doi:10.11887/j.cn.201802015 http://journal.nudt.edu.cn

GNSS 阵列接收机信号解扩前的欺骗干扰检测算法*

耿正霖,李峥嵘,聂俊伟,王飞雪
(国防科技大学 电子科学学院,湖南 长沙 410073)

摘 要:为了降低天线阵接收机欺骗干扰检测方法的计算量,提出一种信号解扩前的欺骗干扰检测方法。该方法利用不同天线上信号和噪声相关性的差异,在信号解扩前估计其功率,从而进行欺骗干扰检测。仿真结果表明,该方法在降低运算量的同时,具有良好的检测性能。

关键词:解扩;GNSS 欺骗干扰;功率检测;天线阵
中图分类号:TN95 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2018)02-091-06

Spoofing detection technique before despreading for GNSS antenna-array receivers

GENG Zhenglin, *LI Zhengrong*, *NIE Junwei*, *WANG Feixue*
(College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: In order to decrease the computation complexity of the spoofing detection methods for antenna-array GNSS(global navigation satellite system) receivers, a spoofing detection method before signals despreading was proposed. The correlation difference of signal and noise on different antenna elements was used in signal power estimation. Then the spoofing was differentiated according to the estimated signal power. Simulation result indicates the effectiveness of the proposed method and the reduction of computation complexity.

Key words: despreading; global navigation satellite system spoofing; power detection; antenna-array

近年来,全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System,GNSS)欺骗干扰因其隐蔽性强、危害性大而备受关注,GNSS 欺骗干扰检测成了 GNSS 抗干扰研究的一大重点,各国学者提出了多种欺骗干扰检测算法,从信号功率[1-4]、到达时间[2,7]、到达角度[2,7-9]、电文校验[10]、定位结果[11-12]等方面对欺骗干扰进行检测。

对于单天线接收机,功率检测是一种常用方法,但目前基于功率的欺骗干扰检测方法通常是在信号解扩之后实现[1-3],这样才能从噪声中将功率相对小的欺骗干扰提取出来,故需要捕获和跟踪接收到的所有信号,包括真实信号和欺骗干扰,这通常需要改变接收机捕获跟踪策略,增加信号跟踪通道,运算量和硬件复杂度较高。文献[4]提出了一种解扩前的欺骗干扰检测方法,通过接收信号与其延迟整数码片的信号共轭相乘以剔除多普勒及调制电文,再利用了信号伪码的周期性,经过两个梳状滤波器,分别估计出信号和噪声功率,以此实现欺骗干扰的检测。不过该方法只适用于伪码具有周期性的民用信号。此外,还可根据自动增益控制(Automatic Gain Control,AGC)增益[5]和信号相关峰[6]实现欺骗干扰的检测,但通常欺骗信号功率较低,AGC 变化不明显。

对于阵列接收机,其可从信号到达角进行欺骗干扰的检测,根据信号相位差实现欺骗干扰检测和判决,包括相位单差检测和相位双差检测[13-15]。一方面,通过比较信号到达两个天线的相位差与根据星历计算得到的估计值,进行欺骗干扰判别[13];另一方面,基于欺骗信号从同一天线发射的假设,不同欺骗信号到达两个天线的相位差相同,故可通过不同信号到达两固定天线的相位差的差值进行欺骗干扰的检测[14-15]。不过要得到信号相位及其差值,需要各个通道分别捕获和跟踪各颗卫星信号,运算量较大。针对上述问题,本文提出一种阵列接收机解扩前的欺骗干扰检测算法,利用不同天线接收信号和通道噪声相关性的差异,在信号解扩前实现欺骗干扰的功率检测。

* **收稿日期**:2016-12-20
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61403413)
作者简介:耿正霖(1988—),男,云南昆明人,博士研究生,E-mail:oliver8812@163.com;
李峥嵘(通信作者),男,副研究员,博士,E-mail:zr_li@nudt.edu.cn

