

# 天线阵列载波相位双差的欺骗干扰检测技术\*

张鑫, 庞晶, 苏映雪, 欧钢

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**针对采用单一发射天线的导航信号欺骗干扰,研究了基于天线阵列载波相位双差的欺骗干扰检测技术,采用代数方法证明了三元非线阵是进行导航信号到达角无模糊解算的最少阵元数和阵型要求,并以相应阵型为基础,提出了基于天线阵列载波相位双差的欺骗干扰检测量构造方法,给出了检测性能的分析方法,定义了用于限制检测性能下降的最小检测门限。采用蒙特卡洛方法对所提检测方法的检测性能进行了仿真,结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:**欺骗干扰;天线阵;到达角检测;载波相位双差;检测性能;

**中图分类号:**TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2014)04-0055-06

## Spooing detection technique on antenna array carrier phase double difference

ZHANG Xin, PANG Jing, SU Yingxue, OU Gang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:**For the navigation signal spoofing signal transmitted with single antenna, a spoofing detection technology based on multi-antenna carrier phase double difference was studied. Three-antenna array, in which not all antennas are placed in direct line, was proved to be the minimum antenna array which can solve the navigation signal arrival angle without ambiguity. Based on the corresponding antenna array, a method for constructing spoofing test statistic based on multi-antenna carrier phase double difference was proposed, and the detection performance analyzing method was presented. Then, the minimum detection threshold was defined for limiting the decrease of the detection performance. Finally, detection performance of the proposed detection method was simulated by Monte Carlo method, and the results validate the correctness of theory analysis.

**Key words:** spoofing; antenna array; arriver angle detection; carrier phase double difference; detection performance

欺骗干扰是一种可能导致通信、电力、网络等国家核心基础设施瘫痪的导航战攻击手段<sup>[1]</sup>,因此其检测技术具有重要的研究意义。当前实用的欺骗干扰主要包括对真实信号直接转发和导航信号模拟器产生两种模式,并且一般是单天线的方式发射欺骗信号<sup>[2]</sup>,不同路欺骗信号到达接收机的到达角完全相同。针对这一特点,利用包含到达角信息的天线阵元间载波相位差可以进行欺骗干扰的检测<sup>[3]</sup>。目前利用天线阵列载波相位差进行欺骗干扰检测的方法主要包括两种,分别是在已知天线阵实时姿态下的载波相位单差检测方法<sup>[4]</sup>,以及未知天线阵实时姿态下不同信号间的载波相位双差检测方法<sup>[5]</sup>。其中载波相位双差检测方法可用于运动载体上,具有更广泛的应用价值。然而,对于载波相位双差检测方法对天线

阵阵元数量和阵型的要求,载波相位双差统计检验量构造方法,以及检测性能的分析方法,目前未见有公开文献进行研究。

### 1 天线阵列载波相位差与到达角表示

#### 1.1 天线阵元间载波相位差

以两阵元天线阵为例,取过天线阵的水平面,可得信号入射关系如图1所示。 $A$ 、 $B$ 表示两个天线阵元相位中心所处位置, $S$ 表示在东北天坐标系中接收天线到卫星的单位方向矢量; $b$ 表示在平面坐标系中两接收天线间的基线矢量(单位为载波周期数)。由此可得两天线阵元接收同一颗卫星信号的载波相位差为

$$d\varphi_i = \mathbf{b}^T \mathbf{P} \mathbf{S}_i + Q + \gamma_i \quad (1)$$

\* 收稿日期:2014-02-11

基金项目:教育部新世纪人才支持计划(NCET-08-0144)

作者简介:张鑫(1984—),男,湖北武汉人,博士研究生,E-mail:marmy@163.com;

欧钢(通信作者),男,教授,博士,博士生导师 E-mail:ougangos@gmail.com

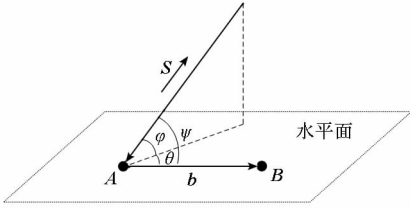


图 1 信号入射角与天线阵位置关系

Fig. 1 Signal incident angle and antenna array position

式中,  $\mathbf{P}$  表示东北天坐标系内卫星单位方向矢量到平面坐标系的方向余弦矩阵,  $Q$  表示两副天线到接收机的时延差,  $\gamma_i$  表示对卫星  $i$  接收的各种载波相位误差之和。

