

阵列天线抑制欺骗式导航干扰信号方法研究

崔建华,程乃平,倪淑燕

(装备学院,北京 101416)

摘要: 针对欺骗式干扰影响飞行器卫星导航信号后引起的定位测姿错误问题,提出了一种适用于飞行器导航的基于阵列天线的欺骗式干扰检测和消除方法.使用接收阵列天线的载波相位双差测量值作为干扰检测依据,通过载波相位单差测量方程求出干扰信号的方向矢量,给出了提高干扰方向测量精度的方法,并使用其正交向量在干扰方向形成零陷,同时通过调整波束指向,在待测信号方向形成阵列增益,以达到抗干扰和增强导航信号的目的.使用这种方法可以对导航信号中的欺骗式干扰信号进行有效的识别和消除,适用于复杂环境下的飞行器导航.

关键词: 导航;欺骗式干扰;波束形成;阵列天线;载波相位

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)02-0365-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.02.015

Research on Spoofing Suppressing Method Using Antenna Array for Navigation Signal

CUI Jian-hua, CHENG Nai-ping, NI Shu-yan

(Academy of Equipment, Beijing 101416, China)

Abstract: In order to solve the problem of positioning errors caused by spoofing to the satellite navigation signals, a spoofing detection and elimination method based on antenna array is proposed. The carrier phase double difference measurement value of the receiving antenna array is used as the basis for interference detection. The direction vector of the spoofing is obtained by the single difference measurement value of the carrier phase. A method for improving the precision of the spoofing's direction is proposed too. The orthogonal vector is used to form a nulling in the direction of spoofing. By adjusting the beam direction, the array gain is formed in the direction of the signal to be measured, so as to achieve the purpose of resisting interference and enhancing the navigation signal at the same time. Using this method can effectively identify and eliminate the spoofing in the navigation signal, which is suitable for aircraft navigation in complex environment.

Key words: navigation; spoofing; beam forming; antenna array; carrier phase

1 引言

卫星导航系统是飞行器导航系统的重要组成部分,它通过伪距或者载波相位的测量实现对接收机位置的确定.在飞行器执行任务的过程中,空间中存在对导航信号的人为干扰,很容易导致飞行器导航系统的失效.就种类而言,主要是压制式干扰和欺骗式干扰,压制式干扰采用大功率信号在卫星导航信号有效频带内进行干扰,使接收机无法进行定位.针对此种干扰,基于自适应调零天线的空域滤波算法可以有效消除其影响.欺骗式干扰由干扰机自身产生虚假卫星导航信号,

或者由干扰机转发真实的卫星导航信号^[1],进而导致接收机通过伪距或载波相位得到的测距信息错误,从而导致错误的定位结果.欺骗式干扰的发射功率很低,信号强度只需要比正常卫星导航信号稍高,就可以使接收机在解扩过程中只对欺骗信号进行捕获跟踪.在干扰效果上看,欺骗式干扰的干扰效果要比压制式干扰好.

以GPS导航系统为例,欺骗式干扰通常由干扰机经单一天线进行发射,所发射的干扰信号中包含多个伪码的虚假GPS信号,并且其强度大于正常GPS信号,但是也在噪声水平之下.飞行器在应用GPS进行导航

和测姿等应用时,欺骗式干扰会引起定位信息和姿态测量错误,因此在进行接收机设计时必须考虑对欺骗式干扰的检测和抵消.目前在这方面相关的应用研究也有很多,Mark 等人^[2]采用双天线和方法实现了对欺骗式干扰信号的检测,双天线方法主要使用两个天线的载波相位差,通过对干扰信号方位的确定实现干扰检测,但是由于其基线较短,对干扰信号方向的估计精度有限,并且由于需要解算整周模糊度以实现干扰方向的检测,复杂度较高.Paul 等人^[3]也基于双天线的载波相位双差实现对欺骗式干扰的检测.但是其只是根据双差值的变化情况监测是否存在干扰,却无法对干扰进行定位与消除.Saeed 等人^[4]提出了采用阵列天线进行欺骗式干扰的检测和抵消方法,通过调整阵列天线的加权消除欺骗式干扰,并在期望信号方向形成增益,但是其干扰消除方式精度不高.

为了更加有效的实现对欺骗式干扰的检测,更高精度的实现欺骗干扰源的定位,同时实现对干扰信号的消除,本文提出了一种适用于飞行器的基于无模糊天线阵列实现欺骗式干扰的检测和抑制的方法,首先通过无模糊天线对欺骗式干扰进行检测,并测定干扰来向,之后通过构建正交于天线阵列的干扰方向矢量的加权系数消除欺骗式干扰的影响,最后基于干扰抵消后的阵元信号通过波束形成算法实现天线增益对指定导航卫星的指向.由于不需解算整周模糊度,该方法可以对干扰来向进行快速测定,同时由于基线的加长,可以提高干扰来向的测量精度,从而提供更好的抗干扰效果.

