

DOI: 10.13203/j.whugis20140360

文章编号: 1671-8860(2016)04-0529-06

利用旋转天线载波相位双差进行欺骗干扰检测技术

张 鑫^{1, 2} 陈华明¹ 黄仰博¹ 张国柱¹ 欧 钢¹

1 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙, 410071

2 海军装备研究院航空装备论证研究所, 上海, 200436

摘要: 有效的欺骗干扰检测, 是卫星导航接收机实施欺骗干扰抑制, 防止产生错误定位、测速和定时信息的前提。提出了一种基于旋转天线载波相位双差的卫星导航接收机欺骗干扰检测技术, 在对接收机天线匀速旋转时输出载波相位测量值进行平动消除和非相关差分处理后, 利用广义似然比检验实现了对单一发射天线输出欺骗干扰信号的检测。进一步分析了旋转半径、转速和数据长度对检测性能的影响, 指出增加数据长度是提升检测性能的必然选择, 并定义了比较全局检测性能和限制检测性能下降的检测盲区。最后, 通过蒙特卡洛方法进行了仿真验证, 结果验证了所提检测方法和检测性能分析的正确性。

关键词: 欺骗干扰检测; 旋转天线; 载波相位双差; 检测性能; 检测盲区

中图法分类号: P228; TN967.1 文献标志码: A

欺骗干扰是通过转发或自主产生与真实信号非常类似的欺骗信号, 阻塞目标导航系统或使其得出错误定时定位结果的干扰方式, 已逐渐成为卫星导航系统的重要威胁^[1]。目前常用的欺骗干扰都是以单一天线发射多路欺骗信号构成的, 因此国内外对欺骗干扰检测技术的研究也主要针对这一特点^[1-3]。在这些研究中, 利用单天线运动进行欺骗干扰检测是一种重要方法。该方法由 Nielsen 和 Broumandan 提出, 利用单天线接收机运动时不同历元时刻相关器输出来进行欺骗干扰检测, 其原理是基于欺骗信号间空间相关性明显强于真实信号^[4-6]的特点。然而, 这种方法需要对所有的真实与欺骗信号同时进行捕获跟踪处理, 并将相关器输出结果进行两两组合检测, 计算复杂度高, 需要对接收机算法进行大量修改。同时, 为了保证算法的有效性, 还要求天线运动具有一定随机性和尺度。通常安装位置固定和精确已知的授时型接收机或差分基站接收机是无法满足这种要求的。因此这类接收机的欺骗干扰检测仍需要依靠传统的天线阵技术^[7]。

然而, 由文献[8]的分析可知, 接收机天线运动时, 接收机位置变化导致了与信号发射源间的距离变化, 而不同信号距离变化中包含了入射信号的到达角信息。基于此, 本文提出了一种基于

旋转天线载波相位双差的卫星导航接收机欺骗干扰检测技术, 在无须修改接收机信号处理算法的条件下, 通过对天线匀速旋转条件下接收机输出载波相位测量值的处理, 实现了欺骗干扰信号的到达角检测, 并对影响检测性能的因素和提升检测性能的方法进行了分析。该技术中接收机天线虽然处于运动状态, 但其运动轨迹绕圆心不变。若将已知固定站点的精确点位作为接收机天线旋转圆心, 则可将该技术用于对各类固定站点接收机进行抗欺骗干扰改装。

1 旋转天线输出载波相位

以接收机天线相位中心旋转圆周的圆心为坐标系原点 O , 建立直角坐标系 (x, y, z) , Ox 轴的指向为 0 时刻原点 O 到天线相位中心, 如图 1 所示。

由于原点 O 位置固定且在地心地固(Earth-Centered Earth-Fixed, ECEF)坐标系中的位置精确已知(可达 mm 量级^[9]), 接收机天线相位中心绕原点 O 以角速度 ω_z 做匀速圆周运动, 圆周半径为 r 。旋转过程中得到某颗卫星的 N 个历元时刻载波相位测量值为:

$$\Phi(n) = \rho(n) + \varepsilon(n) \quad (1)$$

式中, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$; $\rho(n)$ 为载波相位真值;

收稿日期: 2014-10-09

项目资助: 教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-08-0144)