1 信号接收模型

欺骗干扰发射接收模型如图 1 所示，通常认为由于欺骗干扰分离发射的成本和实现代价较高，欺骗干扰大多通过单个天线发射[16]，所以不同卫星的欺骗干扰信号到达接收机的角度相同。

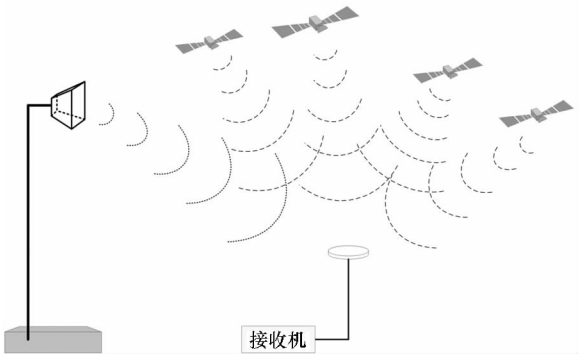

图 1 欺骗干扰场景

Fig. 1 Spoofing scenario

存在欺骗干扰情况下，解扩之前单个天线接收到的信号可表示为：

$$r(nT_s) = \sum_{m=1}^{N_A} \sqrt{p_m^a} F_m^a(nT_s) + \sum_{q=1}^{N_S} \sqrt{p_q^s} F_q^s(nT_s) + \eta(nT_s) \tag{1}$$

其中，

$$F_m^a(nT_s) = d_m^a(nT_s - \tau_m^a) c_m^a(nT_s - \tau_m^a) e^{j\varphi_m^a + j2\pi f_m^a nT_s} \tag{2}$$

$$F_q^s(nT_s) = d_q^s(nT_s - \tau_q^s) c_q^s(nT_s - \tau_q^s) e^{j\varphi_q^s + j2\pi f_q^s nT_s} \tag{3}$$

其中：N_A 和 N_S 分别表示真实信号和欺骗干扰信号的个数，T_s 为采样间隔，p、φ、f 和 τ 分别表示接收信号的功率、载波相位、多普勒频率和码延迟。d 和 c 表示数据比特和伪随机噪声码（Pseudo Random Noise code，PRN code）。上标 a 和 s 分别表示真实信号和欺骗干扰信号，下标 m 和 q 表示第 m 个真实信号和第 q 个欺骗信号。$\eta(nT_s)$ 表示方差为 σ^2 的高斯白噪声。

对于 N 元的天线阵接收信号可用阵列表示为：

$$\boldsymbol{r}(nT_s) = \sum_{m=1}^{N_A} \boldsymbol{a}_m \sqrt{p_m^a} F_m^a(nT_s) + \sum_{q=1}^{N_S} \boldsymbol{b} \sqrt{p_q^s} F_q^s(nT_s) + \boldsymbol{\eta}(nT_s) \tag{4}$$

其中，$\boldsymbol{a}_m$ 和 $\boldsymbol{b}$ 称为空间特征矢量[17]（Spatial Signature Vector，SSV），其包含了阵列的所有空域信息。由于欺骗信号来向相同，其空间特征矢量相同为 $\boldsymbol{b}$，$\boldsymbol{\eta}$ 是方差为 $\sigma^2\boldsymbol{I}$ 的复加性高斯白噪声矩阵。

$$\boldsymbol{\eta}(nT_s) = \begin{bmatrix} \eta_1(nT_s) \\ \vdots \\ \eta_N(nT_s) \end{bmatrix} \tag{5}$$

空间特征矢量又可用天线阵的导向矢量 $\hat{\boldsymbol{a}}_m$ 和 $\hat{\boldsymbol{b}}$ 和通道失配矩阵 $\boldsymbol{C}$ 表示。

$$\boldsymbol{a}_m = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{a}}_m \tag{6}$$

$$\boldsymbol{b} = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{b}} \tag{7}$$