2 无模糊抗干扰天线模型

如图 1 所示,采用 7 阵元带芯均匀圆阵作为抗干扰天线,位于圆心的是参考阵元 r ,阵元 $i(i=1, \dots, 6)$ 均匀分布在以参考阵元 r 为圆心,半径为 R 的圆周上.接收信号以 GPS 信号的 $L1$ 载波为例,阵列天线中任意两个相邻阵元的间距 R 小于载波波长 λ_{L1} 的一半,即基线 $R < \lambda_{L1}/2$,这样任意两相邻阵元之间的载波相位之差不超过一个整周,其整周模糊度为零.

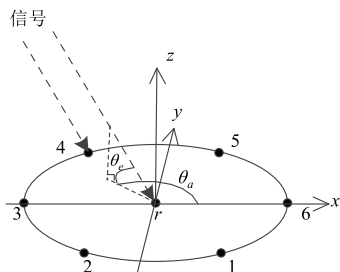


图 1 无模糊抗干扰天线模型

以阵元 3- r -6 的方向建立 X 轴,与其在阵列同一平

面并垂直的方向为 Y 轴,与平面垂直向上的方向为 Z 轴,建立载体坐标系,阵元 r 所在位置为坐标原点.对于带芯 7 阵元圆阵来说,不考虑参考阵元 r ,任意阵元 i 相对于 X 轴正向的角度为 $\theta_i = (i-1)\pi/3, (i=1, \dots, 6)$.对任意入射信号而言,如果其入射方向与参考坐标系 X 轴的夹角(方位角)为 $\theta_a, (0 \leq \theta_a < 2\pi)$,其入射方向与参考坐标系 XrY 平面的夹角(俯仰角)为 $\theta_e, (0 \leq \theta_e \leq \pi/2)$,那么阵元 i 与参考阵元 r 的相位延迟是: $\Delta\phi_{ri} = 2\pi R \cos(\theta_e) [\cos(\theta_a - \theta_i)] / \lambda$.对入射信号而言,此信号阵列天线的方向矢量为: $\alpha(\theta_a, \theta_e) = [1 \ e^{j\Delta\phi_{r1}} \ \dots]^T$.

对于天线阵元接收到 GPS 信号的载波相位观测值而言,其中不仅包含信号的载波相位值,还包含接收机自身和外界产生的各种误差,这些误差会引起定位误差和测姿误差.同时,由于接收机通过伪码同步和载波同步后,测量到的载波相位观测值都只是实际载波相位的小数位,实际的载波相位中还包含一个含有模糊度的载波整周数,单个阵元的载波相位的测量值为^[5]:

$$\phi = \frac{1}{\lambda}(d + \Delta d + c\Delta\tau_r - c\Delta\tau_s + c\Delta\gamma_c + c\Delta\gamma_t - c\Delta\gamma_i + c\Delta\gamma_m) - N + \varepsilon \quad (1)$$

其中, ϕ 为实载波相位的观测值, λ 为信号的载波波长, d 为天线到卫星的距离, Δd 导航卫星的轨道误差, c 为电磁波传播速度, $\Delta\tau_r$ 为接收机时钟与 GPS 时钟的误差, $\Delta\tau_s$ 为导航卫星的与 GPS 时钟的误差, $\Delta\gamma_c$ 为接收机中信号线引起的延迟误差, $\Delta\gamma_t$ 为对流层引起的误差, $\Delta\gamma_i$ 为电离层引起的误差, $\Delta\gamma_m$ 为多径误差, N 为测得载波相位的整周数, ε 为测量噪声.

如果通过参考阵元 r 和阵元 i 对导航信号进行观测,对同一信号源的两个阵元的载波相位测量值的差值称为单差,对不同信号源的两个单差载波测量值的差值称为双差.

所以,对于信号源 m ,载波相位的单差值为:

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{ri}^m &= \phi_i^m - \phi_r^m \\ &= \frac{1}{\lambda}(d_i^m + \Delta d_i^m + c\Delta\tau_{r,i}^m - c\Delta\tau_{s,i}^m + c\Delta\gamma_{c,i}^m \\ &\quad + c\Delta\gamma_{t,i}^m - c\Delta\gamma_{i,i}^m + c\Delta\gamma_{m,i}^m) - N_i^m + \varepsilon_i^m \\ &\quad - \frac{1}{\lambda}(d_r^m + \Delta d_r^m + c\Delta\tau_{r,r}^m - c\Delta\tau_{s,r}^m + c\Delta\gamma_{c,r}^m \\ &\quad + c\Delta\gamma_{t,r}^m - c\Delta\gamma_{i,r}^m + c\Delta\gamma_{m,r}^m) + N_r^m - \varepsilon_r^m \end{aligned} \quad (2)$$

与阵列天线和卫星之间的距离相比较,阵列天线各个阵元之间的距离非常小,因此,对同一信号源而言,可以认为天线各个阵元载波相位测量值中的卫星轨道误差,对流层误差和电离层误差是相等的,而且对于同一信号源而言,卫星的时钟误差是一致的.