第一作者: 张鑫, 博士生, 研究方向为星基导航定位技术。marmy@163.com

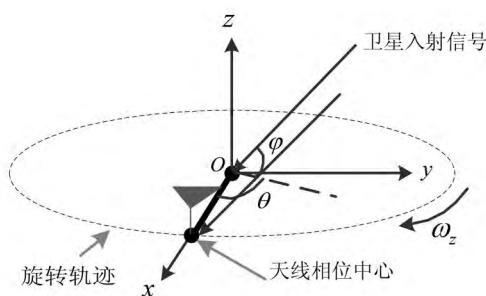


图1 旋转天线模型

Fig. 1 Spin-Antenna Model

$\epsilon(n)$ 为载波相位测量噪声, 可看作零均值高斯白噪声。由文献[8]可知, $\rho(n)$ 可以分解为:

$$\rho(n) = \rho_T(n) + r \cos \varphi \cos(\omega_z n + \theta) \quad (2)$$

式中, $\rho_T(n)$ 为静止原点 O 的载波相位真值; φ 和 θ 分别是信号相对天线旋转平面的俯仰角和方位角。

在较短的测量时间间隔内, 无论真实或欺骗

$$d\rho(k) = \Phi(k+1) - \Phi(k-1) = \left\{ \begin{array}{l} [\rho_T(k+1) + r \cos \varphi \cos(\omega_z(k+1) + \theta) + \epsilon(k+1)] - \\ [\rho_T(k-1) + r \cos \varphi \cos(\omega_z(k-1) + \theta) + \epsilon(k-1)] \end{array} \right\} = \quad (4)$$

$$d\rho_T(k) - 2r \sin \omega_z \cos \varphi \sin(\omega_z k + \theta) + \gamma(k)$$

式中, $k=1, 2, 3, \dots, N-2$; $\gamma(k)$ 为噪声项差分运算得到的新噪声项。

对已经精确标定了 O 点位置的接收机, 在较短的时间内, 式(4)中的 $d\rho_T(k)$ 项为两个历元间卫星相对 O 点的距离变化, 称之为平动项^[11]。由星历数据对卫星轨道的计算, 可以将式(4)中的平动项 $d\rho_T(k)$ 消除, 得到只包含天线旋转产生的载波相位测量值变化和噪声项的差分序列, 并将该序列表示为矢量形式:

$$d\Phi_{spin} = \mathbf{H}_{spin} \boldsymbol{\Lambda} + \boldsymbol{\gamma} \quad (5)$$

式中,

$$\mathbf{H}_{spin} = -2r \sin \omega_z \cdot \begin{bmatrix} \cos \omega_z & \cos 2\omega_z \\ \sin 2\omega_z & \cos 2\omega_z \\ \sin 3\omega_z & \cos 3\omega_z \\ \vdots & \vdots \\ \sin(N-2)\omega_z & \cos(N-2)\omega_z \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\gamma} = [\gamma(1) \ \gamma(2) \ \gamma(3) \ \cdots \ \gamma(N-2)]^T \quad (7)$$

$$\boldsymbol{\Lambda} = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \theta & \\ \cos \varphi \sin \theta & \end{bmatrix} \quad (8)$$

易证, 当限制 $\varphi \in [0, \pi/2]$ 和 $\theta \in [0, 2\pi]$ 时, 不同的 φ 和 θ 将产生不同的 $\boldsymbol{\Lambda}$ 。

对于真实卫星信号, 不同卫星信号到达天线旋转平面的 φ 和 θ 不可能完全一致。而对于由单一天线发射的不同路欺骗干扰信号, 信号的到达

信号的 $\rho_T(n)$ 的变化可认为完全由卫星的运动产生, 否则接收机将可以通过定位解的检验来检测欺骗干扰^[10]。

将式(2)代入式(1)可得:

$$\Phi(n) = \rho_T(n) + r \cos \varphi \cos(\omega_z n + \theta) + \epsilon(n) \quad (3)$$