以天线 1（见图 2 中 r_1）位置为参考位置（坐标原点），则有：

$$\hat{\boldsymbol{a}}_m = \begin{bmatrix} 1 \\ (\hat{a}_m)_2 \\ \vdots \\ (\hat{a}_m)_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{11}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}_m^{sat}}{\lambda}} \\ e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{21}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}_m^{sat}}{\lambda}} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{N1}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}_m^{sat}}{\lambda}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\Delta\varphi_{m,2}^a} \\ \vdots \\ e^{-j\Delta\varphi_{m,N}^a} \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\hat{\boldsymbol{b}} = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{b}_2 \\ \vdots \\ \hat{b}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{11}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}^{spoof}}{\lambda}} \\ e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{21}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}^{spoof}}{\lambda}} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi \boldsymbol{d}_{N1}^{ant} \cdot \hat{\boldsymbol{d}}^{spoof}}{\lambda}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\Delta\varphi_2^s} \\ \vdots \\ e^{-j\Delta\varphi_N^s} \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & C_N \end{bmatrix} \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{d}_{i1}^{ant}$ 表示原点指向第 i 个天线相位中心的矢量，$\hat{\boldsymbol{d}}_m^{sat}$ 表示原点指向第 m 颗卫星的单位矢量，$\hat{\boldsymbol{d}}^{spoof}$ 表示原点指向欺骗干扰源的单位矢量。各矢量如图 2 标注所示。

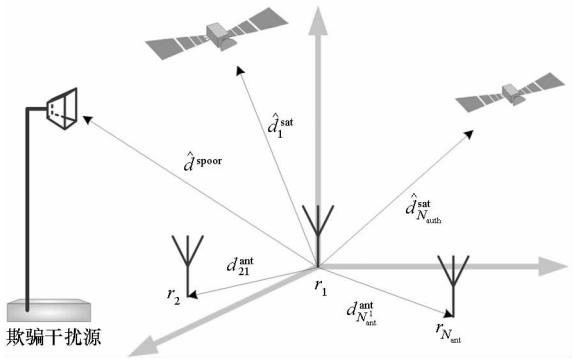

图 2 天线阵布局

Fig. 2 Antenna array configuration

因为多普勒造成的波长差可忽略，统一用 λ 表示信号的载波波长。$\Delta\varphi_i^s$ 和 $\Delta\varphi_{m,i}^a$ 分别为欺骗信号和第 m 个真实信号的载波相位在第 i 个天线

处和原点处的差值。

因此,空间特征矢量可表示为:

$$\boldsymbol{a}_m = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{a}}_m = \begin{bmatrix} 1 \\ |C_2|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,2}+\angle C_2)} \\ \vdots \\ |C_N|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{N,2}+\angle C_N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ |C_2|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,2}} \\ \vdots \\ |C_N|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,N}} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{b} = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{b}} = \begin{bmatrix} 1 \\ |C_2|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Delta\varphi^{\mathrm{s}}_2+\angle C_2)} \\ \vdots \\ |C_N|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Delta\varphi^{\mathrm{s}}_N+\angle C_N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ |C_2|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{s}}_2} \\ \vdots \\ |C_N|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{s}}_N} \end{bmatrix} \tag{12}$$

2　算法原理

为避免相位模糊,GNSS 阵列接收机天线间距通常小于半波长,这样信号在两天线之间的电文和码片的差异基本可以忽略,而不同天线热噪声不同,相关性很小,利用这一特点,将两个天线接收信号共轭相乘累加,可以消除噪声的影响,估计出接收信号的功率。用 $r_i(nT_{\mathrm{s}})$ 表示第 i 个天线接收到的信号,则有:

$$\begin{aligned} &\sum_{n=0}^{K-1} r_i(nT_{\mathrm{s}})r_1^*(nT_{\mathrm{s}}) \\ &\approx C_i\sum_{n=0}^{K-1}\Big(\hat{b}_i\sum_{q=1}^{N_{\mathrm{S}}}p_q^{\mathrm{s}} + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}p_m^{\mathrm{a}}\hat{a}_{m,i}\Big) \\ &= K|C_i|\Big[\Big(\sum_{q=1}^{N_{\mathrm{S}}}p_q^{\mathrm{s}}\Big)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}} + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}p_m^{\mathrm{a}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}}\Big] \end{aligned} \tag{13}$$

