

接收机根据接收信号 \mathbf{y} , 判别是否受到欺骗干扰。基于上述模型, 欺骗干扰的检测问题为

$$\begin{cases} \mathbf{H}_0 : \mathbf{y} = \mathbf{P} \mathbf{h}_1 + \mathbf{v} \\ \mathbf{H}_1 : \mathbf{y} = \mathbf{P} \mathbf{h}_2 + \mathbf{v} \end{cases} \quad (24)$$

式中, \mathbf{H}_0 表示接收机接收的信号为真实的信号, \mathbf{H}_1 表示为接收机接收的为欺骗信号。基于该模型, 拟采取以下两种检测算法。

3.1. 似然比检测法

1) 判定函数

假定模型参数向量 \mathbf{h}_1 与 \mathbf{h}_2 已经提取得到, 则似然比函数为

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \frac{p_{\mathbf{y}|\mathbf{h}_1, \mathbf{P}}(\mathbf{y} | \mathbf{h}_1, \mathbf{P})}{p_{\mathbf{y}|\mathbf{h}_2, \mathbf{P}}(\mathbf{y} | \mathbf{h}_2, \mathbf{P})} \underset{H_1}{\overset{H_0}{\geq}} \frac{P(\mathbf{H}_2)(c_{12} - c_{22})}{P(\mathbf{H}_1)(c_{21} - c_{11})} = \Lambda_0 = 1 \quad (25)$$

式中, $P(H_1)$ 、 $P(H_2)$ 表示两种情况出现的概率, 这里假设相等, c_{22} 、 c_{11} 为正确判断的代价, 为 0, c_{12} 、 c_{21} 为错误判断的代价, 为 1, 故 $\Lambda_0 = 1$; $p_{y|h_i, \mathbf{P}}(\mathbf{y} | \mathbf{h}_i, \mathbf{P})$ $i=1, 2$ 是条件概率密度函数, 其表达式为

$$p_{y|h_i, \mathbf{P}}(\mathbf{y} | \mathbf{h}_i, \mathbf{P}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_i^2)^M} \exp\left\{-\frac{(\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_i)^H (\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_i)}{2\sigma_i^2}\right\} \quad (26)$$

则判决函数可以简化为

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_1\| \stackrel{H_0}{\geq} \|\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_2\| \quad (27)$$

2) 性能分析

检测错误概率 P_e 为

$$P_e = Pr(H_1)Pr(H_0|H_1) + Pr(H_0)Pr(H_1|H_0) \quad (28)$$

其中, $Pr(H_1|H_0)$ 是接收机实际接收到的是真实信号, 而被判决为欺骗信号的概率; $Pr(H_0|H_1)$ 是接收机实际接收到的是欺骗干扰信号, 而被判决为真实信号的概率。

假设接收机等概率地接收真实信号和欺骗干扰信号, 则有

$$P_e = Pr(H_0|H_1) \quad (29)$$

结合式(28)和式(30)可得

$$P_e = Pr\left\{(\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_1)^H (\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_1) > (\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_2)^H (\mathbf{y} - \mathbf{P}\mathbf{h}_2)\right\} \quad (30)$$

由于 H_1 假设条件下, $\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{h}_2 + \mathbf{v}$, 则式(31)可化简得

$$P_e = Pr\left\{\mathbf{d}^H \mathbf{P}^H \mathbf{P} \mathbf{d} + \mathbf{d}^H \mathbf{P}^H \mathbf{v} + \mathbf{v}^H \mathbf{P} \mathbf{d} > 0\right\} \quad (31)$$

其中, $\mathbf{d} = \mathbf{h}_2 - \mathbf{h}_1$ 。

3.2. 欧式距离检测法

还有一种较为直观的检测方法是比较接收信号的特征向量与已知特征向量间的欧式距离大小, 判决准则为

$$\|\mathbf{h} - \mathbf{h}_1\| \stackrel{H_0}{\geq} \|\mathbf{h} - \mathbf{h}_2\| \quad (32)$$

4. 仿真验证

4.1. INL 和 DNL

设定 DAC 位数为 14 位, $\sigma_s = 2\%$, σ_s 为 DAC 的内部电源方差均值比。经仿真, 所得到的 INL 和 DNL 分别如图 1 和图 2 所示。图 1 是 14bitDAC100 条输入编码的 INL 的 matlab 仿真图; 图 2 是 14bitDAC100 条输入编码的 DNL 的 matlab 仿真图。