由式(3)可见, 载波相位测量值序列中包含了入射信号俯仰角 φ 和方位角 θ 的信息。

2 欺骗干扰到达角检测原理

令 $\Phi = [\Phi(0) \ \Phi(1) \ \Phi(2) \ \cdots \ \Phi(N-1)]^T$, 由于 Φ 序列为包含有整周模糊的非确定值, 因此无法直接从 Φ 序列得到 φ 和 θ 的信息, 从而进行到达角检测。对 Φ 进行前向后向差分运算, 可得如下差分序列:

$$\Delta d\Phi_{spin}^{ij} = d\Phi_{spin}^i - d\Phi_{spin}^j = \mathbf{H}_{spin}(\boldsymbol{\Lambda}^i - \boldsymbol{\Lambda}^j) + (\boldsymbol{\gamma}^i - \boldsymbol{\gamma}^j) = \mathbf{H}_{spin} \mathbf{R}^{ij} + \boldsymbol{\eta}^{ij} \quad (9)$$

当两路信号为真实卫星信号时 \mathbf{R}^{ij} 可认为不为 0, 而当两路信号为欺骗信号时, \mathbf{R}^{ij} 等于 0, 据此可对欺骗干扰进行检测。

3 基于非相关差分的检测方法

根据文中分析的基于旋转天线的欺骗干扰到达角检测原理, 可得如下二元假设检验模型:

H_1 : 参与载波相位双差检测的两路信号均为欺骗干扰信号;

H_0 : 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(9)中的噪声分布特性可知, 虽然由于 $\epsilon(n)$ 可看作零均值高斯白噪声, 在经过不同历元的差分运算后, $\boldsymbol{\gamma}(k)$ 不再是白噪声, 但仍为高斯噪声。相应地, $\boldsymbol{\eta}^{ij} = \boldsymbol{\gamma}^i - \boldsymbol{\gamma}^j$ 也为高斯色噪声, 因此无法对式(9)使用经典线性模型的广义似然比判决 (generalized likelihood ratio test, GLRT)。

如果将差分序列 Φ 分为两组, 每组差分序列的差分对中不包含相同的观测点, 这种差分方式

得到的两组序列中的噪声均为高斯白噪声,如图2所示。

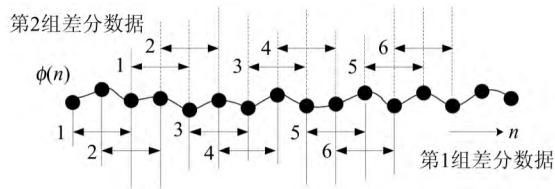


图2 非相关差分方法

Fig. 2 Non-related Difference Method

一路信号的第1组非相关差分序列 $d\Phi_{spin,1}$ 可以表示为:

$$d\Phi_{spin,1} = H_{spin,1} \Lambda + \gamma_1 \quad (10)$$

令 $h=0, 1, 2, \dots, h_{max}$, $h_{max} = \text{floor}[(N-4)/4]$, 则

$$\gamma_1 = [\gamma(1) \ \gamma(2) \ \dots \ \gamma(1+4h_{max}) \ \gamma(2+4h_{max})]^T \quad (11)$$

$$H_{spin,1} = -2r \sin \omega_z \cdot \begin{bmatrix} \sin \omega_z & \cos \omega_z \\ \sin(2\omega_z) & \cos(2\omega_z) \\ \vdots & \vdots \\ \sin(1+4h_{max})\omega_z & \cos(1+4h_{max})\omega_z \\ \sin(2+4h_{max})\omega_z & \cos(2+4h_{max})\omega_z \end{bmatrix} \quad (12)$$

此时两路信号 i 和 j 的载波相位差分序列双差后的序列为:

$$\Delta\Phi_{m,1}^{ij} = d\Phi_{m,1}^i - d\Phi_{m,1}^j = H_{spin,1} R_0^{ij} + \eta_1^{ij} \quad (13)$$

式中, 噪声 η_1^{ij} 的分布为高斯白噪声。

非相关差分得到的式(13)满足经典线性模型的 GLRT 条件, 但 $H1$ 和 $H0$ 对应的数学模型变为:

$$\begin{cases} H1: R_0^{ij} = 0 \\ H0: R_0^{ij} \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

易证, 这种情况下仍可采用经典线性模型的 GLRT 方法, 但检验统计量判决 $H1$ 成立的条件由大于门限改为小于门限, 即有:

$$T(x) = \frac{(\hat{R}_0^{ij})^T (H_{spin,1}^T H_{spin,1}) \hat{R}_0^{ij}}{\sigma_\eta^2} < \rho_{th} \quad (15)$$

