

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.04.009

引用格式:毛虎,吴德伟,卢虎,等. GPS/INS 超紧致耦合压制干扰能力分析[J]. 电讯技术,2014,54(4):424-429. [MAO Hu, WU De-wei, LU Hu, et al. Capability Analysis of Blanket Jamming to GPS/INS Ultra-tight Coupling[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(4):424-429. ]

GPS/INS 超紧致耦合压制干扰能力分析\*

毛 虎\*\*,吴德伟,卢 虎,闫占杰

(空军工程大学 信息与导航学院,西安 710077)

**摘 要:**采用带限高斯噪声和同速率伪码相关信号对全球定位系统(GPS)/惯导系统(INS)超紧致耦合导航系统 GPS 军码接收机实施压制干扰。通过分析 GPS P(Y)码和 M 码信号功率谱变化特点,对以上两种压制干扰进行信号参数的优化确定,进而计算出参数优化后的干扰信号造成 GPS/INS 超紧致耦合 GPS 军码接收机载波环路失锁时射频前端处所需的最小干扰功率。考虑干扰信号入射角与接收天线增益的关系,仿真得到不同高度干扰源发射功率与有效干扰距离的关系曲线。根据要地目标的防护需求,对不同制导武器所需的连续压制干扰作用距离进行定量分析,并在此基础上对沿来袭制导武器航路附近部署的多干扰源位置坐标和数量设置问题完成建模求解。

**关键词:**GPS/INS 超紧致耦合;GPS 军码接收机;压制干扰;信号参数优化;失锁干扰功率;有效干扰范围

**中图分类号:**TN967.1; TN972.2      **文献标志码:**A      **文章编号:**1001-893X(2014)04-0424-06

Capability Analysis of Blanket Jamming to GPS/INS  
Ultra-tight Coupling

MAO Hu, WU De-wei, LU Hu, YAN Zhan-jie

(School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract:** Band-limited Gaussian noise and pseudo code with the same rate signal are adopted to actualize blanket jamming to GPS military receiver of GPS/INS ultra-tight coupling navigation system. According to GPS P(Y) code and M code signal power spectrum change characteristic, above-mentioned two jamming signal parameters are optimized, the minimum jamming power causing GPS military receiver phase-locked loop(PLL) lock-lose is calculated on the receiver RF front-end. Then, in consideration of the relationship between jamming signal orientation and GPS receiver antenna gain, the curve between effective jamming range and transmitting power of jammer is obtained under different liftoff height. According to protective requirement of key targets, requisite uninterrupted blanket jamming effect distance to different type guided weapon is analyzed quantitatively, and location and number setting problem of multiple jammers deployed on the following path two-side are modeled and solved.

**Key words:** GPS/INS ultra-tight coupling; GPS military receiver; blanket jamming; signal parameter optimization; jamming power for PLL lock-lose; effective jamming range

1 引 言

在现代导航对抗日趋激烈的背景下,美军制导

武器普遍采用了全球定位系统(GPS)/惯导系统(INS)的超紧致耦合方式来提高导航系统的抗干扰

\* 收稿日期:2013-10-18;修回日期:2014-03-12      Received date:2013-10-18;Revised date:2014-03-12  
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61174194)  
Foundation Item:The National Natural Science Foundation of China(No. 61174194)

\*\* 通讯作者:mao\_hu1987@163.com      Corresponding author:mao\_hu1987@163.com

能力<sup>[1]</sup>,这使得针对 GPS 军码接收机的转发欺骗信号很难进入到其跟踪环路当中产生影响,即便是进入了也很容易被“察觉”并抛弃。因此,美军认为其 GPS 军码接收机所受到的主要威胁还是来自于压制干扰<sup>[2]</sup>。

