doi:10. 19306/j. cnki. 2095-8110. 2022. 01. 012

# 基于功率特征分组的空时自适应脉冲干扰抑制方法

# 刘 鹏,王 盾,高文宁

(航天恒星科技有限公司,北京 100095)

摘 要:脉冲干扰是一种常见的导航干扰类型,具有高带宽、突发性等特点,针对脉冲干扰的抑制具有较大难度。常规空时自适应处理不对接收信号类型进行区分,而是统一进行协方差矩阵估计及权值计算,存在抗脉冲干扰性能下降或失效的可能。针对以上问题,提出了一种基于功率特征分组的空时自适应处理方法。首先对接收数据进行功率检测,将信号采样数据分为有干扰数据组和无干扰数据组,然后对分组后的数据分别进行权值计算和滤波处理,最后将滤波后的数据按照采样顺序进行合并。该方法通过数据分组,提高了干噪比的统计计算准确度,增加了干扰零陷深度,实现了抗干扰能力的提升。理论分析和仿真实验均证明了该方法的有效性。
 关键词:卫星导航;抗干扰;空时自适应处理(STAP);脉冲干扰
 中图分类号:TN967.1 文献标志码:A 文章编号:2095-8110(2022)01-0097-07

# Space-Time Adaptive Pulse Interference Suppression Method Based on Power Characteristic Grouping

LIU Peng, WANG Dun, GAO Wen-ning

(Space Star Technology Co., Ltd., Beijing 100095, China)

**Abstract**: Pulse interference is a common type of navigation interference, which has the characteristics of high bandwidth and suddenness and is difficult to suppress. The normal space-time adaptive processing does not distinguish the received signal by type, but estimates the covariance matrix and calculates the weight uniformly, which might lead to the degradation or failure of antiinterference performance. To solve this problem, a space-time adaptive processing method based on power characteristic grouping is proposed. Firstly, the power of the received data is detected, and the received data are divided into ones with interference and ones without interference. Then, the weight calculation and filtering processing are carried out for the grouped data respectively. Finally, the filtered data are combined in the order of sampling. Through data grouping, this method improves the statistical calculation accuracy of the interference to noise ratio, increases the interference null depth and obtains the improvement of anti-interference ability. Both theoretical analysis and simulation results verify the effectiveness of the method.

**Key words**: Satellite navigation; Anti-jamming; Space-Time Adaptive Processing(STAP); Pulse interference

**基金项目**:国家科技部重点研发项目(2019YFF0217300)

作者简介:刘鹏(1980-),男,研究员,主要从事导航抗干扰技术方面的研究。

## 0 引言

随着导航电子对抗技术的发展,军用导航接收 机面临着越来越多的电磁干扰。由于卫星导航信 号到达地面时极其微弱,仅靠信号本身的扩频增益 无法保证接收机在强干扰环境下正常工作,必须借 助其他的抗干扰措施<sup>[1-2]</sup>。

脉冲干扰是一种常见的干扰类型,由持续时间 短、信号幅度大的不规则脉冲或噪声尖峰组成,通 常具有较宽的频谱<sup>[3-4]</sup>。按照产生机理,脉冲干扰可 分为两类,一类是由于大气中的雷暴现象等产生的 自然干扰;一类是由高频电子设备如继电器、雷达、 干扰源等产生的人为干扰。其中 L 频段雷达和 L 频段的脉冲干扰源极易对导航信号产生影响。