同时,为了降低误差,使用同源接收机对各阵元的

信号进行采集,天线各阵元信号经等长信号线后,经过同时钟源的 ADC 采集,然后对采集后的数据进行处理,各阵元通道的采集时钟一致.通过这些手段最大程度上保持信号线和时钟线延迟误差相等,之后再经过对各阵元通道的标校^[6],进一步消除各通道之间的误差.因此,可以认为不同阵元的接收机钟差和信号线延迟误差是相等的.由于无模糊天线的基线限制,参考阵元 r 和阵元 i 之间的整周模糊度为零.同时,对于飞行器而言,由于其飞行高度较高,因此在导航卫星与天线之间的反射物体较少,多径引起的误差可以忽略,所以单差公式可以简化为:

$$\begin{aligned}\Delta\phi_{ri}^m &= d_{ri}^m/\lambda + \varepsilon_{ri}^m \\ &= 2\pi R\cos(\theta_e)[\cos(\theta_\alpha - \theta_i)]/\lambda + \varepsilon_{ri}^m \\ &= 2\pi R[\cos(\theta_e)\cos(\theta_\alpha)\cos(\theta_i) \\ &\quad + \cos(\theta_e)\sin(\theta_\alpha)\sin(\theta_i)]/\lambda + \varepsilon_{ri}^m\end{aligned}\quad (3)$$

3 欺骗式干扰信号的检测

根据构建的无模糊天线阵列的方向矢量,并根据各个阵元的载波相位观测值,可以求出所有各个阵元 i 与参考阵元 r 的载波相位单差值,进而得到向量 $\Delta\mathbf{f}^m = [\Delta\phi_{r1}^m \ \cdots \ \Delta\phi_{rn}^m]^T$,同时构建向量 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [\cos(\theta_e)\cos(\theta_\alpha) \ \cos(\theta_e)\sin(\theta_\alpha)]^T$,得到方程组:

$$\Delta\mathbf{f}^m = \mathbf{A}\mathbf{x} + \boldsymbol{\varepsilon}^m \quad (4)$$

其中, $\boldsymbol{\varepsilon}^m = [\varepsilon_{r1}^m \ \cdots \ \varepsilon_{rn}^m]$ 为测量误差向量,系数矩阵为 \mathbf{A} ,并且:

$$\mathbf{A} = \frac{2\pi R}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\theta_6) & \sin(\theta_6) \end{bmatrix} \quad (5)$$

为了使误差最小,我们构造代价函数 $G(\mathbf{x}) = \mathbf{A}\mathbf{x} - \Delta\mathbf{f}^m$,由最小二乘法,可以求解出向量^[7]:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = (\mathbf{A}^T\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^T\Delta\mathbf{f}^m \quad (6)$$

从而求解出 θ_e 和 θ_α :

$$\begin{cases} \theta_\alpha = \arctan(x_2/x_1) \\ \theta_e = \arccos\sqrt{x_1^2 + x_2^2} \end{cases} \quad (7)$$

θ_α 的二义性可以由 θ_e 及 x_1, x_2 的取值确定.也就是说,通过各阵元的载波相位观测值,可以求解各个信号的入射方向.根据欺骗式干扰的特性,由于其多个不同伪码的导航信号从同一个天线发射出来,如果对于不同卫星 m, n 而言,参考阵元 r 和阵元 i 对卫星 m, n 的单差值做差后的双差值为:

$$\Delta\phi_{ri}^{mn} = \phi_{ri}^{mn} - \phi_{ri}^n = d_{ri}^{mn}/\lambda + \varepsilon_{ri}^{mn} \quad (8)$$

由于欺骗式干扰信号经由同一发射机产生,因此其信号中,不同伪码的位置和方向相同,但是真实导航信号却是从各个不同方向产生的.

因此,对于欺骗式干扰源而言,参考阵元 r 和阵元 i

对同一干扰源的不同伪码的实际载波相位单差值 $d_{ri}^m/\lambda = d_{ri}^n/\lambda$,因此 $d_{ri}^{mn}/\lambda = 0$,也就是说,如果两次观测的载波相位测量值的单差属于同一个干扰源,那么其双差的载波相位测量值为:

$$\Delta\phi_{ri}^{mn} = \varepsilon_{ri}^{mn} = (\varepsilon_{ri}^m - \varepsilon_{ri}^n) - (\varepsilon_{ri}^n - \varepsilon_{ri}^m) \quad (9)$$

通常认为,载波相位测量值的误差为服从 $\varepsilon \sim N(0, \sigma^2)$ 的正态分布, ε_{ri}^{mn} 为经过两次单差和一次双差的载波相位误差值.因此,根据正态分布的特点,可以得到: $\varepsilon_{ri}^{mn} \sim N(0, 4\sigma^2)$.对于当前的接收机而言,对于载波相位的跟踪误差一般在百分之一一个载波波长之内^[8],也就是说载波相位的误差值 $|\varepsilon| \leq 0.005 \times 2\pi$,而对于正态分布而言, $P(|\varepsilon| \leq 3\sigma) = 0.9973$,因此,对于单个阵元的载波相位测量误差而言,可以认为: $3\sigma = |\varepsilon| \leq 0.005 \times 2\pi$.