目前,针对 GPS/INS 超紧致耦合导航系统干扰问题的研究都过于片面。文献[3-4]对不同压制干扰样式下基于快速傅里叶变换(FFT)的 GPS 军码信号捕获性能进行了仿真分析,但来袭目标一般都是处于对 GPS 信号的跟踪锁定状态。文献[1,5-6]通过推导即时相关器输出的 SINR 来评估不同压制干扰样式对 GPS 接收机载波跟踪的影响,但其未能对干扰信号的参数进行优化设置。文献[7]在分析干扰作用距离与干扰源发射功率的关系时,没有考虑接收天线增益随干扰信号入射角的变化,而且只简单地以扩频增益作为 GPS 接收机的抗干扰容限,干扰效果指标不明确。文献[8]单纯以导航数据的更新周期和超紧致耦合对于伪距与伪距率误差的计算处理过程来得到压制干扰持续时间,并没有依据要地防护的需求来计算来袭目标完全失去威力时所需的连续压制干扰作用距离。

本文在分析 GPS 军码信号功率谱变化特点的基础上,分别优化确定出对 GPS 军码接收机实施带限高斯噪声和同速率伪码相关压制干扰的信号参数,利用参数优化后的两种干扰信号,结合 GPS/INS 超紧致耦合对 GPS 接收机载波跟踪环路参数取值的影响,得到造成 GPS P(Y)码和 M 码信号载波跟踪环路失锁的射频前端处所需最小干扰功率,以此作为干扰效果指标,并考虑干扰信号入射角与接收天线增益的关系,仿真得到不同升空高度下的干扰源发射功率随有效干扰距离的变化曲线,以要地目标的保护需求,估计出不同来袭制导武器所需的连续压制干扰作用距离,对沿来袭制导武器航路附近部署的多干扰源位置坐标和数量设置问题进行了建模求解。

## 2 GPS 军码信号特征分析

GPS 军用 P(Y)码和 M 码信号码速率和调制方式不尽相同,因此,所呈现出的功率谱特征也有所不同。

### 2.1 P(Y)信号特征分析

P(Y)码尽管不是最大长度序列码,然而由于其周期非常长,码速率非常快,因而其自相关特性基本上是理想的<sup>[9]</sup>,归一化到无限带宽上的 P(Y)码信

号功率谱可表示为

$$G_{P(Y)}(f) = T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \quad (1)$$

其中,  $T_c$  为 P(Y) 码码元宽度。

### 2.2 M 码信号特征分析

M 码信号采用 BOC 调制方式,BOC 扩频符号波形可表示为

$$g_{\text{BOC}}(t) = g_{\text{BPSK-R}}(t) \cdot \text{sgn}[\sin(2\pi f_s t + \theta)] \quad (2)$$

其中,  $f_s$  为方波副载波频率;  $\theta$  为所选的相位,一般取  $0^\circ$  或  $90^\circ$ ,分别称为正弦 BOC 和余弦 BOC 调制。文献[3]已经证明了在 30 MHz 的卫星导航接收机预相关带宽内,余弦 BOC 调制的抗干扰能力要优于正弦 BOC 调制,尽管据公开资料显示,目前 GPS M 码信号采用正弦 BOC 调制<sup>[9]</sup>,但战时美军完全有可能在不改变接收机结构的情况下,而对  $\theta$  加以调整,因此,在这里以余弦 BOC 调制作为分析对象,其归一化到无限带宽上的功率谱可表示为

$$G_{\text{BOCcos}(f_s, f_c)}(f) = \begin{cases} 4T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \left( \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{4f_s}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2, & k \text{ 为偶数} \\ 4T_c \frac{\cos^2(\pi f T_c)}{(\pi f T_c)^2} \left( \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{4f_s}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $k = 2f_s/f_c$ 。对于 M 码信号而言,  $f_s = 10.23 \text{ MHz}$ ,  $f_c = 1/T_c = 5.115 \text{ MHz}$ 。

## 3 压制干扰参数的优化选择

对 GPS 接收机的典型压制干扰样式有点频、带限高斯噪声和相关干扰<sup>[5]</sup>。点频干扰能量集中,若干扰频率能够对准期望信号功率谱最大值,将取得很好的干扰效果,但其所占频带过窄,简单的频域滤波技术就可将其有效抑制,因此,本文主要对带限高斯噪声和相关干扰进行参数的优化确定。