由于脉冲干扰的高带宽、突发性等特点,脉冲干 扰抑制具有较大难度。针对脉冲干扰的抑制,主要有 时域、频域、空域以及多域联合滤波算法。其中,时 域[5-7]、频域[8-9]滤波算法主要针对窄带干扰,而脉冲 干扰通常占据较宽的频带,因此,时域、频域滤波算法 对脉冲干扰的抑制效果会变差或失效。虽然脉冲消 隐(Pulse Blanking)方法<sup>[7]</sup>对干扰带宽不敏感,但仍然 会造成信号能量的损失。阵列信号处理算法主要包 含空域自适应处理(Spatial Adaptive Processing, SAP)、 空时自适应处理<sup>[10-11]</sup> (Space-Time Adaptive Processing,STAP)以及空频自适应处理<sup>[12-13]</sup>(Space-Frequency Adaptive Processing, SFAP)等类型,具有更 强的抗干扰能力以及更小的信号衰减,在卫星导航 接收机的研制过程中得到了广泛应用。阵列信号 处理滤波权值的求取方法主要包括块处理算法和 连续处理算法两种,块处理算法为无反馈开环处 理,权值计算无收敛过程,因此得到了大量应用[14]。 然而,常规的阵列信号块处理算法通常假设干扰的 统计特征是平稳的,利用当前的信号采样数据计算 滤波权值,对当前和后续采样数据进行干扰抑制。 一方面,由于脉冲干扰的突发性,当计算滤波权值 的数据块中不包含脉冲干扰,而脉冲干扰恰好出现 在后续数据中时,将无法对脉冲干扰进行有效抑 制;另一方面,即使计算滤波权值的数据块中包含 脉冲干扰,由于可能仅是一部分时段的信号采样数 据包含了脉冲干扰,据此计算的干扰零陷深度也会 受到影响,从而影响算法的抗干扰能力。

针对以上问题,本文通过功率检测对接收数据 进行分组,改进常规空时自适应处理算法,提升其 对脉冲干扰的抑制能力。首先,对接收数据进行功 率检测,判断当前信号采样数据块是否包含干扰; 其次,根据检测结果将数据块进行分组,分为有干 扰数据组和无干扰数据组;随后,利用有干扰数据 组计算滤波权值,滤除其中的干扰信号,对于无干 扰数据组,则将滤波权值固定为常数,保留其中的 有效信号成分;最后将滤波后的两组数据按照采样 顺序重新进行合并输出。通过数据分组,提高了干 噪比的统计计算准确度,增加了干扰零陷深度,从 而实现了抗干扰能力的提升。

本文结构如下:第1节介绍常规空时自适应处 理算法,并分析其在脉冲干扰抑制中存在的问题; 第2节提出功率特征分组空时自适应处理方法,并 分析其对脉冲干扰抑制性能的提升;第3节对本文 提出的方法与常规算法进行仿真分析及性能对比; 第4节为结论。

# 1 常规空时自适应处理算法及存在问题

#### 1.1 常规空时自适应处理算法概述

空时自适应处理的结构框图如图 1 所示,阵列 包含 L 个天线单元,每个单元后有 N - 1 个时间延 迟线,则 STAP 接收数据模型可表示为<sup>[14-15]</sup>

$$\boldsymbol{X}(t) = \boldsymbol{A}_{s}\boldsymbol{S}(t) + \boldsymbol{A}_{j}\boldsymbol{J}(t) + \boldsymbol{n}(t)$$
(1)

其中, **X** =  $[x_{11}, \dots, x_{1N}, x_{21}, \dots, x_{2N}, \dots, x_{L1}, \dots, x_{LN}]^T$ 为 NL×1空时数据向量,上标 T 表示向量 转置;**S**(*t*)为导航信号复包络向量,**S**(*t*) =  $[s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]^T, s_p(t)$ 为第 *p* 个导航信号的复包 络;**A**<sub>s</sub>为信号阵列空时流形矩阵,**A**<sub>s</sub> =  $[a_{s1}, a_{s2}, \dots, a_{sp}], a_{sp}$ 为第 *p* 个导航信号的空时导向矢量;**J**(*t*)为 干扰复包络向量,**J**(*t*) =  $[j_1(t), j_2(t), \dots, j_q(t)]^T$ ,





 $j_q(t)$  为第 q 个干扰的复包络; $A_j$  为干扰阵列空时流 形矩阵, $A_j = [a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jq}], a_{jq}$  为第 q 个干扰的 空时导向矢量;n(t) 为阵列噪声向量。

阵列的协方差矩阵定义为

$$\boldsymbol{R} = \mathbf{E}[\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}(t)]$$
(2)

式中,E[•]表示求期望值,上标 H 表示向量共 轭转置。

空时自适应处理的滤波权值为

$$\boldsymbol{W}_{\text{opt}} = \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{R}^{-1} \boldsymbol{a} \tag{3}$$