根据以上推算,并且由于 ε_{ri}^{mn} 符合均值为 0, 方差为 2σ 的正态分布,因此可以得出:

$$P(|\varepsilon_{ri}^{mn}| \leq 6\sigma) = P(|\varepsilon_{ri}^{mn}| \leq 0.02\pi) = 0.9973 \quad (10)$$

在接收机进行正常的 GPS 信号接收后,进行伪码的捕获跟踪,同时根据不同伪码进行载波相位的跟踪,如果我们此时测量不同的伪码对应的载波相位的双差值,当 $|\varepsilon_{ri}^{mn}| \leq \phi_{sp} = 0.02\pi$ ($\phi_{sp} = 0.02\pi$ 为干扰检测门限)时,我们可以认为这两个伪码对应的信号源就是欺骗式干扰信号源,其置信度为 0.9973.同时,使用此伪码的载波进行方位估计,可以求出干扰的方位角和俯仰角 ($\theta'_\alpha, \theta'_e$).

但是,由于此时的基线长度很短,因此对干扰方向的测量精度有限,会影响进一步的干扰抑制效果,为了进一步提高对于干扰信号 J 方向的测量精度,可以在阵列天线外围布设长基线天线^[9],进一步提高精度,具体方法如图 2 所示.

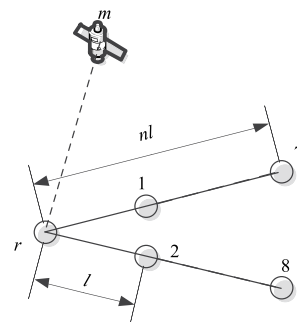


图2 长基线天线示意图

如果短基线天线的基线长度为 l ,设计长基线天线的长度为 nl ,并且长基线天线与短基线天线共线,如图 2 所示.根据观测向量单差方程的表达式, $\Delta\phi_{ri}^m = 2\pi d_{ri}^m/\lambda + \varepsilon_{ri}^m$,可以得出 $\varepsilon_{ri}^m \sim N(0, 2\sigma^2)$,所以,为了使单差观测值不存在整周模糊度,必须满足 $2\pi d_{ri}^m/\lambda + \varepsilon_{ri}^m < \pi$,即

在 0.9973 的置信度下,要求短基线长度的最大值 $d_{r1}^m \leq d_{r1} < (\pi - 3\sqrt{2}\sigma)\lambda/2\pi$.

此时计算出的载波相位单差值为 $\Delta\phi_{r1}^m$,且有:

$$\begin{aligned}\Delta\phi_{r1}^m &= n(2\pi d_{r1}^m/\lambda + \varepsilon_{r1}^m) = 2n\pi d_{r1}^m/\lambda + n\varepsilon_{r1}^m \\ &= 2n\pi d_{r1}^m/\lambda + \varepsilon'\end{aligned}\quad (11)$$

其中 $\varepsilon' \sim N(0, 2n\sigma^2)$,如果我们取整周模糊度为 $N = \text{floor}(\Delta\phi_{r1}^m)$,那么,至少要求 $\text{mod}(\Delta\phi_{r1}^m) > 3\sqrt{2n}\sigma$,此时才能保证整周数为 N 的置信度为 0.9973. 如果取 $d_{r1} = 0.09\text{m}$, $d_{r1} = 1.8\text{m}$, $n = 20$,则至少要求 $\text{mod}(\Delta\phi_{r1}^m) > 3\sqrt{2n}\sigma = 0.065\pi$ 且 $\text{mod}(\Delta\phi_{r1}^m) + 3\sqrt{2n}\sigma < 2\pi$,即 $0.065\pi < \text{mod}(\Delta\phi_{r1}^m) < 2\pi - 0.065\pi$,因此当满足上述条件时,置信度为 0.9973 的整周数的取值为 $N = \text{floor}(\Delta\phi_{r1}^m)$.

同时,由于干扰是随机出现的,载波相位单差值的取值范围在 0 至 2π 期间满足均匀分布,也就是说,此种方法的可靠性为 $1 - 2 \times 0.065\pi/2\pi = 93.5\%$,但是仍然存在 6.5% 的无效可能性,在这种情况下,我们可以让载体适当转动,由于载波相位双差值与天线阵元的方位俯仰相关,改变方位角会使其满足要求. 在确定了初始的整周模糊度后,就可以进行进一步的测量.

4 干扰信号的消除与波束指向调整

如果空中存在 p 个导航卫星,存在一个欺骗式干扰源,干扰源发射 q 个伪码的欺骗式干扰信号,阵列天线对各个导航信号的方向矢量为 $\alpha^s = \alpha(\theta_a^s, \theta_e^s) = [1 \ e^{\Delta\phi_a^s} \ \dots \ e^{\Delta\phi_e^s}]^T$,对各个欺骗式干扰信号的方向矢量为 $\alpha^j = \alpha(\theta_a^j, \theta_e^j) = [1 \ e^{\Delta\phi_a^j} \ \dots \ e^{\Delta\phi_e^j}]^T$,那么各阵元接收到的信号矢量是^[10,11]:

$$r(t) = \sum_{m=1}^p \alpha^s S_m(t) + \alpha^j \sum_{n=1}^q J_n(t) + \varepsilon(t) \quad (12)$$