压制干扰对 GPS 接收机的根本影响是造成载噪比  $C/N_0$  的降低,一旦  $C/N_0$  降低到 GPS 接收机的跟踪门限以下(主要是针对载波跟踪环,由于码跟踪环依赖于载波跟踪环的辅助,因此,只要干扰造成载波跟踪环失锁,码环也无法正常工作<sup>[5]</sup>),其将失去从 GPS 卫星信号获得测量值的能力。因此,对压制干扰参数的优化确定以输出  $N_0$  最大为准则。

### 3.1 带限高斯噪声干扰参数的确定

带限高斯噪声干扰信号的基带归一化功率谱

$G_J(f)$ 可表示为

$$G_J(f)=\begin{cases}1/\beta_J, & f_J-\beta_J/2\leq f\leq f_J+\beta_J/2 \\ 0, & \text{其他}\end{cases}\quad (4)$$

其中,  $\beta_J$  和  $f_J$  分别为干扰信号的带宽和中心频率偏移。  $\beta_J$  足够大, 使得  $1/\beta_J$  远远小于码鉴别器的相关积分时间  $T$ 。

对于 P(Y) 码信号, 取  $f_J=0$ ; 而对于 M 码信号, 取  $f_J=\pm 10.23\text{ MHz}$ , 由于 M 码信号功率谱左右对称, 则有

$$\begin{cases} N_{0P(Y)} = \frac{P_J}{\beta_J} \int_{-\beta_J/2}^{\beta_J/2} |H_{BB}(f)|^2 G_{P(Y)}(f) df \\ N_{0M} = \frac{P_J}{\beta_J} \int_{10.23\text{ MHz}-\beta_J/2}^{10.23\text{ MHz}+\beta_J/2} |H_{BB}(f)|^2 G_{\text{BOC}_{\cos}(10,5)}(f) df \end{cases}\quad (5)$$

其中,  $H_{BB}(f)$  为基带等效带通滤波器响应。设  $H_{BB}(f)$  在所期望信号的带宽上近似为单位值, 令  $P_J=1\text{ W}$ , 为了进行比较, 另外对 M 码信号取  $f_J=0$ , 得到  $N_0$  随  $\beta_J$  的变化情况如图 1 所示。

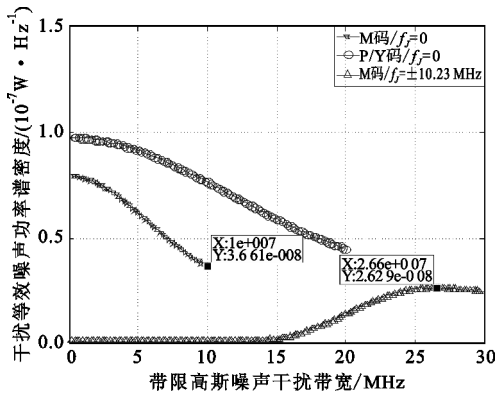


图 1  $N_0$  随带限高斯噪声干扰带宽  $\beta_J$  的变化曲线  
Fig. 1 The change curve of  $N_0$  along with jamming band width  $\beta_J$  of band-limited Gaussian noise

由图 1 可见, 对于 P(Y) 码信号, 当  $f_J$  取 0 时,  $N_0$  随着  $\beta_J$  的增加而逐渐减小, 且减小的速率由慢到快, 在  $\beta_J$  大于信号主瓣宽度的 1/4 时,  $N_0$  开始迅速减小; 对于 M 码信号, 当  $f_J$  取 0 时, 存在一个  $\beta_J$  为 26.6 MHz 的最佳干扰带宽, 当  $f_J$  取  $\pm 10.23\text{ MHz}$  时,  $N_0$  随  $\beta_J$  的变化情况与 P(Y) 码信号类似, 且获得的  $N_0$  最小值仍要优于  $f_J$  取 0 时获得的  $N_0$  最大值。因此, 对 P(Y) 码信号, 带限高斯噪声干扰  $f_J$  取 0,  $\beta_J$  取 5 MHz; 对 M 码信号, 带限高斯噪声干扰  $f_J$  取  $\pm 10.23\text{ MHz}$ ,  $\beta_J$  取 2.5 MHz。