4.2. 基于 INL 的欺骗干扰检测

真实信号和欺骗干扰基于信号锥[12]产生, 假定信号锥的大小为 10 度且信号锥内的信号均为真实信号。先根据式(21)仿真产生一个信号, 并设定这个信号为真实信号; 再在这个信号的基础上旋转 15 度, 由于该角度大于信号锥大小, 可认为属于欺骗干扰。另外, 设定式(16)中的 $J = 20$ 。

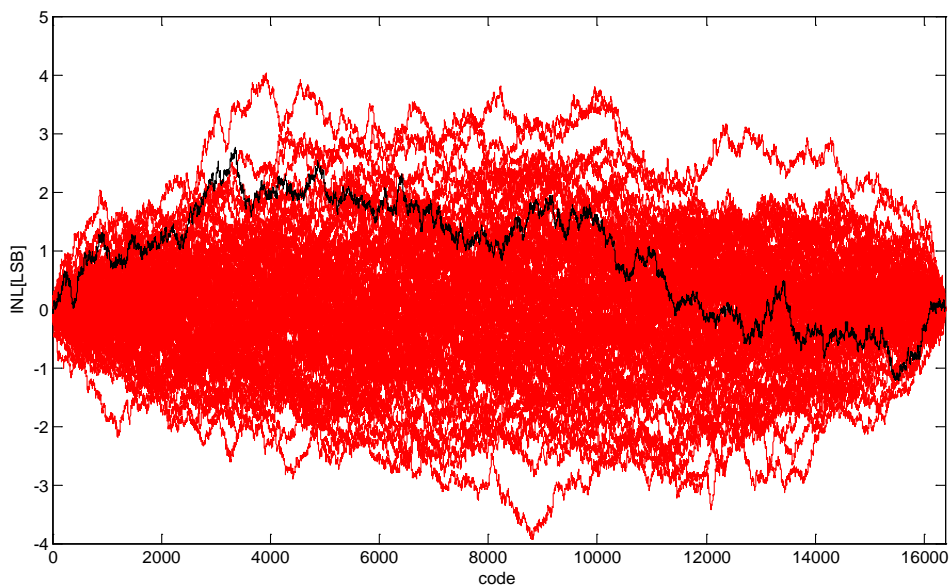


Figure 1. INL Brownian Bridge paths

图 1. INL 仿真图

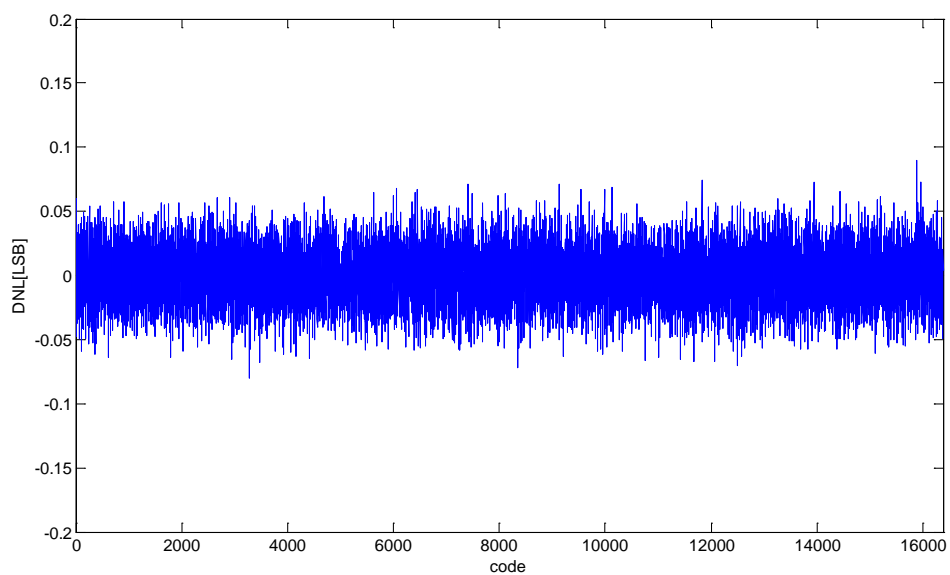


Figure 2. DNL Brownian Bridge paths

图 2. DNL 仿真图

首先比较两种检测方法的性能。实际中，一般的商业卫星导航系统采用的 DAC 的位数为 1 位，较高端的为 1.5 位或 3 位，极高端的为 8 位或以上。以下仿真假定 DAC 位数为 3 位。两种方法的性能比较如图 3 所示。