其中, $S_m(t)$ 和 $J_n(t)$ 分别为参考阵元 r 接收到的第 m 个 GPS 信号和第 n 个欺骗式干扰信号. 即有^[12]:

$$\begin{cases} S_m(t) = \sqrt{P_m} D_m(t - \tau_m) C_m(t - \tau_m) e^{j\phi_m + j2\pi f_m t} \\ J_n(t) = \sqrt{P_n} D_n(t - \tau_n) C_n(t - \tau_n) e^{j\phi_n + j2\pi f_n t} \end{cases} \quad (13)$$

其中, P_m 和 P_n 分别为第 m 个 GPS 信号和第 n 个欺骗式干扰信号的信号功率. $D_m(t)$ 和 $D_n(t)$ 为它们的数据, $C_m(t)$ 和 $C_n(t)$ 为伪码, τ_m 和 τ_n 为传播时延, ϕ_m 和 ϕ_n 为初始相位, f_m 和 f_n 为多普勒频移.

为了消除欺骗式干扰信号,根据各阵元接收到的信号矢量,如果能够找到一组权系数 W ,使得 $W^H \alpha^j = 0$,那么经 W 加权后的输出变为^[13-15]:

$$\begin{aligned}y(t) &= W^H r(t) \\ &= \sum_{m=1}^p W^H \alpha^s S_m(t) + W^H \alpha^j \sum_{n=1}^q J_n(t) + W^H \varepsilon(t)\end{aligned}$$

$$= \sum_{m=1}^p W^H \alpha^s S_m(t) + W^H \varepsilon(t) \quad (14)$$

在上面的分析中已经求得了干扰信号的方向矢量 α^j ,所以,只要求解出与 α^j 正交的矢量,即可实现 $W^H \alpha^j = 0$ 且 $\|W\| \neq 0$. 由于与 α^j 正交的矩阵可以表示为:

$$Q = \{E - \alpha^j [(\alpha^j)^H \alpha^j]^{-1} (\alpha^j)^H\} \quad (15)$$

可以得出:

$$\begin{aligned}Q^H \alpha^j &= \{E - \alpha^j [(\alpha^j)^H \alpha^j]^{-1} (\alpha^j)^H\} \alpha^j \\ &= \{\alpha^j - \alpha^j [(\alpha^j)^H \alpha^j]^{-1} (\alpha^j)^H \alpha^j\} \\ &= 0\end{aligned}\quad (16)$$

因此权向量 W 的表达式为:

$$W = Qh \quad (17)$$

h 为任意向量,为了能使在指定方向的信号达到最优, $W^H \alpha_m^s$ 应当在 α_m^s 方向形成最大增益,对于方向矢量为 α_m^s 的信号,为了使其输出方向图的幅值中在 α_m^s 方向的增益最大. 可以得出:

$$h = Q^H \alpha_m^s \quad (18)$$

因此权向量 W 为:

$$W = Qh = QQ^H \alpha_m^s \quad (19)$$

为了求解期望信号的方向矢量,构造向量:

$$\begin{aligned}A(t) &= Q^H r(t) \\ &= \sum_{m=1}^p Q^H \alpha_m^s S_m(t) + Q^H \alpha^j \sum_{n=1}^q J_n(t) + Q^H \varepsilon(t) \\ &= \sum_{m=1}^p Q^H \alpha_m^s S_m(t) + Q^H \varepsilon(t)\end{aligned}\quad (20)$$

可以理解为,矩阵 Q 作用于各个阵元后,消除了欺骗式干扰施加于各个阵元的影响,输出的向量 A 为消除干扰后各个阵元的接收信号,以此阵列信号进行波达方向估计,可以估计出各个真实信号的方向,进而求出 h .

假设有 p 个 GPS 信号到达天线阵列,并根据这 p 个 GPS 信号的伪码 $C_m(t)$ 构造自相关矩阵 $R_c(\tau)$:

$$R_c(\tau) = \int_0^T C_m(t) C_m^T(t - \tau) \quad (21)$$

其中, T_s 为伪码周期,以向量 A 为各个阵元的输出信号与伪码 $C_m(t)$ 进行相关,得到的输出为:

$$\begin{aligned}Z(\tau) &= \int_0^T A(t) C_m^T(t - \tau) \\ &= \sum_{m=1}^p Q^H \alpha_m^s S_m(t) C_m^T(t - \tau) + Q^H \varepsilon(t) C_m^T(t - \tau) \\ &= \sum_{m=1}^p Q^H \alpha_m^s P_m D_m(t - \tau_m) C_m(t - \tau_m) \\ &\quad \cdot C_m^T(t - \tau) e^{j\phi_m + j2\pi f_m t} + Q^H \varepsilon(t) C_m^T(t - \tau) \\ &= \sum_{m=1}^p Q^H \alpha_m^s P_m D_m(t - \tau_m) R_c(\tau - \tau_m) e^{j\phi_m + j2\pi f_m t} \\ &\quad + Q^H \varepsilon(t) C_m^T(t - \tau)\end{aligned}\quad (22)$$

如果在信号的多普勒频率已知情况下,显然, $Z(\tau)$ 在 $\tau = \tau_m$ 时达到最大值,此时的 $Z(\tau_m)$ 为解相关输出,并

且包含所求的第 m 个信号的方向矢量,此时可以通过二维 ESPRIT 算法^[16] 求出期望信号的方位角和俯仰角,并得到对应的方向矢量 α_m^s ,进而求出最佳向量 \mathbf{h} .