则判 $H1$ 成立, 其中 \hat{R}_0^{ij} 为在 $H0$ 条件下的极大似然估计 (maximum likelihood estimate, MLE) 量, ρ_{th} 为检测门限, σ_η^2 为噪声方差, 并且有:

$$\rho_{th} = Q_{\chi^2_2(\lambda)}^{-1} (1 - P_{FA}) \quad (16)$$

$$\hat{R}_0^{ij} = (H_{spin,1}^T H_{spin,1})^{-1} H_{spin,1}^T \Delta\Phi_{m,1}^{ij} \quad (17)$$

式中, P_{FA} 为虚警率; $Q_{\chi^2_2(\lambda)}^{-1}(\cdot)$ 为自由度为 2、非

中心参数为 λ 的非中心 χ^2 分布右尾概率的反函数。

4 检测性能分析

4.1 检测概率计算

由经典线性模型的 GLRT 检测器检测量分布特性可知, 利用式(15)给出的检测量, 检测器的检测概率为:

$$P_D = 1 - Q_{\chi^2_2}^{-1}(Q_{\chi^2_2(\lambda)}^{-1}(1 - P_{FA})) \quad (18)$$

式中, P_D 为检测概率; P_{FA} 为虚警概率; $Q_{\chi^2_2}^{-1}(\cdot)$ 表示自由度为 2 的中心 χ^2 分布右尾概率; $Q_{\chi^2_2(\lambda)}^{-1}(\cdot)$ 为自由度为 2、非中心参数为 λ 的非中心 χ^2 分布右尾概率的反函数, 其中非中心化参数 λ 可以表示为:

$$\lambda = \frac{(\mathbf{R}_0^{ij})^T (\mathbf{H}_{spin,1}^T \mathbf{H}_{spin,1}) \mathbf{R}_0^{ij}}{\sigma_\eta^2} \quad (19)$$

式中, \mathbf{R}_0^{ij} 为 $H0$ 假设下的真值, 只与两路信号的入射角度有关; $\mathbf{H}_{spin,1}$ 则为线性模型的观测矩阵, 与旋转角速度 ω_z 、旋转臂长 r 和数据长度 N 有关; σ_η^2 与接收机的载波相位测量精度有关, 接收机确定后可认为保持不变。

由于 ω_z 、 r 和 N 都可以事先选择确定, 因此 $\mathbf{H}_{spin,1}$ 在计算 λ 时为已知量。对于两路信号的入射角度, 虽然是确定值, 但通常都是未知的。因此 \mathbf{R}_0^{ij} 的确定需要先对两路信号的到达角进行估计。相应的估计方法是利用一段时间内信号入射到达角变化缓慢的特点, 由载波相位测量值的非相关差分序列进行 MLE 得到。

由 \mathbf{R}_0^{ij} 的估计值和事先确定的 $\mathbf{H}_{spin,1}$, 就可以由式(19)计算得到非中心化参数 λ , 进而得到指定虚警概率下的检测概率。

4.2 检测性能提升

对于入射方向确定的信号, 使用长度为 N 的数据进行欺骗干扰检测, 当 N 较大时, 令 $\mathbf{R}_0^{ij} = [p \ q]^T$, 且 ω_z 满足 $0 < \omega_z < \pi$ 时^[12], 则近似有:

$$\lambda \approx \frac{4r^2 \sin^2 \omega_z h_{max}}{\sigma_\eta^2} (p^2 + q^2) \quad (20)$$

可见, r 或 $\sin^2 \omega_z$ 增大, 都会导致 λ 增大, 从而使得一定虚警率 P_{FA} 下的检测门限更大, 相应提升了检测概率。然而增加旋转臂长 r 或改变 $\sin^2 \omega_z$ 都可能导致其他问题, 如较大的旋转臂会占用大的空间, 不利于实际旋转天线的安装和运行, 而提高旋转频率则需要对接收机算法进行适应性修改, 否则会影响载波相位测量值的精度等等。