从图 3 可以看出，似然比检测算法的性能大大好于欧式距离检测法。随着 SNR 的增加，检测错误概率呈下降趋势，但似然比检测算法在 SNR 大于 35 dB 后错误概率趋于零，而欧式距离检测法的最终错误概率趋于 25%。

另外，为了分析 DAC 位数对检测性能的影响，分别设 DAC 的位数为 $N = 1$ 、 $N = 3$ 位和 $N = 4$ ，得到的检测性能如图 4 所示。图 4 表明，DAC 位数为 4 位时性能最优，其次为 3 位和 1 位。

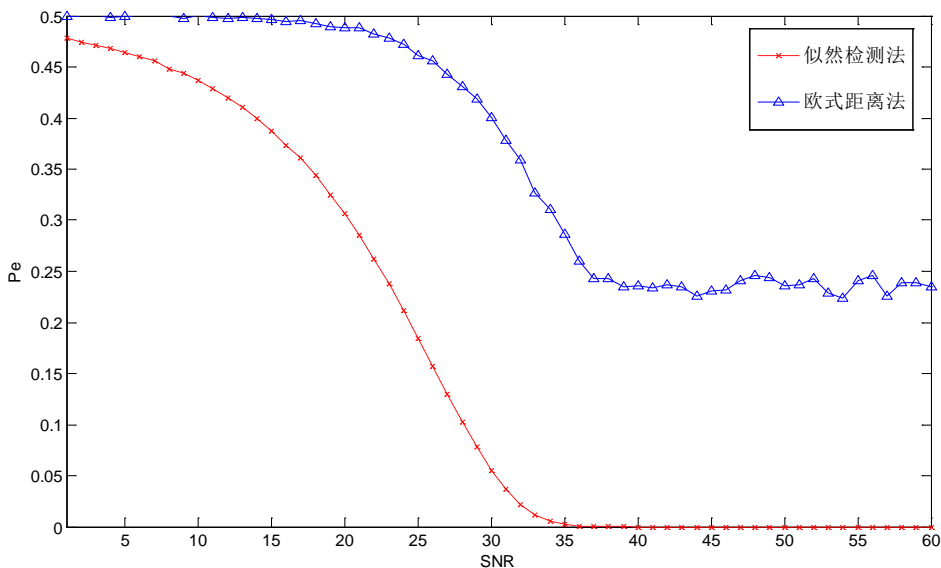


Figure 3. Probability of error vs. SNR of INL

图 3. INL 检测性能

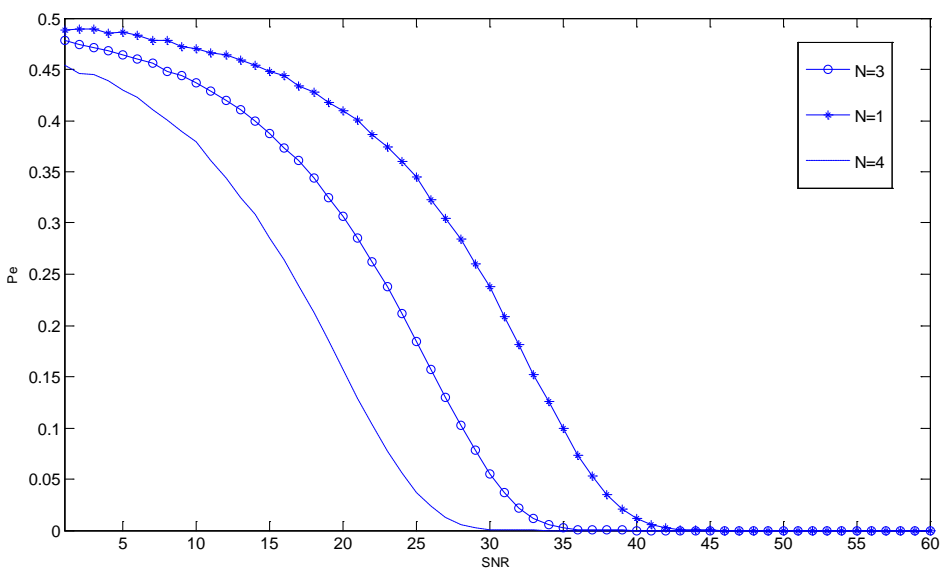


Figure 4. Probability of error vs. revolution of DAC

图 4. DAC 的位数对性能的影响

4.3. 基于 DNL 的欺骗干扰检测

DAC 的非线性特征除了 INL 以外，还有 DNL。图 5 给出了以 DNL 为特征向量，分别利用似然比检测法和欧式距离法进行的欺骗干扰检测性能曲线。

图 5 与图 3 类似，似然检测法的性能明显好于欧式距离检测法的性能。欧式距离检测法的错误概率最后收敛于 25% 左右，而似然比检测法在 SNR 大于 30 dB 后错误概率趋于 0。