式(1)中的  $\mathbf{b}^T \mathbf{P} \mathbf{S}_i$  实际上是卫星单位方向矢量与天线基线矢量的内积, 转化为以信号到达接收天线平面入射角  $\psi$  表示的标量形式即为  $\|\mathbf{b}\| \cos \psi$ 。并且认为时延差  $Q$  通过事先对阵元间的标校消除, 那么可以将式(1)重写为:

$$d\varphi_i = \|\mathbf{b}\| \cos \psi_i + \gamma_i \quad (2)$$

并且由于信号入射角  $\psi$  可表示为:

$$\cos \psi_i = \cos \varphi_i \cos \theta_i \quad (3)$$

由式(3)可进一步将式(2)改写为:

$$d\varphi_i = \|\mathbf{b}\| \cos \varphi_i \cos \theta_i + \gamma_i \quad (4)$$

可见同一路信号在两阵元天线阵上得到的载波相位差可由天线基线长度和到达角表示。在天线基线长度已知的条件下, 载波相位差完全由到达角决定。

### 1.2 天线阵阵型与到达角模糊

由式(3)可知, 两阵元天线阵给出的载波相位差由信号入射俯仰角和方位角余弦乘积的线性表示, 相同的载波相位差值对应的信号到达角并不是唯一值<sup>[6]</sup>, 其分布如图 2 所示。当天线阵只有两个阵元时, 相同的载波相位差对应的信号到达角存在模糊, 这种模糊影响了到达角检测方法对欺骗干扰的检测能力。

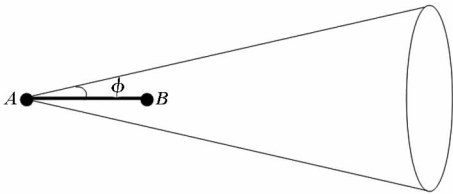


图 2 二元阵载波相位差相同时信号入射方向分布

Fig. 2 Signal incident angle distribution that generate the same two-antenna array carrier phase difference

为了消除入射信号到达角的模糊, 需要增加天线阵的阵元数, 并给出合理的阵型。以最少增加一个阵元的三元阵为例, 此时将三个阵元分别

表示为  $A$ 、 $B$  和  $C$ 。以三个阵元所在的平面为  $X$  轴和  $Y$  轴所在平面,  $A$  为原点建立直角坐标系。  $AB$  基线方向为  $X$  轴方向,  $Z$  轴指向天顶方向,  $XYZ$  轴满足右手定则, 如图 3 所示。

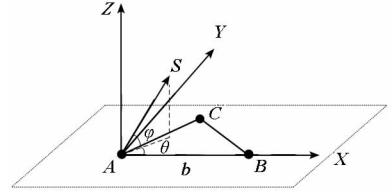


图 3 三元阵与入射信号关系

Fig. 3 The relationship of three antenna array and the incident signal

入射信号在坐标系下的单位方向矢量可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= [x_s, y_s, z_s]^T \\ &= [\cos \varphi \cos \theta, \cos \varphi \sin \theta, \sin \varphi]^T \end{aligned} \quad (5)$$

三个阵元在坐标系中的坐标分别为  $\mathbf{A} = [0, 0, 0]^T$ ,  $\mathbf{B} = [x_B, 0, 0]^T$  和  $\mathbf{C} = [x_C, y_C, 0]^T$ , 相应阵元间基线方向矢量分别为  $\mathbf{b}_{AB}$ 、 $\mathbf{b}_{AC}$  和  $\mathbf{b}_{BC}$ , 由两矢量间的夹角关系可得下式

$$\begin{cases} \mathbf{b}_{AB}^T \cdot \mathbf{S} = \|\mathbf{b}_{AB}\| \cos(\psi_{AB}) \\ \mathbf{b}_{AC}^T \cdot \mathbf{S} = \|\mathbf{b}_{AC}\| \cos(\psi_{AC}) \\ \mathbf{b}_{BC}^T \cdot \mathbf{S} = \|\mathbf{b}_{BC}\| \cos(\psi_{BC}) \end{cases} \quad (6)$$