式(20)中, h_{max} 增大也会使 λ 增大, 相应使检

测门限增大,提高检测概率。而 h_{\max} 增加只需要增大构成检测量的数据长度 N 。

令接收机输出载波相位测量值的测量精度 $\sigma_e=0.01\zeta$, ζ 为载波波长。图 3 为不同数据长度下,旋转臂长 r 为 0.5ζ ,转速 ω_z 为 0.05π ,两路真实信号方位角/俯仰角分别为 $(155^\circ, 50^\circ)$ 和 $(160^\circ, 55^\circ)$ 时的欺骗信号检测 ROC 曲线。

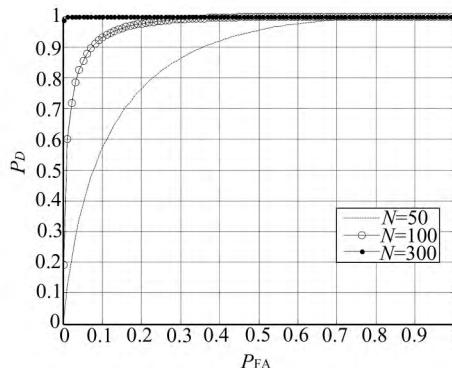


图 3 不同数据长度下欺骗干扰检测 ROC

Fig. 3 Spoofing Detection ROC at Different Data Length

可见,当参与判决的数据长度由 50 增加到 300 时,所设定两路信号在虚警率为 0.01 时对应的检测概率由 0.114 3 提升到 0.998 9。虽然增加数据长度导致单次判决时间由 5 s 增加到 30 s,但在这段时间内两路信号相对于固定站点的角度变化可以忽略,不会对检测结果产生影响。

可见,增大数据长度 N 是提升旋转天线欺骗干扰检测性能的必然选择。

4.3 检测盲区定义

由于式(8)的取值与到达角间的复杂关系,式(20)中的 p 和 q 与到达角之间的关系也难以直观表达。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,可说明两信号到达角差异对检测性能的影响。设 4 组参考信号方位角/俯仰角分别为 $(40^\circ, 35^\circ)$ 、 $(160^\circ, 20^\circ)$ 、 $(240^\circ, 55^\circ)$ 和 $(320^\circ, 70^\circ)$,角度分辨率设为 1° ,虚警率设为 0.01,旋转臂长 r 为 0.5ζ ,转速 ω_z 为 0.05π ,数据长度 N 为 200,可得如图 4 所示各信号的检测概率分布。

由以上遍历分析方法可见,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 $\lambda=0$ 的情况出现,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。此时,已不可能由信号的到达角特性来区分欺骗与真实信号。

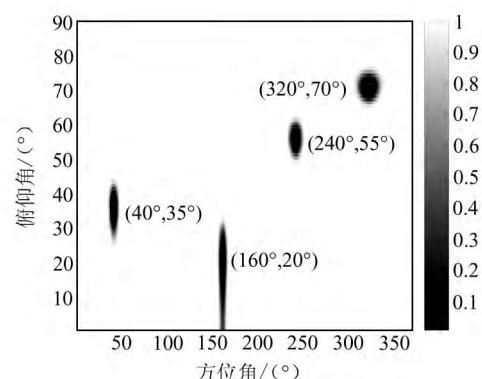


图 4 不同参考信号到达角下的检测概率分布

Fig. 4 Detection Probability Distribution Under Different Reference Signal Incident Angle

并且,由图 4 中各参考信号的检测概率分布可知,不同入射角度参考信号检测概率较小的区域都集中在该参考信号入射角周边。设定一个检测概率的门限,参考信号周边小于该检测概率门限的区域定义为检测盲区,检测盲区的大小可由分辨率格数表示。表 1 为虚警率 0.01,检测概率门限为 0.99, N 分别为 150、200 时各参考信号的检测盲区大小。由表 1 可知,检测盲区的定义,可用于比较不同条件下的全局检测性能。

表 1 不同数据长度检测盲区大小比较

Tab. 1 Non-detection Zone Size Comparison at Different Data Length

	信号 1	信号 2	信号 3	信号 4
$N=150$	278	389	266	398
$N=200$	201	318	194	296

对于落入参考信号检测盲区中的信号,可以采取两种措施进行处理。第一种是直接判 H_1 成立,即两信号为欺骗信号。第二种则是将检测门限调整为由检测概率门限求解得到的检测门限。易知,无论经过哪种处理,检测盲区中的实际虚警率均不再为恒定的设定值,而是迅速提高。然而在实际星座中,两颗真实卫星位置很近的情况极少出现,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,这种检测盲区内虚警率的增加,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,也不会给接收机最终的性能带来损失。