图 6 给出了分别以 INL 和 DNL 作为特征向量进行似然比检测得到的检测性能曲线。从图中可以看出，两者的检测错误概率均呈单调下降趋势，最后都能收敛于 0；但 DNL 的下降速度要快于 INL，图中可看出 DNL 检测性能优于 INL 检测 5~7 dB。

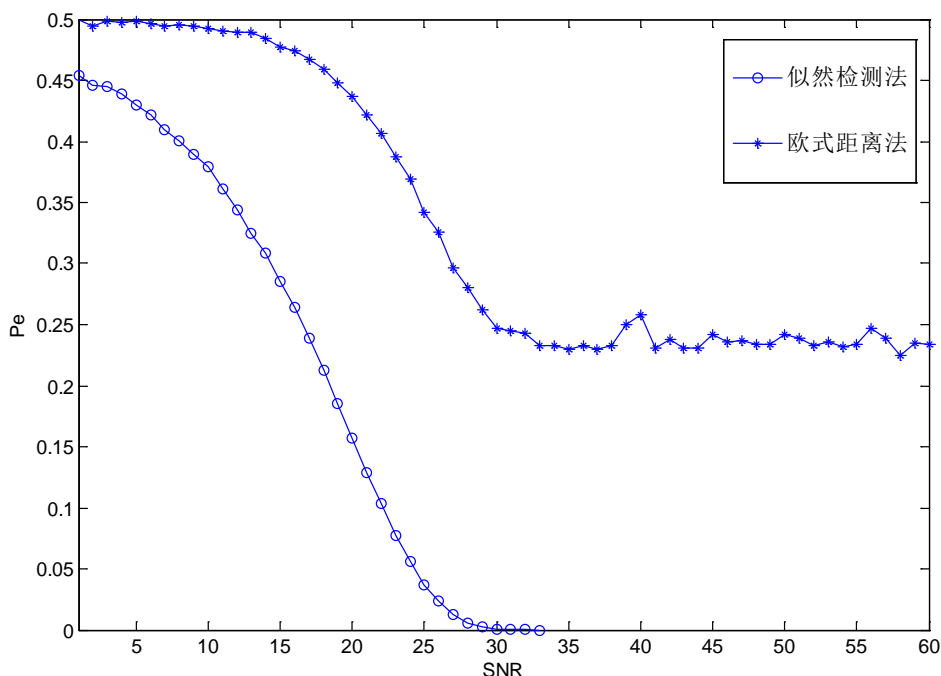


Figure 5. Probability of likelihood ratio test vs. naïve method of DNL

图 5. 以 DNL 为特征向量的两种检测法的比较

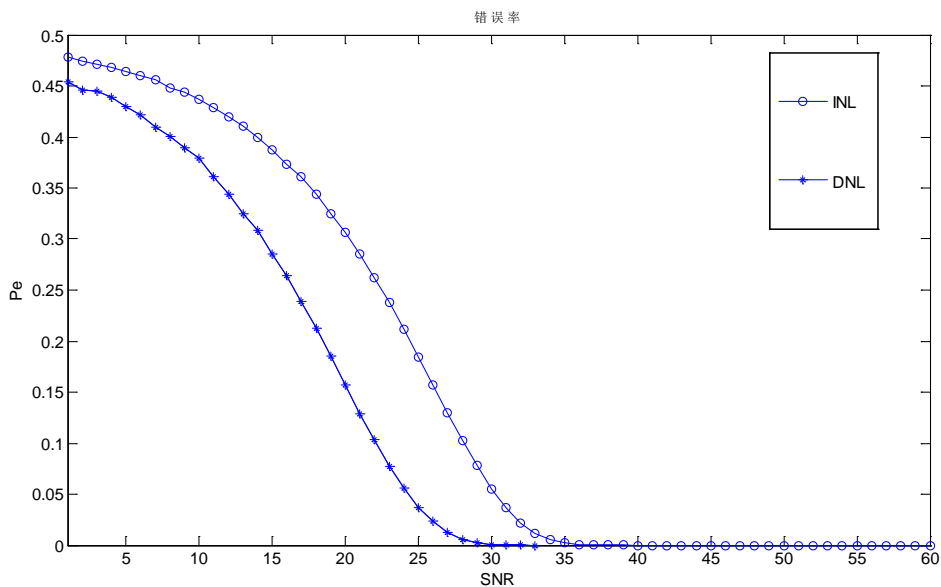


Figure 6. Probability of likelihood ratio test of INL vs. DNL

图 6. INL 与 DNL 似然比检测性能比较

5. 总结

由于实际生产中工艺的限制，DAC 存在着内在固有的积分非线性误差和微分非线性误差，这些非线性的特征使每个 DAC 都具有自己的独特性，因此可以将这些非线性特征作为器件的“指纹”。本文首先从产生式干扰机的硬件结构出发，假设干扰机射频前端除 DAC 外均工作在理想状态，提出了基于 DAC 统计模型的欺骗干扰识别方法。分别利用 INL 和 DNL 两个非线性特征，提取了特征向量作为“指纹”

特征。其次,利用似然检测法和欧式距离法,基于上述的特征向量,进行欺骗干扰检测。最后仿真结果表明,似然检测法和欧式距离法均能识别欺骗干扰,但似然检测法的性能要优于欧式距离法;并且,DAC的位数越高,对欺骗干扰的检测性能越好;另外,DNL的检测性能优于INL检测5~7 dB。

根据本论文所推导出的DAC的统计数学模型,并以此作为干扰检测的参数,利用似然检测方法 with 欧式距离法进行理论分析和实验仿真,结果表明,所提出的方法可以从较细微的差异中较为准确地进行干扰的识别。

致 谢

感谢国家自然科学基金资助项目(61271214)、浙江省教育厅资助项目(Y201121089)。

参考文献 (References)

- [1] Olivier, K., Cilliers, J.E. and Du Plessis, M. (2011) Design and performance of wideband DRFM for radar test and evaluation. *Electronics Letters*, **47**, 824-825
- [2] Molchanov, P.O., Astola, J.T., Egiazarian, K.O., et al. (2011) Target classification by using pattern features extracted from bispectrum-based radar doppler signatures., 2011 *Proceedings of International IEEE on Radar Symposium (IRS)*, 791-796.
- [3] Chen, V.C., Miceli, W.J. and Himed, B. (2009) Micro-doppler analysis in ISAR—Review and perspectives. *International IEEE Radar Conference, Surveillance for a Safer World*, 1-6.