其中, μ为常数; a 为约束矢量。

则经空时自适应处理后的输出为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}_{\text{opt}}^{\text{H}} \mathbf{X}(t) \tag{4}$$

#### 1.2 脉冲干扰抑制问题分析

假设脉冲干扰为一个时间连续的带内干扰与 占空比为 1/K(K > 1) 的周期矩形脉冲的乘积,干 扰表示为

$$P(t) = j(t) \sum_{n = -\infty}^{+\infty} G(t - nT)$$
(5)

式中,j(t)为时间连续干扰的复包络;G(t)为持续时间为T、占空比为1/K的矩形脉冲,表示为

$$G(t) = \begin{cases} 1, & 0 \le t \le T/K \\ 0, & T/K < t < T \end{cases}$$
(6)

当天线阵列接收到式(5)所示的一个干扰时, 并假设信号、干扰与噪声不相关,则协方差矩阵为

$$\boldsymbol{R} = \mathrm{E}[\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}(t)]$$

$$= \mathbf{A}_{s}\mathbf{R}_{s}\mathbf{A}_{s}^{H} + \mathbf{A}_{j}\mathbf{R}_{j}\mathbf{A}_{j}^{H} + \sigma_{n}^{2}\mathbf{I} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{R}_s = \mathbf{E}[\mathbf{S}(t)\mathbf{S}^{H}(t)]$ 为导航信号复包络 协方差矩阵;  $\mathbf{R}_j = \mathbf{E}[\mathbf{J}(t)\mathbf{J}^{H}(t)]$ 为干扰复包络协 方差矩阵,由于干扰数量为1,所以 $\mathbf{R}_j$ 为干扰期望 功率值;  $\sigma_s^2$ 为噪声功率。

由式(5)得

$$\mathbf{R}_{j} = \mathbf{E}[P(t)P^{*}(t)] = \frac{1}{K}\mathbf{E}[j(t)j^{*}(t)]$$
$$= \frac{\sigma_{j}^{2}}{K}$$
(8)

式中,  $\sigma_j^2$  为脉冲干扰作用有效时的功率。由式 (8)可见,脉冲干扰的期望功率值等于作用有效功 率与干扰占空比的乘积。

由于信号功率远低于干扰和噪声功率,综合式 (7)、式(8)并将信号分量省略,得

$$\boldsymbol{R} = \frac{\sigma_j^2}{K} \boldsymbol{A}_j \boldsymbol{A}_j^{\mathrm{H}} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I}$$
(9)

对协方差矩阵进行特征值分解,得

$$\boldsymbol{R} = \sum_{i=1}^{NL} \lambda_i \boldsymbol{u}_i \boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}}$$
(10)

将特征值按照从大到小的顺序排列,由式(9)、 式(10)得

$$\begin{cases} \lambda_{1} = \frac{1}{K} \sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2} + \sigma_{n}^{2} \\ \lambda_{2} = \lambda_{3} = \cdots = \lambda_{NL} = \sigma_{n}^{2} \\ \mathbf{u}_{1} = \frac{\mathbf{A}_{j}}{|\mathbf{A}_{j}|} \\ \mathbf{u}_{i}^{H} \mathbf{u}_{1} = 0, i \neq 1 \end{cases}$$
(11)

其中,λ<sub>1</sub>为干扰特征值;*u*1为干扰特征向量;其 余为噪声特征值和噪声特征向量。干扰方向的阵 列响应为

$$F_{1} = \boldsymbol{W}_{\text{opt}}^{\text{H}} \boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \mu^{*} \left( \frac{1}{\lambda_{1}} \boldsymbol{a}^{\text{H}} \boldsymbol{u}_{1} \boldsymbol{u}_{1}^{\text{H}} + \sum_{i=2}^{NL} \frac{1}{\lambda_{i}} \boldsymbol{a}^{\text{H}} \boldsymbol{u}_{i} \boldsymbol{u}_{i}^{\text{H}} \right) \boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \mu^{*} \frac{1}{\lambda_{1}} \boldsymbol{a}^{\text{H}} \boldsymbol{u}_{1} \boldsymbol{u}_{1}^{\text{H}} \boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \frac{1}{\lambda_{1}} \rho \qquad (12)$$