5 仿真分析

以全球定位系统 L1C/A 信号为例,对所提

出的旋转天线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) 设置两路真实 L1C/A 信号入射到达旋转天线平面,并且以旋转圆心为原点、天线阵平面为水平面,0 时刻相对天线旋转臂的方位/俯仰角分别为 $(148^\circ, 50^\circ), (158^\circ, 53^\circ)$;
- 2) 设置两路 L1C/A 欺骗干扰信号从同一入射角到达旋转天线平面,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,其中第 1~2 路表示欺骗干扰信号,第 3~4 路表示真实卫星信号;
- 4) 接收机对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,旋转臂长 r 为 0.5ζ ,数据长度 N 为 150。接收机载波相位输出频率 f_o 为 10 Hz,天线旋转频率 f_z 为 0.25 Hz,即旋转角速度 ω_z 为 0.05π ;
- 6) 为了便于观察,设置检测概率小于 0.8 的区域为检测盲区。

以欺骗信号 1 为参考信号,可以理论性计算得到如图 5 所示的检测盲区划分。图 5 中, r 为 0.59。

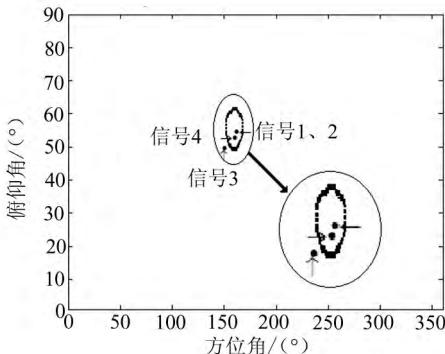


图 5 各路信号位置及第 1 路信号检测区域

Fig. 5 Signal Position and the First Signal Detection Area

由图 5 可知,方位角/俯仰角为 $(148^\circ, 50^\circ)$ 的信号 3 在检测盲区外,其余信号均在检测盲区内。并且 $[3,1]$ 信号载波双差检测的检测概率理论计算值为 0.999 9, 检测门限为 22.050 3。 $[4,1]$ 信号和 $[2,1]$ 信号由理论计算得到的检测概率分别为 0.037 3 和 0.010 4, 相应检测门限分别为 0.076 0 和 0.020 1。

采用蒙特卡洛仿真方法获得 $[3,1]$ 信号检测时的检测量分布,结果如图 6 所示。可见,仿真得到 $[3,1]$ 信号在设定检测门限下的检测概率为

0.999 9,与理论检测概率值吻合。

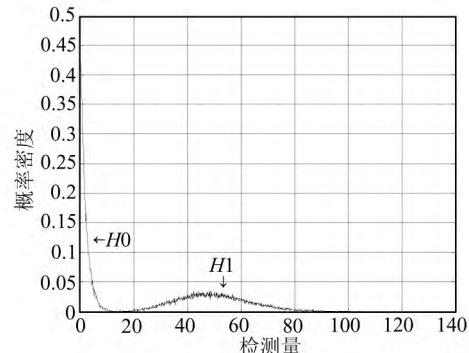


图 6 $[3,1]$ 信号检测量分布的蒙特卡洛仿真

Fig. 6 Distribution of $[3,1]$ Signal Test Statistic Generated by Monte Carlo Simulation

同样采用蒙特卡洛方法进行检测量分布的仿真,可以得到设定门限下 $[4,1]$ 信号和 $[2,1]$ 信号的检测概率分别为 0.036 8 和 0.010 1,都处于检测盲区内,与理论分析结果一致。

以上仿真结果验证了本文所提检测方法的正确性。

6 结语

本文针对单发射天线的欺骗干扰条件,提出了基于旋转天线载波相位双差的欺骗干扰检测技术,得到了以下结论。

- 1) 给出了利用旋转天线输出载波相位测量值双差进行欺骗干扰检测的原理,并推导了基于非相关差分序列的 GLRT 检测方法;
- 2) 分析表明,增大观察矩阵中的 $r, \sin^2 \omega_z$ 和 N 都将提升旋转天线方法的检测性能,并结合工程实际背景,指出增加数据长度是提升检测性能的必然选择;
- 3) 定义了比较全局检测性能的检测盲区,并可用于限制检测性能的下降。