5 仿真结果

仿真 1 欺骗式干扰信号的检测

假设存在 4 颗导航卫星 S1 ~ S4(伪码 1 ~ 4) 和一个欺骗式干扰源 J,干扰源发射 4 个干扰信号,分别同 S1 ~ S4 的伪码一致,信干比为 -10dB. 某时刻干扰和四颗导航卫星的绝对位置为:

$$\begin{aligned} S1 &= [3472964, 19696155, 20000000]; \\ S2 &= [5773500, 10000000, 20000000]; \\ S3 &= [8845515, -7422268, 20000000]; \end{aligned}$$

$$S4 = [-18793852, 6840402, 20000000];$$

$$J1 = [-1975, -5426, 10000]$$

以干扰在地面投影点为中心在地面划定 $100\text{km} \times 100\text{km}$ 的正方形区域,观察阵元 r 和阵元 7(参照图 2) 在该区域内对两两伪码信号的载波相位双差值检测结果如图 3 所示.(单位为米,将载波相位等效成了波长,对于使用 L1 载波而言,波长为 0.18m). 根据本文提出的检测方法,载波相位双差观测值小于 0.02π 时(即 $0.02\pi/2\pi \times 0.18 = 0.0018\text{m}$) 时,认为受到欺骗式干扰.

从仿真图中可以看出,在干扰附近区域中,载波相位双差值很低 < 0.0018 ,而其他远大于 0.0018,这也证明了本文提出的检测方法的有效性.

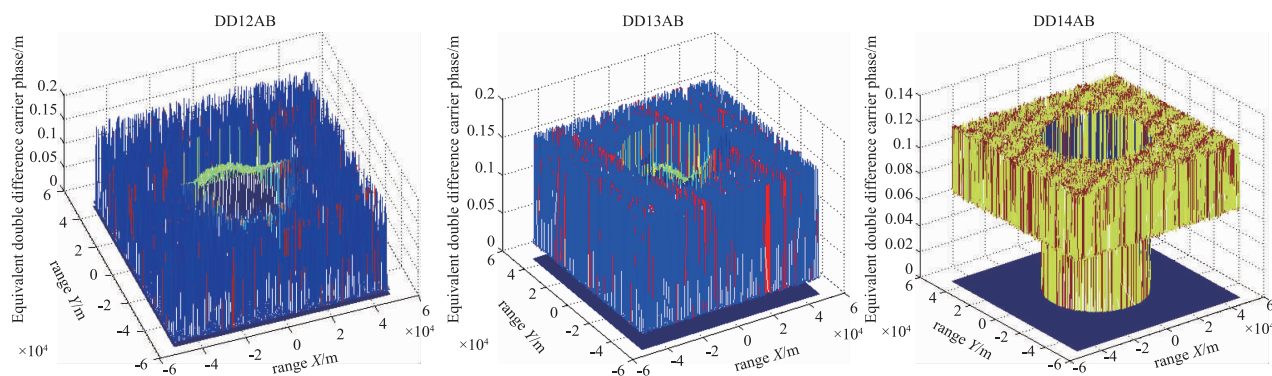


图 3 载波相位双差干扰检测结果

仿真 2 欺骗式干扰信号的消除

针对本文所提到的方法,假设一共存在 4 颗导航卫星,其方位角和俯仰角分别为: S1 ($80^\circ, 45^\circ$), S2 ($40^\circ, 60^\circ$), S3 ($300^\circ, 60^\circ$), S4 ($180^\circ, 45^\circ$). 存在一个干扰源 J($200^\circ, 60^\circ$). 干扰源发射 4 个干扰信号,信号所采用的伪码与导航卫星使用的伪码一致,但是其信号强度高于导航信号.

图 4(a) 为阵元 1 在干扰和噪声存在时,通过 S1 伪码进行时频二维搜索时的相关情况,其中 X 轴坐标 dT

为时偏,单位为码片长度 T_c , Y 轴坐标 dF 为多普勒频移,单位为采样频率 f_s , Z 轴为相关值. 可以看出,信号中同时存在导航信号和干扰信号,干扰信号强度高于导航信号,此时的信噪比为 -10dB. 此时接收机捕获的信号是欺骗信号 J.