### 3.2 相关干扰参数的确定

要破译出 GPS 军码结构难度较大, 但由于军码

速率公开且不会轻易改变<sup>[9]</sup>, 因此, 对其实施同速率伪码相关干扰是较为可行的。对于 P(Y) 码信号, 同速率伪码相关干扰信号基带归一化功率谱可表示为  $G_J(f)=G_{P(Y)}(f)$ ; 对于 M 码信号, 要将同速率伪码相关干扰信号的中心频率进行偏移以消除副载波调制的影响, 正弦 BOC(10,5) 调制信号功率谱最大值出现在偏移中心频率  $\pm 9.495\text{ MHz}$  处, 余弦 BOC(10,5) 调制信号功率谱最大值出现在偏移中心频率  $\pm 10.652\text{ MHz}$  处, 其他相位 BOC(10,5) 调制信号功率谱最大值位置介于以上两者之间, 当同速率伪码相关干扰信号中心频率偏移在 9.495 ~ 10.652 MHz 取值时 (令  $P_J=1\text{ W}$ ), 其对正弦 BOC(10,5) 调制和余弦 BOC(10,5) 调制的影响如图 2 所示。

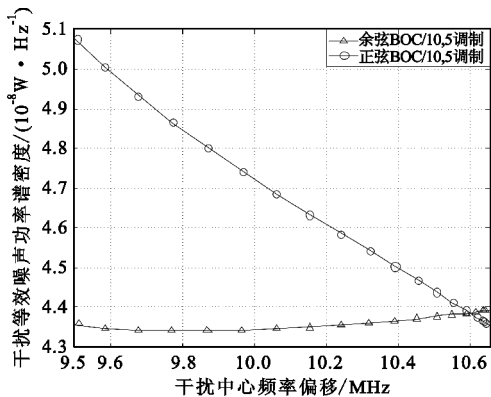


图 2 M 码信号的同速率伪码相关干扰中心频率偏移对  $N_0$  的影响  
Fig. 2 The influence of central frequency offset of pseudo code with the same rate jamming to  $N_0$  on M code signal

由图 2 可以看出, 干扰中心频率偏移对余弦 BOC(10,5) 调制  $N_0$  的影响要远小于正弦 BOC(10,5) 调制, 由于 M 码信号可能在两种调制之间变化, 因此, 对 M 码信号的同速率伪码相关干扰中心频率偏移统一取为  $\pm 9.495\text{ MHz}$  来消除副载波调制的影响。

## 4 压制干扰源位置确定

在优化确定干扰信号的参数后, 还需对干扰源的位置进行部署, 以 GPS/INS 超紧致耦合的制导武器为干扰目标进行分析。

### 4.1 单干扰源的有效干扰范围

GPS/INS 超紧致耦合后的 GPS 接收机载波跟踪环路带宽可从 18 Hz 降至 2 Hz<sup>[6]</sup>。由于 L2 P(Y) 码信号的最低接收功率要小于 L1 P(Y) 码信号, 且 L2 频点的电磁波空间衰减要小于 L1 频点, 因此, 只

以 L1 P(Y) 码和 M 码信号作为分析对象。取相关积分时间  $T$  为 20 ms,不同的载波跟踪环路 (PLL) 参数下 GPS 接收机 L1 频点相应跟踪门限的载噪比变化如图 3 所示 (PLL  $1\sigma$  经验门限为  $15^\circ$ <sup>[9]</sup>,且不考虑由振动与阿仑偏差引起的振荡器颤动)。