参 考 文 献

- [1] Huang Long, Tang Xiaomei, Wang Feixue. Anti-spoofing Techniques for GNSS Receiver[J]. *Geomatics and Information Science of Wuhan University*, 2011, 36(11): 1 344-1 347 (黄龙, 唐小妹, 王飞雪. 卫星导航接收机抗欺骗干扰方法研究[J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2011, 36(11):1 344-1 347)
- [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*, 2012:1-16

- [3] Dovis F. Recent Trends in Interference Mitigation and Spoofing Detection[J]. *International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems (IJERTCS)*, 2012, 3(3): 1-17
- [4] Nielsen J, Broumandan A, Lachapelle G. Spoofing Detection and Mitigation with a Moving Handheld Receiver[J]. *GPS World Magazine*, 2010, 21(9): 27-33
- [5] Nielsen J, Broumandan A, Lachapelle G. GNSS Spoofing Detection for Single Antenna Handheld Receivers[J]. *Navigation*, 2012, 58(4): 335-344
- [6] Broumandan A, Jafarnia-Jahromi A, Dehghanian V, et al. GNSS Spoofing Detection in Handheld Receivers Based on Signal Spatial Correlation[C]. Position Location and Navigation Symposium (PLANS), IEEE/ION, Myrtle Beach, SC, 2012
- [7] Zhang Xin, Pang Jing, Su Yingxue, et al. Spoofing Detection Technique on Antenna Array Carrier Phase Double Difference[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2014, 36(4): 55-60 (张鑫, 庞晶, 苏映雪, 等. 天线阵载波相位双差的欺骗干扰检测技术[J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(4): 55-60)
- [8] Chen Pei. Attitude Determination Algorithms for Spinning Satellites Using Single Antenna GPS Re-
- ceiver and MEMS Gyro[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2013, 26(1): 10-15
- [9] Miao Shangchao, Wu Pengju. Precision Comparing Between Common Control Survey and GPS Control Survey[J]. *Shanxi Architecture*, 2008, 34(35): 19-21 (苗尚朝, 吴鹏举. 常规控制测量与 GPS 控制测量点位精度比较[J]. 山西建筑, 2008, 34(35): 19-21)
- [10] 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 (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)
- [11] Song Hua, Yuan Hong. Simulation of GPS IF Signal in a Spinning State [J]. *Computer Simulation*, 2009, 26(3): 87-90 (宋华, 袁洪. 旋转状态下 GPS 中频信号仿真研究[J]. 计算机仿真, 2009, 26(3): 87-90)
- [12] Steven M K. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II: Detection Theory* [M]. Prentice Hall: Pearson Education, 1998

Spoofing Detection Technique Based on Carrier Phase Double Difference of Spin-Antenna

ZHANG Xin^{1,2} CHEN Huaming¹ HUANG Yangbo¹ ZHANG Guozhu¹ OU Gang¹

1 College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410071, China

2 Aviation Equipment Institute, Naval Armament Academe, Shanghai 200436, China

Abstract: Effective spoofing detection is the premise for GNSS receiver carrying out spoofing suppression, preventing the occurrence of positioning, velocity, and timing information errors. A spoofing detection technique for GNSS receiver is proposed based on carrier phase double difference of a Spin-Antenna. After translational motion elimination and non-related differential processing, the carrier phase value of the uniform rotation of the receiver antenna can be used to realize the detection of single transmit antenna output spoofing signal by generalized likelihood ratio test. Furthermore, the impact of rotation speed, radius, and the length of data on detection performance is analyzed. The results show that increasing the length of data is the inevitable choice for improving detection performance. A non-detection zone is defined for global detection performance by comparing and limiting the decrease in the detection performance. A Monte-Carlo simulation illustrates the correctness of the method and analysis.

Key words: spoofing detection; spin-antenna; carrier phase double difference; detection performance; non-detection zone

First author: ZHANG Xin, PhD candidate, specializes in navigation and positioning based on satellites. E-mail: marmy@163.com

Foundation support: Program for New Century Excellent Talents in University, No. NCET-08-0144.