由于  $A$ 、 $B$  和  $C$  坐标可以事先测量得到, 因此  $\mathbf{b}_{AB}$ 、 $\mathbf{b}_{AC}$  和  $\mathbf{b}_{BC}$  也为已知矢量。不考虑载波相位测量噪声的影响, 由式(2)和式(6)可以得到如下方程组

$$\mathbf{E} \mathbf{S} = \mathbf{c} \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} x_B & 0 & 0 \\ x_C & y_C & 0 \\ x_C - x_B & y_C & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{c} = [d\varphi_{AB}, d\varphi_{AC}, d\varphi_{BC}]^T \quad (9)$$

增广矩阵  $\mathbf{U}$  为

$$\mathbf{U} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{c}] = \begin{bmatrix} x_B & 0 & 0 & d\varphi_{AB} \\ x_C & y_C & 0 & d\varphi_{AC} \\ x_C - x_B & y_C & 0 & d\varphi_{BC} \end{bmatrix} \quad (10)$$

当  $y_C \neq 0$ , 即三元阵不为线阵时, 由矩阵的初等变换易得  $\text{rand}(\mathbf{U}) = \text{rand}(\mathbf{E}) = 2$ , 因此方程组(7)解不唯一, 即求解得到的信号入射方向矢量  $\mathbf{s}$  存在模糊。

然而, 当限制俯仰角  $\varphi$  的范围为  $(0, \pi/2]$  时, 存在以下关系

$$z_s = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{1 - (\cos^2 \varphi \cos^2 \theta + \cos^2 \varphi \sin^2 \theta)} \\
&= \sqrt{1 - (x_s^2 + y_s^2)} \quad (11)
\end{aligned}$$

方程组(7)的实际未知数仅为2个,此时方程组(7)可以转换为

$$\begin{cases} x_B x_s = d\varphi_{AB} \\ x_C x_s + y_C y_s = d\varphi_{AC} \end{cases} \quad (12)$$

由  $\text{rand}(\mathbf{U}) = \text{rand}(\mathbf{E}) = 2$  可知,方程组(12)有唯一解,入射方向矢量  $\mathbf{S}$  不再存在模糊,即到达角不再存在模糊。同理易得  $y_C = 0$  时,即三元阵为线阵时到达角仍然存在模糊。

可见,当天线阵元数大于等于3,且阵型不为线阵时,阵元间的载波相位差与入射信号到达角一一对应,从而为利用载波相位差进行欺骗干扰的到达角检测提供了基础。

## 2 欺骗干扰的载波相位双差检测

通常欺骗干扰源为了诱导目标接收机得出错误的定时定位结果,至少需要发射四路或以上的欺骗干扰信号<sup>[7]</sup>。来自同一入射方向的多路欺骗干扰信号在同一时刻不同阵元的载波相位差测量值基本一致,而不同入射方向真实卫星信号在同一时刻不同阵元的载波相位差测量值互不相同。因此通过检测任意两路接收信号由天线阵测量得到的载波相位差是否相等,就可进行欺骗干扰信号的鉴别,这种鉴别方法就是载波相位双差检测方法。

### 2.1 载波相位双差

以图3所示的三阵元A、B和C,以及相应坐标系为例,两路入射信号*i*、*j*在天线阵基线AB上的载波相位差为:

$$\begin{aligned}
d\varphi_{AB}^k &= \|\mathbf{b}_{AB}\| \cos(\psi_{AB}^k) + \gamma_{AB}^k \\
&= \mathbf{b}_{AB}^T \cdot \mathbf{S}^k + \gamma_{AB}^k \\
&= x_B \cos\varphi^k \cos\theta^k + \gamma_{AB}^k \quad (13)
\end{aligned}$$

其中  $k = i, j$ ,  $\gamma_{AB}^k$  为 AB 上的载波相位差的测量噪声。同理,AC 上载波相位差为:

$$d\varphi_{AC}^k = x_C \cos\varphi^k \cos\theta^k + y_C \cos\varphi^k \sin\theta^k + \gamma_{AC}^k \quad (14)$$

由于 AB、AC 和 BC 三条基线的载波相位差存在相关性,BC 上的载波相位差可由 AB 和 AC 上的载波相位差得到。以正三角形三元天线阵为例,设天线阵基线长度为  $b$ ,易得

$$d\varphi_{AB}^k = b \cos\varphi^k \cos\theta^k + \gamma_{AB}^k \quad (15)$$

$$d\varphi_{AC}^k = \frac{1}{2} b \cos\varphi^k \cos\theta^k + \frac{\sqrt{3}}{2} b \cos\varphi^k \sin\theta^k + \gamma_{AC}^k \quad (16)$$