其中

$$\rho = \mu^* \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{u}_1^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_j = \mu^* \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_j \qquad (13)$$

由式(11)和式(12),当干扰功率远大于噪声功 率时

$$F_{1} = \frac{\rho}{\frac{1}{K}\sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2} + \sigma_{n}^{2}} \approx \frac{K\rho}{\sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2}} \qquad (14)$$

由上述分析可见,空时自适应处理的干扰抑制 能力与干扰特征值成正比,干扰特征值越大,零陷 越深,干扰抑制能力越强。常规空时自适应处理算 法未对有干扰数据和无干扰数据进行区分,统一进 行协方差矩阵估计及权值计算。一方面,由式 (11),干扰特征值与脉冲干扰的占空比成正比,当 脉冲占空比较低时,将导致零陷深度降低,抗干扰 能力下降;另一方面,在工程实现过程中,用于协方 差矩阵估计的数据是有限的,当脉冲占空比降低到 一定程度后,将出现用于协方差矩阵估计的数据不 包含干扰的情况,此时如果利用当前数据块计算的 权值对后续数据进行干扰抑制,甚至会出现抗干扰 失效的问题。

## 2 功率特征分组空时自适应处理方法

#### 2.1 方法描述

针对以上问题,本文提出了一种基于功率特征

分组的空时自适应处理方法,以提高对脉冲干扰的 抑制能力。

该方法的实现步骤如下:

步骤一:对输入数据进行功率检测,根据检测 结果将数据分为两组,即有干扰数据和无干扰数 据,两组数据分别表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{X}_{1}(t) = \boldsymbol{A}_{s}\boldsymbol{S}(t) + \boldsymbol{A}_{j}\boldsymbol{j}(t) + \boldsymbol{n}(t) & nT \leq t \leq nT + T/K \\ \boldsymbol{X}_{2}(t) = \boldsymbol{A}_{s}\boldsymbol{S}(t) + \boldsymbol{n}(t) & nT + T/K < t < (n+1)T \end{cases}$$
(15)

干扰检测的阈值需要在虚警概率和漏警概率 之间进行折中,本文的阈值设为噪声功率增加 3dB。

步骤二:将数据进行分组后,分别计算两组数 据的滤波权值。第一组数据包含干扰,权值计算包 含协方差矩阵估计和逆矩阵与约束向量相乘 2 个 过程。

$$\boldsymbol{R}_{1} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{1}(t) \boldsymbol{X}_{1}^{\mathrm{H}}(t) \end{bmatrix}$$
(16)

$$\boldsymbol{W}_1 = \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{R}_1^{-1} \boldsymbol{a} \tag{17}$$

实现过程中,需要缓存一段数据并利用有限采 样点对协方差矩阵进行估计,在数据缓存段内采样 点可以跨周期。当脉冲干扰占空比较小,缓存的数 据点数不足时,则考虑减少统计点数或增加第二组 的数据采样点。

第二组数据无干扰,但为了保证滤波延迟的一 致性,仍然对第二组数据进行滤波处理,其滤波权 值为

$$\boldsymbol{W}_2 = \frac{\mu \boldsymbol{a}}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}} \tag{18}$$

步骤三:利用权值对分组数据进行自适应滤波  $\begin{cases} \mathbf{y}_1(t) = \mathbf{W}_1^{\mathrm{H}} \mathbf{X}_1(t) \quad nT \leq t \leq nT + T/K \\ \mathbf{y}_2(t) = \mathbf{W}_2^{\mathrm{H}} \mathbf{X}_2(t) \quad nT + T/K < t < (n+1)T \end{cases}$ (19)

步骤四:将滤波后的分组数据合并输出

$$\mathbf{y}(t) = \begin{cases} \mathbf{y}_1(t) & nT \leq t \leq nT + T/K \\ \mathbf{y}_2(t) & nT + T/K < t < (n+1)T \end{cases}$$
(20)