图 4(b) 所示为阵元 1 在经过干扰消除后的输出信号,由于正交矩阵的作用,干扰 J 被完全消除,通过 S1 伪码进行时频二维搜索时,只存在信号的相关峰,干扰的相关峰被消除. 图 4(c) 所示为阵列在加权向量 \mathbf{h} 作

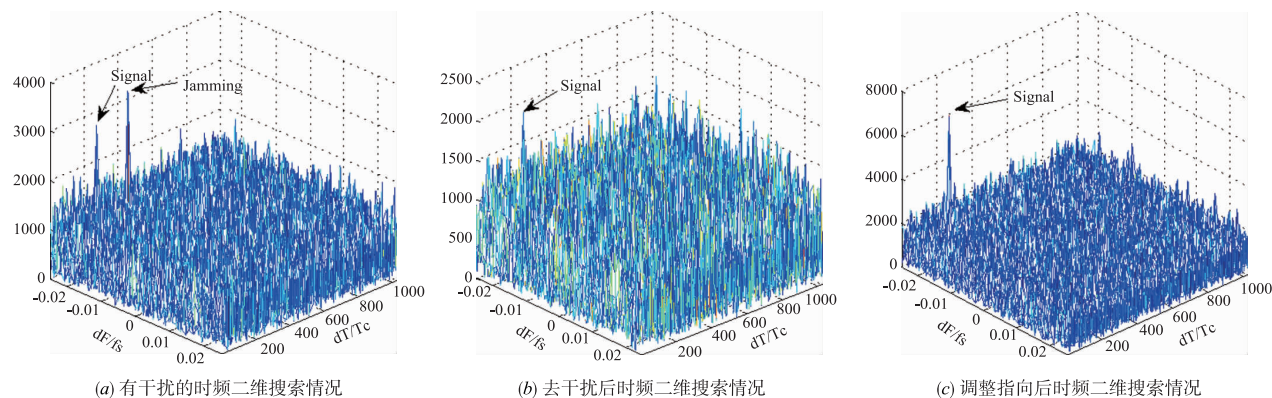


图 4 欺骗式干扰信号的消除过程

用后的阵列信号输出,可以看出,加权后信号幅度明显加强,而且干扰已经被抑制。

图 5 分别显示了在指向不同导航卫星的情况下天线的方向图,以极坐标方式表示,其参考坐标为方位角和俯仰角,单位为度。可以看出经过本文所述方法,天线在期望信号方向都形成了增益,并且将干扰信号 J 进行了抑制,这样达到了既增强期望信号,又抵消欺骗式

干扰的目的。

文中所述方法是根据欺骗式干扰源的方向特性所提出的,对同一个干扰源发射针对多颗导航星的欺骗式干扰是有效的,目前的欺骗式干扰机也多以此种形式存在,但是对于多个干扰源的协作欺骗式干扰是无效的,这也将是今后需要进一步研究的内容。

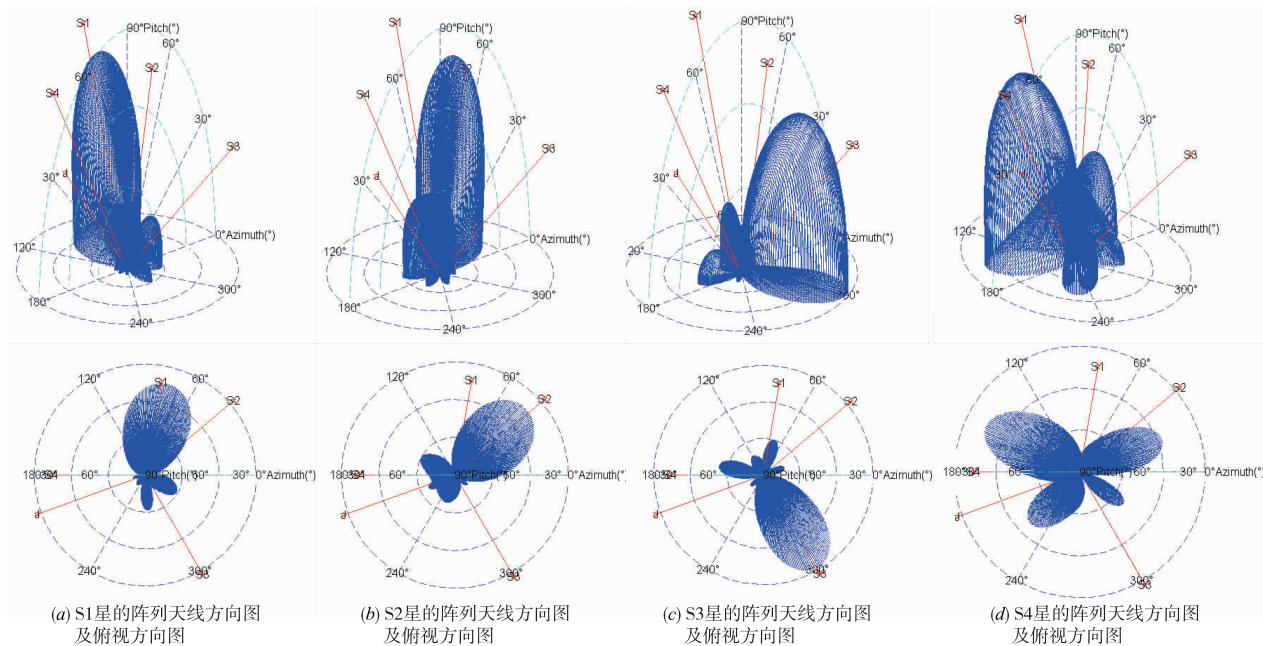


图5 阵列天线方向图

6 结论

本文提出了一种基于阵列天线的欺骗式干扰检测和抵消方法,该方法首先通过多天线的载波相位双差值检测欺骗式干扰,并通过最小二乘法求解干扰方向矢量,进而构建其正交矩阵消除干扰,为了将天线方向图指向特定信号,构建加权矢量将波束增益方向指向信号方向,从而可以在抵消干扰的情况下增强信号。同时,为了增加干扰矢量的测量精度,还提出了基于无模糊长基线天线的测量方法。通过仿真表明,文中所述方法能够有效检测和消除欺骗式干扰信号,同时在期望方向形成增益。