将同一路信号相对 AB 和 AC 的载波相位差

写为矢量形式,可得

$$d\Phi^k = \mathbf{H}\mathbf{A}^k + \boldsymbol{\gamma}^k \quad (17)$$

其中

$$d\Phi^k = \begin{bmatrix} d\varphi_{AB}^k \\ d\varphi_{AC}^k \end{bmatrix}, k = i, j \quad (18)$$

$$\mathbf{H} = b \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{A}^k = \begin{bmatrix} \cos\varphi^k \cos\theta^k \\ \cos\varphi^k \sin\theta^k \end{bmatrix}, k = i, j \quad (20)$$

$$\boldsymbol{\gamma}^k = \begin{bmatrix} \gamma_{AB}^k \\ \gamma_{AC}^k \end{bmatrix}, k = i, j \quad (21)$$

由式(17)可以得到两路入射信号*i*、*j*的载波相位双差矢量为:

$$\begin{aligned}
\Delta d\Phi^{ij} &= d\Phi^i - d\Phi^j \\
&= \mathbf{H}(\mathbf{A}^i - \mathbf{A}^j) + (\boldsymbol{\gamma}^i - \boldsymbol{\gamma}^j) \\
&= \mathbf{H}\mathbf{R}^{ij} + \boldsymbol{\eta}^{ij} \quad (22)
\end{aligned}$$

当两路信号为真实卫星信号时  $\mathbf{R}^{ij}$  可以认为不为0,而当两颗卫星信号为欺骗信号时,  $\mathbf{R}^{ij}$  等于0,由此就可以利用式(22)表示的载波相位双差进行欺骗信号检测。

### 2.2 欺骗干扰检测统计量构造

建立欺骗干扰检测的如下二元假设检验模型:

H1:参与载波相位双差检测的两路信号均为欺骗干扰信号;

H0:参与载波相位双差检测的两路信号至少一路为真实卫星信号。

分析式(22)中的噪声分布特性。假设三阵元A、B和C输出同一路信号的载波相位测量值误差  $\varepsilon_A$ 、 $\varepsilon_B$  和  $\varepsilon_C$  相互独立,且都服从均值为0、方差为  $\sigma^2$  的高斯分布。那么  $\boldsymbol{\eta}^{ij}$  可以表示为

$$\boldsymbol{\eta}^{ij} = \boldsymbol{\gamma}^i - \boldsymbol{\gamma}^j = \begin{bmatrix} \gamma_{AB}^i - \gamma_{AB}^j \\ \gamma_{AC}^i - \gamma_{AC}^j \end{bmatrix} \quad (23)$$

易知  $\boldsymbol{\eta}^{ij}$  服从  $N(0, \mathbf{C})$  分布,其中协方差矩阵  $\mathbf{C}$  可以表示为

$$\mathbf{C} = E[\boldsymbol{\eta}^{ij}(\boldsymbol{\eta}^{ij})^T] = 2\sigma^2 \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

当两路信号为欺骗信号时,载波相位双差矢量的分布满足

$$\Delta d\Phi^{ij} = \boldsymbol{\eta}^{ij} \sim N(0, \mathbf{C}) \quad (25)$$

直接由式(25)的载波相位双差分布难以进行欺骗信号的检测与性能评估,因此进一步由式(25)构造高斯随机变量的二次型<sup>[8]</sup>作为检测量,

可以得到服从自由度为 2 的  $\chi_2^2$  分布的检测量

$$T_{H1} = (\Delta d\Phi^{ij})^T C^{-1} (\Delta d\Phi^{ij}) \sim \chi_2^2 \quad (26)$$

而当两路信号为至少有一路真实卫星信号时,载波相位双差矢量的分布满足

$$\Delta d\Phi^{ij} = \eta^{ij} \sim N(\mu, C) \quad (27)$$

其中

$$\mu = HR^{ij} \quad (28)$$

此时检测量  $T_{H0}$  服从自由度为 2 的非中心  $\chi_2^2(\lambda)$  分布,且有

$$T_{H0} = (\Delta d\Phi^{ij})^T C^{-1} (\Delta d\Phi^{ij}) \sim \chi_2^2(\lambda) \quad (29)$$