不同 PRN 信号互相关约为 0,相同 PRN 的真实信号和欺骗信号由于码相位存在差异,互相关也近似为 0,所以式(13) 中取“≈”。因为真实信号来向不同,难以在空间上功率叠加;相反,欺骗干扰通常由单个天线发射,其功率发生空间叠加。所以式(13) 中括号第一项通常远大于第二项,故可依此从功率上对欺骗干扰进行检测。

为简化分析,假设真实信号功率相近,差异可忽略,真实信号功率统一用 p_{a} 表示,欺骗信号总功率用p_{s} 表示,$p_{\mathrm{s}} = \sum_{k=1}^{N_{\mathrm{S}}}p_q^{\mathrm{s}} = N_{\mathrm{S}}Rp_{\mathrm{a}}$,$R$ 表示欺骗信号平均功率和真实信号的比值。式(13) 可写为:

$$\sum_{n=0}^{K-1} r_i(nT_{\mathrm{s}})r_1^*(nT_{\mathrm{s}}) \approx K|C_i|p_{\mathrm{a}}\Big(N_{\mathrm{S}}R\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}} + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}}\Big) \tag{14}$$

令 $z = N_{\mathrm{S}}R\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}} + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}}$,可分为实部与虚部:

$$z_{\mathrm{real}} = N_{\mathrm{S}}R\cos(\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}) + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\cos(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}) \tag{15}$$

$$z_{\mathrm{imag}} = N_{\mathrm{S}}R\sin(\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}) + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\sin(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}) \tag{16}$$

假设天线阵水平放置,方位随机,那么认为信号在两个天线之间的相位差 $\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}$ 和 $\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i}$均服从 $U(-\pi,\pi)$。可以推导得,若令 $x=\cos(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i})$,$x$ 的概率密度函数为:

$$f_X(x) = \frac{1}{\pi}\frac{1}{\sqrt{1-x^2}},\ -1\leqslant x\leqslant 1 \tag{17}$$

均值为 0,方差为 1/2。另推导得,虚部 $x=\sin(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i})$具有相同的概率分布。

若令 $z_1 = N_{\mathrm{S}}R\cos(\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}})$,则

$$f_{Z1}(z_1) = \frac{1}{\pi}\frac{1}{N_{\mathrm{S}}R\sqrt{1-(z_1/N_{\mathrm{S}}R)^2}},\ -N_{\mathrm{S}}R\leqslant z_1\leqslant N_{\mathrm{S}}R \tag{18}$$

均值为 0,方差为$\frac{1}{2}(N_{\mathrm{S}}R)^2$。

令 $z_0 = \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\cos(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i})$,对于单个信号,$\cos(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i})$、$\sin(\Delta\varphi^{\mathrm{a}}_{m,i})$ 分别具有相同的概率分布,根据中心极限定理,随着 N_{A} 的增加,z_0 趋近于均值为 0,方差为$\frac{1}{2}N_{\mathrm{A}}$ 的正态分布 $\mathrm{N}\left(0,\frac{1}{2}N_{\mathrm{A}}\right)$。为简化分析,用正态分布进行近似。那么 $z_2 = \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\cos(\Delta\varphi_{m,i}) \sim \mathrm{N}\left(0,\frac{1}{2}N_{\mathrm{A}}\right)$