参考文献

- [1] PSIAKI M L, HUMPHREYS T E. GNSS spoofing and detection [J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104 (6): 1-13.
- [2] PSIAKI M L, O'HANLON B W, POWELL S P, et al. GNSS spoofing detection using two-antenna differential carrier phase [J]. Programme & Abstracts the Volcanological Society of Japan, 2014, 2010(5): 342-344.

- [3] 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 [J]. Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation Itm, 2009, 1(1): 124-130.
- [4] DANESHMAND S, JAFARNIA-JAHROMI A, BROUMANDON A, et al. A low-complexity GPS anti-spoofing method using a multi-antenna array [J]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2012, 137(1): 1233-1243.
- [5] 靳文瑞. 基于GNSS的多传感器融合实时姿态测量技术研究 [D]. 上海交通大学, 2009. 10-25.
JIN WENRUI. Multi-sensor fusion for real-time attitude determination utilizing global navigation satellite system [D]. Shanghai Jiao Tong University, 2009. 10-25. (in Chinese)
- [6] KONOVALTSEV A, BASTA N, GREDA L A, et al. Calibration of adaptive antennas in satellite navigation receivers [A]. European Conference on Antennas and Propagation [C]. Barcelona, Spain. DLR, 2010. 1-5.
- [7] KOZLOV A, GOLOVAN A, NIKULIN A. Combined least

- squares and Kalman approach in determination of attitude using carrier phase GPS/GLONASS observations [A]. International Conference on Recent Advances in Space Technologies [C]. Istanbul, Turkey, 2013. 247 – 250.
- [8] 许江宁,朱涛,卞鸿巍. GPS 姿态测量技术综述[J]. 海军工程大学学报, 2003, 15(3): 17 – 22.
XU Jiangning, ZHU Tao, BIAN Hongwei. Review on GPS attitude determination [J]. Journal of Naval University of Engineering, 2003, 15(3): 17 – 22. (in Chinese)
- [9] 韩广. 干涉仪快速测向算法的研究与实现[D]. 解放军信息工程大学, 2010. 30 – 39.
HAN GUANG. Research and realization of correlation interferometer fast direction finding algorithm [D]. PLA Information Engineering University, 2010. 30 – 39. (in Chinese)
- [10] MAGIERA J, KATULSKI R. Accuracy of differential phase delay estimation for GPS spoofing detection [A] International Conference on Telecommunications and Signal Processing [C]. Rome, Italy, 2013. 695 – 699.
- [11] MAGIERA J, KATULSKI R, ZHANG Y D, Amin M G. Anti-jamming GPS receiver with reduced phase distortions [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(10): 635 – 638.
- [12] PSIAKI M L, OHANLON B W, BHATTI J A, et al. GPS spoofing detection via dual-receiver correlation of military signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2013, 49(4): 2250 – 2267.
- [13] DANESHMAND S, JAHROMI A J, BROUMANDAN A, et al. GNSS space-time interference mitigation and attitude determination in the presence of interference signals [J]. Sensors, 2014, 15(6): 12180 – 204.
- [14] CHIEN Y R. Design of GPS anti-jamming systems using adaptive notch filters [J]. IEEE Systems Journal, 2015, 9(2): 451 – 460.
- [15] MAGIERA J, KATULSKI R. Detection and mitigation of GPS spoofing based on antenna array processing [J]. Journal of Applied Research & Technology, 2015, 11(13): 45 – 57.
- [16] 王鼎, 吴瑛. 基于均匀圆阵的二维 ESPRIT 算法研究 [J]. 通信学报, 2006, 27(9): 89 – 95.
WANG Ding, WU Ying. 2-D ESPRIT algorithm research based on uniform circular array [J]. Journal on Communications, 2006, 27(9): 89 – 95. (in Chinese)

作者简介



崔建华 (通信作者) 男, 1982 年 5 月生于河北承德, 现为装备学院光电装备系博士研究生, 主要研究方向为空间信息获取与处理。
E-mail: cjh_xilinx@163.com



程乃平 男, 1962 年 10 月生于陕西扶风, 现为装备学院光电装备系教授, 博士生导师, 主要研究方向为空间信息获取与处理。
E-mail: cheng_np@163.com



倪淑燕 女, 1981 年 9 月生于河北邢台, 现为装备学院光电装备系讲师, 主要研究方向为空间信息获取与处理。
E-mail: daninini@163.com