其中

$$\lambda = \mu^T C^{-1} \mu \quad (30)$$

令检测量表示为  $r = (\Delta d\Phi^{ij})^T C^{-1} (\Delta d\Phi^{ij})$ ,二元假设检测的判决依据为:  $r > \rho_{th}$  则判为  $H_0$ ;  $r < \rho_{th}$  则判为  $H_1$ 。

由式(29)可见,  $H_0$  条件下的检测量分布会随非中心化参数  $\lambda$  发生变化,这使得在恒虚警率下对不同的入射信号进行检测时检测门限会发生变化,从而影响检测性能的分析。

### 2.3 检测性能分析方法

给定虚警率  $P_{FA}$ , 相应检测门限计算方法为

$$\rho_{th} = Q_{\chi_2^2(\lambda)}^{-1}(1 - P_{FA}) \quad (31)$$

其中  $Q_{\chi_2^2(\lambda)}^{-1}(\cdot)$  为自由度为 2、非中心参数为  $\lambda$  的非中心  $\chi^2$  分布右尾概率的反函数。

此时对应的检测概率为

$$P_D = P\{T_{H1} < \rho_{th} | H1\} = 1 - Q_{\chi_2^2}(\rho_{th}) \quad (32)$$

其中  $Q_{\chi_2^2}(\cdot)$  表示自由度为 2 的中心  $\chi^2$  分布右尾概率。

根据式(19)和式(20),在给定了天线阵阵型后,天线阵基线长度  $b$  和两路信号的实际到达角会分别影响式(22)中的  $H$  和  $R^{ij}$ ,并进而影响  $H_0$  条件下的非中心化参数  $\lambda$ ,最终影响到对欺骗干扰的检测性能。

首先分析天线阵基线长度  $b$  对检测性能的影响。式(19)和式(30)表明其增大必然导致  $\lambda$  的增加。由  $Q_{\chi_2^2(\lambda)}^{-1}(\cdot)$  和  $Q_{\chi_2^2}(\cdot)$  的性质可知,  $\lambda$  的增加又必然导致检测概率增大。

令载波波长为  $\zeta$ , 天线阵基线长度  $b$  为载波波长的整数倍,接收机单路信号载波测量精度为典型全球定位系统(Global Positioning System, GPS) C/A 码接收机所能达到的  $\sigma = 0.01\zeta^{[9-10]}$ 。此时可以得到两路信号的方位角/俯仰角分别为  $(120^\circ, 40^\circ)$  和  $(119^\circ, 39^\circ)$  时,不同天线阵基线长度下的 ROC 曲线如图 4 所示。在给定的入射信

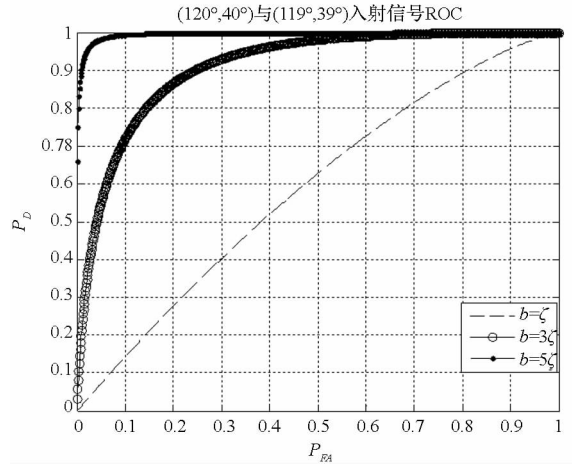


图 4 不同基线长度载波相位双差检测 ROC

Fig. 4 Detection ROC of carrier phase double difference at different baseline length

号到达角下,天线阵基线长度增加明显提升了检测性能。

对于两路信号实际到达角变化对检测性能影响的分析,则由于式(20)的取值与到达角之间的复杂性而难以直观的得到分析结果,取两路信号中一路为参考信号,在整个方位角/俯仰角范围内,按照一定的角度分辨率遍历计算另一路信号从不同角度入射时在给定虚警率下的检测概率分布,可说明到达角变化引起检测性能变化的复杂性。设 4 组参考信号俯仰角/方位角分别为  $(40^\circ, 35^\circ)$ 、 $(160^\circ, 20^\circ)$ 、 $(240^\circ, 55^\circ)$  和  $(320^\circ, 70^\circ)$ , 角度分辨率设为  $1^\circ$ , 虚警率设为 0.01。通过计算可得每种参考信号仅在入射角度周边存在检测概率很小的区域,但每种参考信号下相应区域的分布不同,如图 5 所示。