令 $z_{\mathrm{real}} = N_{\mathrm{S}}R\cos(\Delta\varphi_i^{\mathrm{s}}) + \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{A}}}\cos(\Delta\varphi_{m,i}) = z_1 + z_2$,则

$$p(z_{\mathrm{real}}|z_1) = \mathrm{N}\left(0,\frac{1}{2}N_{\mathrm{A}}\right) \tag{19}$$

$$f_Z(z_{\mathrm{real}}) = \int_{-N_{\mathrm{S}}R}^{N_{\mathrm{S}}R}p(z_{\mathrm{real}}|z_1)\cdot f_Y(z_1)\mathrm{d}z_1 \tag{20}$$

所以,在存在欺骗干扰时,z_{real}的概率分布为 $f_Z(z_{\mathrm{real}})$,而没有欺骗干扰时,z_{real}的概率分布为 $\mathrm{N}(0,N_{\mathrm{A}}/2)$。同理,可以推导得出,$z_{\mathrm{imag}}$ 和 z_{real} 具有相同的概率分布。

故进行二元假设,即 H0:无欺骗干扰;H1:存在欺骗干扰。不同条件下 z_{real}的概率函数可表示为:

$$\mathrm{H0}: p(z_{\mathrm{real}};H_0) = \mathrm{N}(0,N_{\mathrm{A}}/2)$$

$$\mathrm{H1}: p(z_{\mathrm{real}};H_1) = f_Z(z_{\mathrm{real}})$$

不失一般性,取欺骗信号和真实信号个数 $N_{\mathrm{A}}=N_{\mathrm{S}}=9$,欺骗信号与真实信号功率比 R 取不同数值,得到 z_{real}不同条件下的概率密度函数如

图3所示。可以证明，z_{imag}具有相同的概率密度函数。

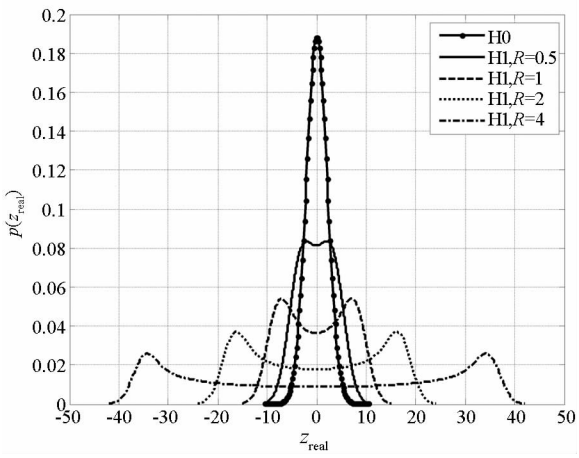

图3 z_{real}的概率密度函数曲线

Fig. 3 Probability distribution function curve of z_{real}

考虑到式(15)和式(16)中$\cos(\Delta\varphi_i^s)$和$\sin(\Delta\varphi_i^s)$的联系，当存在欺骗干扰时，$|z_{\text{real}}|$、$|z_{\text{imag}}|$同时较小的概率将比两者中单个值较小的概率明显下降，故为减小漏警概率。对z_{real}和z_{imag}同时进行判决：

$|z_{\text{real}}| > Th$ 或 $|z_{\text{imag}}| > Th$ 判为存在欺骗干扰；

$|z_{\text{real}}| < Th$ 且 $|z_{\text{imag}}| < Th$ 判为无欺骗干扰。

此外，若采用多天线的阵列，则可以在多对天线上都进行欺骗干扰的检测，减小虚警概率。

算法检测步骤如下：

1)阵列天线接收信号，经过正交下变频得到基带或中频复信号；

2)不同天线接收的基带信号对应相乘累加，得到互相关结果，互相关结果包含实部虚部；

3)将得到的相关结果实部和虚部与门限进行比较，若其中一个大于门限，判决为存在欺骗干扰，否则认为无欺骗干扰；

4)若阵列包含多个天线，可分别对不同天线接收信号进行互相关，进行判决。

通过数值计算得到，当R取不同值时对两个(一对)天线接收数据检测的受试者工作特征(Receiver Operating Characteristic，ROC)曲线，如图4所示。