2.2 抗干扰性能分析

数据分组后,只有第一组数据存在干扰,因此 对第一组数据的抗干扰性能进行分析。

由式(15)、式(16)得

$$R_{1} = A_{s}R_{s}A_{s}^{H} + A_{j}R_{j1}A_{j}^{H} + \sigma_{n}^{2}I$$
 (21)  
$$R_{j1}$$
 为干扰期望功率,其值为

$$\mathbf{R}_{j1} = \mathbf{E}[j(t)j^*(t)] = \sigma_j^2$$
(22)  
省略导航信号分量,协方差矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{1} = \boldsymbol{\sigma}_{j}^{2} \boldsymbol{A}_{j} \boldsymbol{A}_{j}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{\sigma}_{n}^{2} \boldsymbol{I}$$
(23)

对 $R_1$ 进行特征值分解,得

$$\boldsymbol{R}_{1} = \sum_{i=1}^{NL} \boldsymbol{\eta}_{i} \boldsymbol{\nu}_{i} \boldsymbol{\nu}_{i}^{\mathrm{H}}$$
(24)

将特征值按照从大到小的顺序排列,由式 (23)、式(24)得

$$\begin{cases} \eta_{1} = \sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2} + \sigma_{n}^{2} \\ \eta_{2} = \eta_{3} = \cdots = \eta_{NL} = \sigma_{n}^{2} \\ \mathbf{v}_{1} = \frac{\mathbf{A}_{j}}{|\mathbf{A}_{j}|} \\ \mathbf{v}_{i}^{H} \mathbf{v}_{1} = 0, i \neq 1 \end{cases}$$

$$(25)$$

其中, η<sub>1</sub> 为干扰特征值; ν<sub>1</sub> 为干扰特征向量; 其 余为噪声特征值和噪声特征向量。干扰方向的阵 列响应为

$$F_{2} = \boldsymbol{W}_{1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \mu^{*} \left( \frac{1}{\eta_{1}} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{v}_{1} \boldsymbol{v}_{1}^{\mathrm{H}} + \sum_{i=2}^{NL} \frac{1}{\eta_{i}} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{v}_{i} \boldsymbol{v}_{i}^{\mathrm{H}} \right) \boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \mu^{*} \frac{1}{\eta_{1}} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{v}_{1} \boldsymbol{v}_{1}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{j}$$

$$= \frac{1}{\eta_{1}} \rho \qquad (26)$$

其中

$$\rho = \mu^* \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}_1^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_j = \mu^* \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_j \qquad (27)$$

由式(25)和式(26),当干扰功率远大于噪声功 率时

$$F_{2} = \frac{\rho}{\sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2} + \sigma_{n}^{2}} \approx \frac{\rho}{\sigma_{j}^{2} |\mathbf{A}_{j}|^{2}} \qquad (28)$$

由式(14)和式(28),本文提出的算法在进行自 适应滤波后,干扰方向在相应频带的阵列响应幅值 更低,可获得更深的干扰零陷,因此具有更强的抗 干扰能力,性能提升增益值为

$$G(dB) = 10\log \frac{|F_1|}{|F_2|} = 10\log K$$
 (29)

需要说明的是,式(29)是算法的期望增益,实际增益需要具体分析,分析极限情况可见:

1)当 K 趋近于 1,即脉冲干扰占空比趋近于 100%,脉冲干扰趋近于时间连续干扰时,性能提升 增益值趋近于 0;而当 K = 1 时,干扰已经变为时间 连续干扰,所有数据均在分组 1,此时改进算法的处 理过程与常规算法相同,而算法性能增益为 0。上 述结果与式(29)相符。

2)当 K 趋近于无穷大,即脉冲干扰占空比趋近于0时,由于仅有极少的数据在分组1,此时计算协 方差矩阵需要减少统计点数或增加第二组的数据 采样点,因此实际增益值会低于期望值。