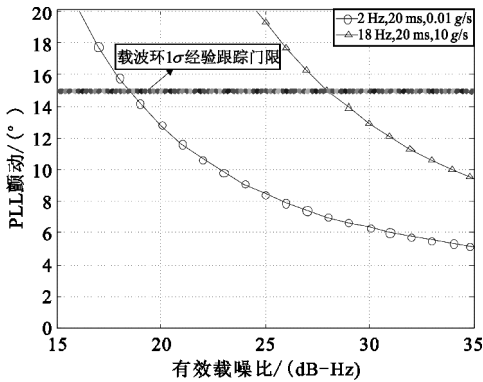


图 3 三阶载波跟踪环的 PLL 颤动  
Fig. 3 Vibration of three-order PLL

由图 3 可以看出,当载波跟踪环路带宽从 18 Hz 降至 2 Hz 时,GPS 接收机 L1 频点 PLL 跟踪门限的有效载噪比  $(C/N_0)_{\text{eff,dB}}$  从 28 dB-Hz 降至 18.5 dB-Hz。干扰产生的等效噪声引起的噪声衰减为

$$D_n = \frac{1}{\left( 1 + \frac{P_J \int_{-\beta_J/2}^{\beta_J/2} G_J(f) G_{P(Y)/\text{BOC}_{\cos(10,5)}}(f) df}{N_0 \int_{-\beta_J/2}^{\beta_J/2} G_{P(Y)/\text{BOC}_{\cos(10,5)}}(f) df} \right)} \quad (6)$$

其中,  $\beta_r$  为接收机前端预相关带宽 (对 P(Y) 码信号  $\beta_r$  取 20 MHz,对 M 码信号  $\beta_r$  取 30 MHz)。无干扰时,L1 P(Y) 码和 M 码信号的  $(C/N_0)_{\text{dB}}$  分别为 38.9 dB-Hz 和 42.4 dB-Hz (设 GPS 接收机指向卫星的天线增益为 1.5 dB,接收机实现损耗为 2 dB),参数优化确定后的上述两种压制干扰样式造成 GPS/INS 超紧致耦合的军码 GPS 接收机 PLL 失锁的射频前端处最小干扰功率  $J$  (接收机实现损耗对干扰同样设为 2 dB,即  $(J)_{\text{dB}} = (P_J)_{\text{dB}} + 2$ ) 如表 1 所示。

表 1 经验门限下的载波跟踪环失锁最小干扰功率

Table 1 Minimum jamming power causing PLL lock-loose under experiential threshold

| 干扰样式    | L1 P(Y) 码 | L1 M 码 |
|---------|-----------|--------|
| 带限高斯噪声  | -108      | -105   |
| 同速率伪码相关 | -107      | -102   |

根据 Friis 传播公式,可得  $(J)_{\text{dB}}$  为

$$(J)_{\text{dB}} = (EIRP_j)_{\text{dB}} + G_{rj} + 20 \lg \frac{\lambda}{4\pi D} \quad (7)$$

其中,  $EIRP_j$  为干扰源的等效各向同性辐射功率 (W),  $G_{rj}$  为 GPS 接收机天线在干扰方向上的增益,  $D$  为干扰源与接收机之间的水平距离 (m),  $\lambda$  为干扰信号波长 (m)。

$G_{rj}$  的大小与干扰信号入射角  $\alpha$  (与垂直方向夹角) 有关,而  $\alpha$  可近似表示为

$$\alpha \approx \arcsin \left( D / \sqrt{D^2 + (H-h)^2} \right) \quad (8)$$

其中,  $h$  为 GPS 接收机高度,  $H$  为干扰源高度,  $D$  为两者之间的水平距离。当干扰信号进入 GPS 接收机天线的波瓣范围后,随着入射角  $\alpha$  的改变,接收增益也随之改变。根据文献[10],可用以下分段近似公式计算干扰信号的天线接收增益:

$$G_{\text{dB}} = \begin{cases} 29 - 25 \lg \alpha, & 10^\circ \leq \alpha \leq 20^\circ \\ -3.5, & 20^\circ < \alpha \leq 26.3^\circ \\ 32 - 25 \lg \alpha, & 26.3^\circ < \alpha \leq 48^\circ \\ -10, & 48^\circ < \alpha \leq 90^\circ \end{cases} \quad (9)$$