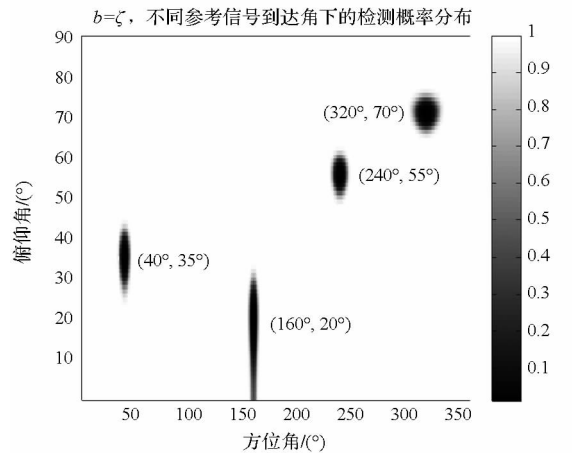


图 5 不同参考信号到达角下的检测概率分布

Fig. 5 Detection probability distribution under different reference signal incident angle

由以上的分析可见,为了确定基于天线阵载

波相位双差的检测量的实际检测性能,在预先得到了天线阵基线长度  $b$  后,需要对两路信号的到达角进行估计(可利用一段时间内信号入射到达角变化缓慢的特点,由载波相位差测量数据进行最大似然估计得到),然后根据估计的到达角给出一定虚警概率下的检测门限和检测性能。

## 2.4 最小检测门限

由以上对两信号到达角差异与检测概率分布关系的分析可知,当两路真实信号到达角差异较小时,欺骗干扰检测性能急剧下降。特别是当两路真实信号是从同一方向入射时,会有  $\lambda = 0$ , 此时  $H_0$  与  $H_1$  条件下的检测量分布完全相同,检测概率等于虚警概率。这是因为两路真实信号的到达角完全相同时,已不可能由信号的到达角特性来区分欺骗与真实信号。

因此可以采用对参考信号周边到达角进行区域划分的方法来限定检测性能,即认为当另一入射信号到达角在参考信号周边的某块区域内时,就以较大的概率认为检测到欺骗干扰。由于  $H_1$  条件下只有噪声,这种区域可通过设定最小检测概率得到,相应检测门限由最小检测概率反推得到,并定义为最小检测门限  $\rho_{th, \min}$ 。区域内任意到达角入射的另一路信号,都以  $\rho_{th, \min}$  为检测门限,并且

$$\rho_{th, \min} = Q_{\chi^2_2}^{-1}(1 - P_{D, \min}) \quad (33)$$

其中  $Q_{\chi^2_2}^{-1}(\cdot)$  为自由度为 2 的中心  $\chi^2$  分布右尾概率反函数。

经过这种处理后区域内的虚警率实际不再为 0.01,而是迅速增加。然而在实际星座中,两颗真实卫星位置很近的情况很少出现,即便出现也可先作为欺骗信号排除,待排除了所有欺骗干扰信号,并由真实信号解算得到天线阵的位置和姿态后,进一步通过星历数据恢复被错误排除的真实信号。因此这种区域内虚警率的增加,避免了由于检测性能降低而导致接收机将欺骗信号作为真实信号使用时的严重影响,也不会对接收机最终的性能带来损失。

## 3 仿真分析

以 GPS L1C/A 信号为例,对所提出的天线阵载波相位双差欺骗干扰检测方法进行仿真分析,仿真验证条件如下:

(1)设置 2 路真实 L1C/A 信号入射到达接收机的正三角形三元天线阵,并且以天线阵其中一个阵元为坐标原点,一条基线为  $X$  轴,天线阵平

面为水平面的方位/俯仰角分别为  $(148^\circ, 50^\circ)$ ,  $(158^\circ, 53^\circ)$ ;

(2)设置 2 路 L1C/A 欺骗干扰信号从同一入射角到达接收机三元天线阵,其方位/俯仰角为  $(160^\circ, 55^\circ)$ ;