- [4] Psiaki, M.L., O'Hanlon, B.W., Bhatti, J.A., et al. (2011) Civilian GPS spoofing detection based on dual-receiver correlation of military signals. *Proceedings of the Institute of Navigation GNSS (ION GNSS 2011)*, 2011.
- [5] Nielsen, J., Broumandan, A. and Lachapelle, G. (2012) GNSS spoofing detection for single antenna handheld receivers. *Navigation*, **58**, 335-344.
- [6] Langley, L.E. (2006) Specific emitter identification and classical parameter fusion technology. Litton Applied Technology, San Jose, 377-381.
- [7] Li, L., Ji, H.B. and Jiang, L. (2011) Quadratic time-frequency analysis and sequential recognition for specific emitter identification. *IET Signal Processing*, **5**, 568-574.
- [8] IEEE (1984) IEEE Standard 746-1984. In Performance Measurements of A/D and D/A Converters for PCM Television Video Circuits. IEEE, New York.
- [9] Billingsley, P. (1999) Convergence of Probability Measures. Wiley, New York, 83-85.
- [10] Radliov, G.I., Heydenreich, M., van der Hofstad, R.W. and Hegt, J.A. (2007) Brownian-bridge-based statistical analysis of the dacinl caused by current mismatch. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, **54**, 146-150.
- [11] Polak, A., Dolatshahi, S. and Goeckel, D. (2011) Identifying wireless users via transmitter imperfections. *Selected Areas in Communications*, **29**, 1469-1479
- [12] Greco, M., Gini, F. and Farina, A. (2008) Radar detection and classification of jamming signals belonging to a cone class. *IEEE Transaction on Signal Processing*, **56**, 1984-1993