设干扰源与 GPS 接收机之间的高度差分别为 5 km、10 km 和 15 km (为避免机体遮挡,干扰源应位于 GPS 接收机上方),两种压制干扰样式下干扰源发射功率与造成制导武器 GPS 接收机载波跟踪环路失锁的有效干扰距离之间的变化曲线如图 4 所示。

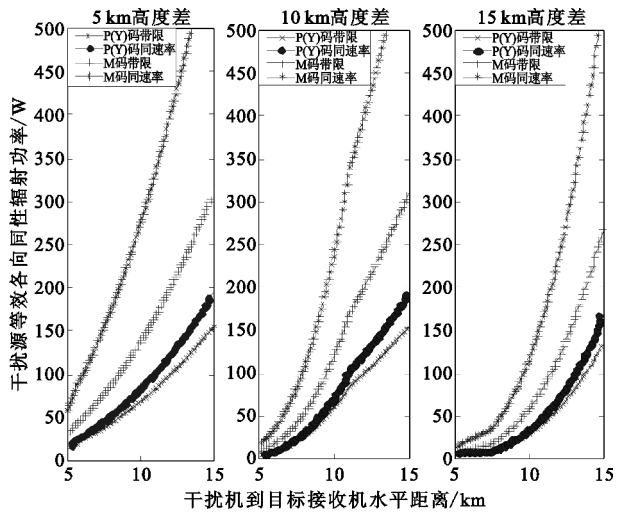


图 4 有效干扰距离与不同高度下干扰源发射功率的关系  
Fig. 4 The change curve of effective jamming range along with jammer transmitting power under different jammer height

由图 4 可以看出,单干扰源的干扰作用距离有限,若不断增大发射功率则会降低干扰源的战场生存能力,因此,需要多干扰源相互配合,以形成无缝覆盖区。

#### 4.2 多干扰源的位置部署

首先,需要对制导武器的连续压制干扰无缝覆

盖区的范围进行确定,其对于一个给定攻击目标的摧毁概率  $P_k$  可近似表示为<sup>[11]</sup>

$$P_k=1-0.5\left(\frac{vR_c}{\Omega^2}\right)^2\tag{10}$$

其中,  $v$  为制导武器的巡航速度;  $\Omega$  为 INS 漂移率;  $R_c$  为对攻击目标的保护半径;  $L$  为连续压制作用距离。给定  $P_k$  和  $R_c$ , 仿真得到  $\Omega$ 、 $v$ 、 $L$  三者之间的关系如图 5 所示。

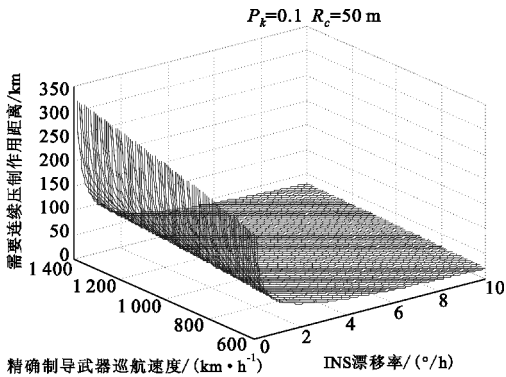


图 5 不同类型制导武器所需的连续压制作用距离  
Fig. 5 Requisite uninterrupted blanket jamming distance to different type guided weapon

由图 5 可见,INS 漂移率越大,制导武器巡航速度越低,则所需的连续压制干扰作用距离越短。由地面目标监测系统识别出来袭制导武器的类型,进而在数据库中查找得到与之匹配的  $v$ 、 $\Omega$  参数值,结合被保护目标对  $P_k$  和  $R_c$  的要求,可估计出所要连续压制干扰的距离。