(3)对所设置的所有 4 路信号进行 1~4 的统一编号,其中 1~2 路表示 L1C/A 欺骗干扰信号,3~4 路表示真实 L1C/A 信号;

(4)接收机对天线阵各阵元以及各路信号的载波相位测量精度相同,均为 0.01 周;

(5)设置虚警概率  $P_{FA}$  为 0.01,天线阵基线长度  $b$  为载波波长  $b = \zeta$ ;

(6)设置检测概率为 0.8 时的检测门限为最小检测门限。

以欺骗信号 1 为参考信号,可以得到如图 6 所示的检测区域划分。

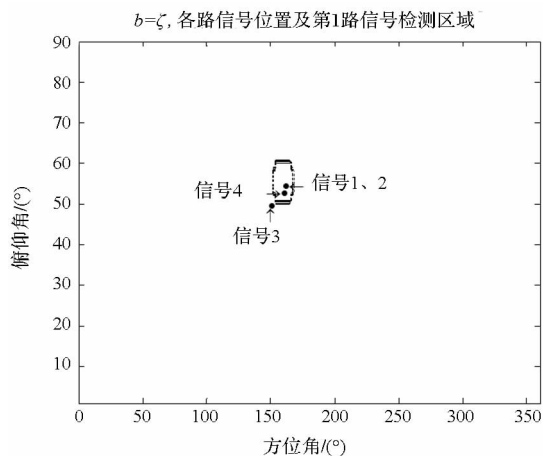


图6 各路信号位置及第1路信号检测区域

Fig. 6 Signal position and the first signal detection area

根据仿真条件,由式(33)可得  $P_{FA}$  为 0.01 时的最小检测门限为 3.2189。由图 6 可见,方位/俯仰角为  $(148^\circ, 50^\circ)$  的信号 3 在最小检测门限确定的区域外,其余信号均在该区域内。并且 3,1 信号载波相位双差检测的检测概率理论计算值为 0.9999,检测门限为 24.8592。4,1 信号和 2,1 信号由式(31)计算得到的检测门限分别为 0.0906 和 0.0201,因此两者的检测门限都将调整为最小检测门限。

采用蒙特卡洛仿真方法获得 3,1 信号、4,1 信号和 2,1 信号检测时的检测量分布,仿真次数为 40 000 次,结果如图 7 所示。

仿真得到的 3,1 信号在相应检测门限的检测概率为 0.9999,与理论值吻合。对于 4,1 信号和 2,1 信号,检测门限被强制设置为最小检测门限 3.2189,相应仿真得到的检测概率为 0.7985 和