可以看出，当欺骗干扰功率小于真实信号功率时，检测性能不佳，但仍具有一定的检测能力，随着R的增加，检测性能逐渐改善。

在算法计算量方面，因为信号捕获是一个对信号多普勒和码相位搜索的过程，需要遍历搜索范围内的搜索单元。对于串行搜索，若频率搜索范围为±5 kHz，码相位搜索范围为1023个码片，采用500 Hz的频率搜索步长和0.5码片的码相位搜索步长，搜索单元数达到42 966个，每个搜索单元内都要对信号进行相关计算，而且这只是对单个信号的捕获过程，而通常可见卫星数为4~11颗，加上欺骗干扰信号，需要进行捕获的信号数更多。若进行并行搜索，则可分为并行频率搜索和并行相位搜索，但这需要增加相关器数量，会增加硬件复杂度；或者对数据进行傅里叶变换，分别实现对频率和码相位的并行搜索，但对每一个频率搜索点或每一个码相位都要进行一次傅里叶变换。对于N点离散傅里叶变换，需要N^2次乘法和加法，运算量和时域相关法运算量相当；若N是以2为底的幂，离散傅里叶变换可用快速傅里叶变换实现，运算量降低到$N\text{lb}N$次加法和$N\text{lb}N/2$次乘法，其中，lb表示求以2为底的对数，但这只是对单个信号的捕获运算量，对不同信号的捕获运算量还需乘以信号个数。而本文的方法不用进行信号捕获和跟踪，对N点数据，只需进行N次乘法和N次加法，计算量远小于进行捕获跟踪以后的方法。

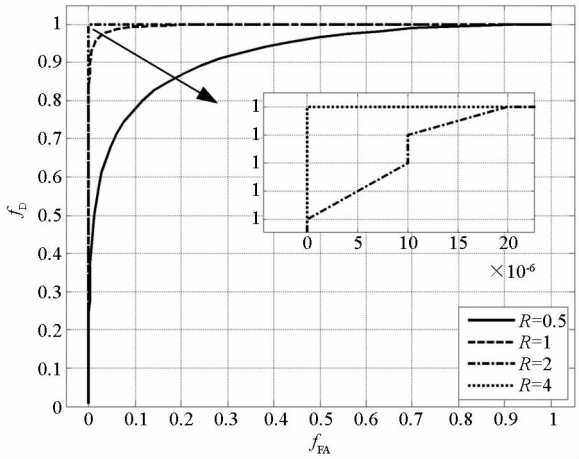

图4 不同R条件下的ROC曲线

Fig. 4 ROC curve under different R

3 仿真分析

采用MATLAB进行仿真分析，生成中频的真实信号和欺骗干扰信号，随机设置其入射方向，采用水平放置阵元间距为半波长的4元中心圆阵进行信号接收，如图5所示。

生成数据经过中频滤波后用于欺骗干扰检测性能的仿真验证。仿真中固定真实信号的载噪比(Carrier to Noise Ratio，CNR)，分析在不同R下算法的检测性能，并与解扩后的功率检测算法性能进行比较，每组仿真进行1000次。具体仿真参数

如表 1 所示。

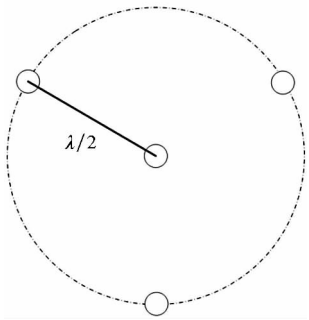

图 5　4 元中心圆阵

Fig. 5　4-element circle antenna-array

表 1　仿真参数设置

Tab. 1　Simulation parameters

参数	设置值
真实信号个数	9
欺骗干扰个数	9
采样率	38.192 MHz
码率	1.023 MHz
射频频率	1575.42 MHz
中频频率	9.548 MHz
中频滤波器带宽	8.184 MHz
互相关积累时间	0.01 s
真实信号 CNR	45 dB-Hz
欺骗信号和真实信号功率比	0.5,1,2