制导武器的巡航高度一般较低,可沿来袭目标航路附近部署升空高度有限的固定干扰源(如系留气球等),根据情报系统提供的目标信息,调整干扰源天线方向始终指向干扰目标,这样,在空间上可将干扰源形成的威力区建模为一个球体,其在来袭目标平面上的投影为一个圆。当需要连续压制干扰作用距离确定后,依据几何学的相关知识可知,将干扰源正好部署在来袭目标航路正上方时,覆盖一定长度航路所需要的干扰源个数是最少的,但这样具体实施起来较为困难,更一般的是考虑将干扰源部署在来袭目标航路的两侧,如图 6 所示。

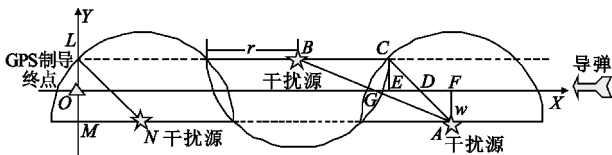


图 6 沿航路两侧部署空基固定干扰源平面示意图  
Fig. 6 The sketch map of following path two-side deploying fixed jammer

图 6 中假设来袭目标航路为直线(如果航路为曲线,则可以利用多条折线逼近),干扰源到航路的水平距离为  $w$ ,干扰源威力区投影到来袭目标平面上的最大干扰距离为  $r$ 。令干扰源在来袭目标航路两侧对称分布,以保证来袭目标不会因为航路偏离而飞出干扰区,将干扰区宽度设为两个干扰源在  $Y$  轴方向的距离,此时,最靠近 GPS 制导终点的干扰源横坐标为

$$|MN|=\sqrt{r^2-(2w)^2}\tag{11}$$

当前一个干扰源的横坐标确定以后,后一个干扰源的横坐标在前一个干扰源横坐标基础上的固定增量  $d$  为

$$d=2w\tan\left(\pi/4+\arccos\left(\frac{2w}{r}\right)/2\right)\tag{12}$$

若将第一个干扰源的坐标定为  $(|MN|,-w)$ ,那么第  $k$  个干扰源的坐标为

$$\begin{cases} x_k=(k-1)d+|MN| \\ y_k=(-1)^kw \end{cases}\tag{13}$$

进一步根据对来袭目标连续压制干扰的距离  $L$  计算得到的所需干扰源数量  $N$  为

$$N=\lfloor(L-2|MN|-d)/d\rfloor+2\tag{14}$$

其中,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示朝正无穷方向取整。

### 5 结束语

根据 GPS P(Y) 码和 M 码信号功率谱变化特点,对 P(Y) 码和 M 码信号的带限高斯噪声干扰中心频率偏移分别取 0 和  $\pm 10.23$  MHz,干扰带宽取其各自主瓣带宽的 1/4;而对 P(Y) 码和 M 码信号的同速率伪码相关干扰中心频率偏移分别取 0 和  $\pm 9.495$  MHz。进一步计算并仿真得到优化参数后的两种压制干扰样式造成 GPS/INS 超紧致耦合 GPS 军码接收机载波跟踪环失锁的射频前端处最小干扰功率以及干扰源在特定发射功率和升空高度下的有效作用距离。通过 INS 累积误差分析得出不同 GPS/INS 超紧致耦合制导武器所需的连续压制干扰作用距离,为克服单干扰源威力区有限的不足,对形成无缝覆盖的多干扰源位置坐标和数量进行了确定。上述分析结果能为针对 GPS/INS 超紧致耦合的压制干扰在实际运用中干扰源参数的合理选择控制提供借鉴。