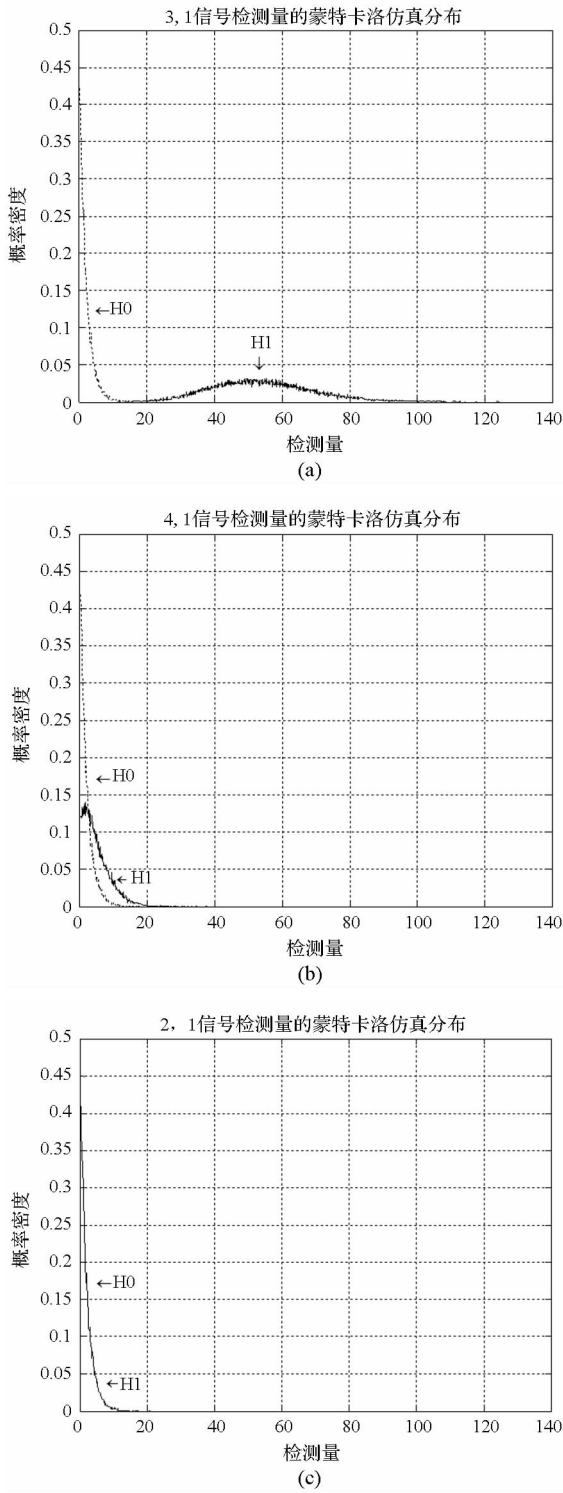


图 7 不同信号检测量的蒙特卡洛仿真分布  
 Fig. 7 Distribution of different signal test statistic generated by Monte Carlo simulation

0.7964, 与仿真设置条件一致。以上仿真结果验证了本文所提检测方法的正确性。

### 4 结论

(1) 利用天线阵载波相位差进行到达角检测

时,无模糊检测到角阵元数最少为三,且阵型不能为线阵。(2)提出了基于高斯随机变量二次型的载波相位双差检测量,并给出了检测量的分布。(3)天线阵载波相位双差检测性能随天线阵基线长度增加而提高,但两信号到达角具体位置的关系较为复杂,实际检测性能需要进行到达角估计后再确定。(4)定义了到达角检测的最小检测门限,可避免由于检测性能降低而导致接收机将欺骗信号作为真实信号使用时的严重影响。

### 参考文献 (References)

[1] 黄龙, 龚航, 朱祥维, 等. 针对 GNSS 授时接收机的转发式欺骗干扰技术研究 [J]. 国防科技大学学报, 2013, 35(4): 93 - 96.  
 HUANG Long, GONG Hang, ZHU Xiangwei, et al. Research of re-radiating spoofing technique to GNSS timing receiver [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013, 35(4): 93 - 96. (in Chinese)

[2] Jafarnia-Jahromi A, Broumandan A, Nielsen J, et al. GPS vulnerability to spoofing threats and a review of anti-spoofing techniques [J]. International Journal of Navigation and Observation, 2012, 127012: 1 - 16.

[3] Broumandan A, Lin T, Moghaddam A, et al. Direction of arrival estimation of GNSS signals based on synthetic antenna array [C]//Proceedings of the ION GNSS, USA, The Institute of Navigation, 2007: 728 - 738.

[4] 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 ION ITM, USA, The Institute of Navigation, 2009: 124 - 130.

[5] McDowell C E. GPS spoofer and repeater mitigation system using digital spatial nulling [P]. U. S. Patent No. 7,250,903. 31 Jul. 2007.

[6] 黄龙. GNSS 接收机欺骗与抗欺骗关键技术研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2013.  
 HUANG Long. Study on techniques of receiver spoofing and anti-spoofing for global navigation satellite system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013. (in Chinese)

[7] Daneshmand S, Jafarnia-Jahromi A, Broumandan A, et al. A low-complexity GPS anti-spoofing method using a multi-antenna array [C]//Proceedings of the ION GNSS, USA, The Institute of Navigation, 2012: 1233 - 1243.

[8] Steven M K. Fundamentals of statistical signal processing, volume II: detection theory [M]. Pearson Education, 1998.

[9] Ward P W. Performance comparisons between FLL, PLL and a novel FLL-Assisted-PLL carrier tracking loop under RF interference conditions [C]//Proceedings of the ION GPS, USA, The Institute of Navigation, 1998: 783 - 795.

[10] Ward P W. A design technique to remove the correlation ambiguity in binary offset carrier (BOC) spread spectrum signals [C]//Proceedings of the ION AM, USA, The Institute of Navigation, 2003: 146 - 155.