仿真得到 R 在不同取值时对其中两个天线接收数据检测的 ROC 曲线,如图 6 所示。

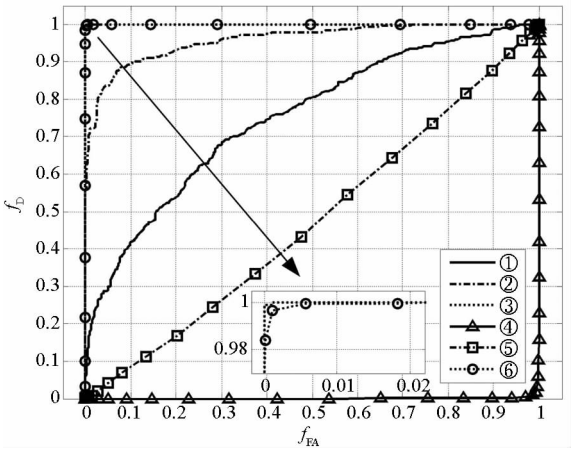

图 6　不同 R 条件下仿真结果(ROC 曲线)

Fig. 6　Simulation results (ROC curve) under different R

图 6 中,①,②,③和④,⑤,⑥分别为本文方法和解扩后的欺骗干扰功率检测算法在 $R=0.5$, $R=1$ 和 $R=2$ 条件下的 ROC 曲线,其中①,②,④,⑤可以较好区分,而③和⑥则大部分重合。从仿真结果可以看出,解扩后的方法由于只采用一个信号的功率,当欺骗信号功率小于或等于真实信号功率时,算法失效,只有当欺骗信号功率大于真实信号时,才具有一定的检测性能。而本文提出的方法利用了不同欺骗信号功率的叠加性,在 $R=0.5$、$R=1$ 和 $R=2$ 时都具有一定的干扰检测能力,检测性能随着 R 的增大逐渐改善。由于噪声和信号间互相关性的影响,仿真出的检测性能比理论结果稍差,对此,可通过不同天线接收数据的联合判决提升算法的检测性能。以位于天线阵中心的天线为参考,同时判决 3 组天线接收数据得到的 ROC 曲线如图 7 所示。

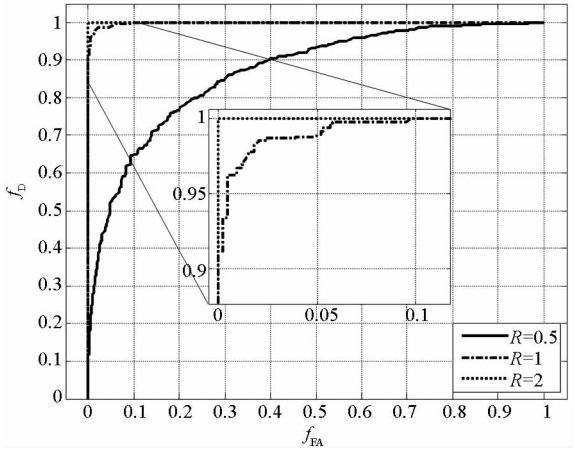

图 7　不同 R 条件下 3 次判决的仿真结果(ROC 曲线)

Fig. 7　Simulation results (ROC curve) of treble decisions under different R

可以看出,相对于 1 组数据的检测性能,同时对 3 组数据进行判决时,检测性能显著提升。当 $R=1$ 时,实现 95% 的检测概率,虚警概率不到 1%;而当 $R=2$ 时,可以很好地区分有无欺骗信号。