### 参考文献:

[1] 秦红磊,柴璐璐,丛丽. GPS/INS 超紧致组合抗干扰性能分

- 析[J]. 计算机工程与设计, 2013, 34(1): 333-337.
- QIN Hong-lei, CHAI Lu-lu, CONG Li. Analysis on anti-jamming of GPS/INS ultra-tight coupled system[J]. Computer Engineering and Design, 2013, 34(1): 333-337. (in Chinese)
- [2] Oshman Y, Koifman M. Robust GPS Navigation in the Presence of Jamming and Spoofing[C]//Proceeding of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Austin, Texas: AIAA, 2003: 1-11.
- [3] 杨力, 薄煜明, 田明浩. BOC 调制信号的抗干扰性能研究[J]. 计算机科学, 2008, 35(4): 33-35.
- YANG Li, BO Yu-ming, TIAN Ming-hao. Research of Anti-jamming Characteristic for BOC Signal[J]. Computer Science, 2008, 35(4): 33-35. (in Chinese)
- [4] 赵伟, 李洪, 陆明泉. GPS M 码信号捕获抗干扰性能仿真研究[J]. 计算机仿真, 2012, 29(11): 201-205.
- ZHAO Wei, LI Hong, LU Ming-quan. Research on GPS M-code Anti-Jamming Capability[J]. Computer Simulation, 2012, 29(11): 201-205. (in Chinese)
- [5] Betz J. Effect of Jamming on GPS M Code Signal SNIR and Code Tracking Accuracy[C]//Proceedings of ION 2000 National Technical Meeting, Salt Lake City: ION, 2000: 1-5.
- [6] 韩慧珍, 陈红林, 王海勃. INS 辅助 GPS 载波跟踪环分析[J]. 电光与控制, 2011, 18(10): 59-63.
- HAN Hui-zhen, CHEN Hong-lin, WANG Hai-bo. Analysis to INS-Aided GPS Carrier Tracking Loop[J]. Electronics Optics & Control, 2011, 18(10): 59-63. (in Chinese)
- [7] 任菁圃, 吴卫凯. GPS 电子干扰范围及效果分析[J]. 现代电子技术, 2006(3): 19-21.
- REN Jing-pu, WU Wei-kai. Analysis of the Jamming Range and Effect of Global Positioning System[J]. Modern Electronics Technique, 2006(3): 19-21. (in Chinese)
- [8] 狄旻珉, 张尔扬. 超紧致 GPS/惯性耦合技术及干扰措施[J]. 航天电子对抗, 2006, 22(1): 33-35.
- DI Min-min, ZHANG Er-yang. Ultratight GPS/inertial coupling and its countermeasures[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2006, 22(1): 33-35. (in Chinese)
- [9] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications [M]. 2nd ed. Boston, USA: Artech House, 1996: 153-192.
- [10] 邵连军. 基于导航战的 GPS 通信干扰仿真与设计[D]. 武汉: 武汉大学, 2005.
- SHAO Lian-jun. Simulation and design of GPS communications interference based on navigation war[D]. Wuhan: Wuhan University, 2005. (in Chinese)
- [11] 马丽, 刘飞, 杨建军. 平流层飞艇载 GPS 干扰器的能力及部署分析[J]. 现代防御技术, 2012, 40(5): 62-66.
- MA Li, LIU Fei, YANG Jian-jun. Capacity and disposition analysis of GPS jammers in stratospheric airship[J]. Modern Defence Technology, 2012, 40(5): 62-66. (in Chinese)

### 作者简介:



毛虎(1987—),男,陕西咸阳人,2011年获硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为电子对抗、导航战;

MAO Hu was born in Xianyang, Shaanxi Province, in 1987. He received the M. S. degree in 2011. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns electronic countermeasure and navigation war.

Email: mao\_hu1987@163.com

吴德伟(1963—),男,吉林省吉林市人,教授、博士生导师,主要研究方向为军事导航定位理论与技术;

WU De-wei was born in Jilin, Jilin Province, in 1963. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns theory and technology of military navigation positioning.

卢虎(1975—),男,陕西西安人,副教授、硕士生导师,主要研究方向为扩频通信;

LU Hu was born in Xi'an, Shaanxi Province, in 1975. He is now an associate professor and also the instructor of graduate students. His research concerns spectrum spread communication.

闫占杰(1989—),男,陕西延安人,2014年获硕士学位,主要研究方向为电子对抗、导航战。

YAN Zhan-jie was born in Yan'an, Shaanxi Province, in 1989. He received the M. S. degree in 2014. His research concerns electronic countermeasure and navigation war.