4　结论

本文利用了不同天线噪声和信号相关性的差异,近似估计出接收信号的功率,又鉴于欺骗干扰功率在空间上叠加的特点,从功率上进行欺骗干扰的检测。该方法可在信号解扩前实现,避免了对各个接收信号的捕获和跟踪,计算量较小。从分析和仿真结果看,只要欺骗干扰信号功率与真实信号功率相当,该方法就能较好地检测出欺骗干扰信号,而且该方法对伪码周期性并无要求,因此对军码信号也同样适用。

参考文献(References)

[1] Dehghanian V, Nielsen J, Lachapelle G. GNSS spoofing detection based on signal power measurements: statistical analysis [J]. International Journal of Navigation & Observation, 2012(7): 313527.

[2] Humphreys T E, Ledvina B M, Psiaki M L, et al. Assessing the spoofing threat: development of a portable GPS civilian spoofer[C]//Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2008: 2314 – 2325.

[3] Dehghanian V, Nielsen J, Lachapelle G. GNSS spoofing detection based on receiver C/N0 estimates[J]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2012: 2878 – 2884.

[4] Jafarnia A, Broumandan A, Nielsen J, et al. Pre-despreading authenticity verification for GPS L1 C/A signals [J]. Navigation, 2014, 61(1): 1 – 11.

[5] Akos D M. Who's afraid of the spoofer? GPS/GNSS spoofing detection via automatic gain control (AGC)[J]. Navigation, 2012, 59(4): 281 – 290.

[6] Pini M, Fantino M, Cavaleri A, et al. Signal quality monitoring applied to spoofing detection[C]//Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2011.

[7] 黄龙, 唐小妹, 王飞雪. 卫星导航接收机抗欺骗干扰方法研究[C]//中国卫星导航学术年会, 2011: 1344 – 1347.
HUANG Long, TANG Xiaomei, WANG Feixue. Anti-spoofing techniques for GNSS receiver[C]//Proceedings of China Satellite Navigation Conference, 2011: 1344 – 1347. (in Chinese)

[8] Motella B, Pini M, Fantino M, et al. Performance assessment of low cost GPS receivers under civilian spoofing attacks[C]//Proceedings of Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, 2010: 1 – 8.

[9] Psiaki M L, O'Hanlon B W, Powell S P, et al. GNSS spoofing detection using two-antenna differential carrier phase[C]//Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2014: 2776 – 2800.

[10] Humphreys T E. Detection strategy for cryptographic GNSS anti-spoofing [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2013, 49(2): 1073 – 1090.

[11] Swaszek P F, Hartnett R J. Spoof detection using multiple COTS receivers in safety critical applications [C]// Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2013: 2921 – 2930.

[12] Swaszek P F, Hartnett R J. A multiple COTS receiver GNSS spoof detector—extensions [J]. Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2014: 316 – 326.

[13] Montgomery P Y, Humphreys T E, Ledvina B M. Receiver-autonomous spoofing detection: experimental results of a multi-antenna receiver defense against a portable civil GPS spoofer [C]// Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2009: 124 – 130.

[14] Broumandan A, Jafarnia-Jahromi A, Daneshmand S, et al. Overview of spatial processing approaches for GNSS structural interference detection and mitigation[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(6): 1246 – 1257.

[15] Jafarnia-Jahromi A, Broumandan A, Daneshmand S, et al. A double antenna approach toward detection, classification and mitigation of GNSS structural interference[C]//Proceedings of NAVITEC, 2014.

[16] Montgomery P Y, Humphreys T E, Ledvina B M. Receiver-autonomous spoofing detection: experimental results of a multi-antenna receiver defense against a portable civil GPS spoofer [C]// Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2009: 124 – 130.

[17] Daneshmand S, Jafarnia-Jahromi A, Broumandon A, et al. A low-complexity GPS anti-spoofing method using a multi-antenna array [C]//Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2012: 1233 – 1243.