#### 3 仿真实验

导航信号中心频率设置为 BDS B3 频点,阵列 为四阵元方阵,天线单元间距为半波长。信号下变 频后的模拟中心频率为 15.48MHz,采样频率为 62MHz。空时自适应处理每个天线阵子后采用 3 个时域抽头,协方差矩阵估计点数为 4096,权值计 算采用自适应调零算法。

接收导航信号的信噪比设置为-25dB,并施加 1个脉冲干扰,干扰来向为方位角120°、俯仰角45°。 由于实际抗干扰测试通常设置脉冲周期为10µs~ 100µs,为便于分析,本文将脉冲干扰的1个周期设 置为对应4096个采样点,即脉冲周期约为66µs,并 将脉冲干扰占空比设置为25%。则采用常规空时 自适应处理时,1次协方差矩阵估计对应1个脉冲 干扰周期。而采用本文提出的改进算法,当对完成 分组后的有干扰数据进行协方差矩阵估计时,1次 估计需要用到4个脉冲干扰周期的数据。

对协方差矩阵进行特征值分解,最大的特征值 为干扰特征值,其余特征值为噪声特征值。由于噪 声特征值基本稳定,因此可以用干扰特征值和噪声 特征值的比值(INR)来表征干扰特征值的变化趋 势。设置干信比(ISR)从 60dB 逐渐增大到 100dB, 由特征分解得到的两种算法的干噪比如图 2 所示, 干扰方向的阵列响应幅值如图 3 所示。

可见,当脉冲干扰占空比为 25%时,本文算法 的干扰特征值相比原算法增加约 6dB,干扰方向的 阵列响应幅值降低约 6dB,即零陷深度增加约 6dB, 仿真结果与理论分析一致。

将方位角固定为干扰方位角,当干信比分别为 70dB、80dB、90dB和100dB时,两种算法的阵列响 应幅值随俯仰角的变化情况如图4所示。由图4可



Fig. 2 Interference eigenvalue analysis



Fig. 3 Array response magnitude in the interference direction





图 4 干扰方位角阵列响应幅值

Fig. 4 Array response magnitude of interference azimuth

见,两种算法均能在干扰方向形成明显的零陷,但 相比常规空时自适应处理,本文方法的零陷深度更 低,在不同干信比条件下相比原算法均增加约6dB。

## 4 结论

本文对常规空时自适应处理算法进行了介绍, 分析了常规算法在脉冲干扰抑制中存在的问题,在 此基础上,提出了一种基于功率特征分组的空时自 适应处理方法,并对该方法的性能进行了理论和数 据仿真分析,结果表明:

1)通过功率检测将采样数据进行分组处理,可 提升接收脉冲干扰时干噪比的统计计算准确度,增 加干扰零陷深度,实现抗干扰能力的提升。

2)常规算法和本文算法的性能分析结果表明, 本文算法的性能提升期望增益值与脉冲干扰的占 空比倒数成正比。

3)仿真结果与理论分析一致,证明了该方法的 有效性。同时,本文所提算法与常规空时自适应处 理算法相比,处理复杂度基本一致,具有较强的工 程应用价值。

#### 参考文献

- [1] Fante R L, Vaccaro J J. Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receiver[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 13(11): 25-28.
- [2] 刘鹏,王盾,陈耀辉,等.导航电子对抗技术的研究现状及发展趋势[C]//中国卫星导航年会,2018.
   Liu Peng, Wang Dun, Chen Yaohui, et al. Research status and development trend of GNSS electronic warfare[C]//Proceedings of China Satellite Navigation Conference, 2018(in Chinese).

- [3] 王佳欣,常青,田原,等.GNSS干扰信号检测方法研究[J].导航定位与授时,2020,7(4):117-122.
  Wang Jiaxin, Chang Qing, Tian Yuan, et al. Research on GNSS interference signal detection method[J]. Navigation Positioning and Timing, 2020,7(4):117-122(in Chinese).
- [4] 丁梦羽,许睿,刘建业,等.脉冲干扰对软件接收机
   的影响分析[J].导航定位与授时,2017,4(3):58-65.

Ding Mengyu, Xu Rui, Liu Jianye, et al. Analysis of pulse interference effects on the software receiver[J]. Navigation Positioning and Timing, 2017, 4(3): 58-65(in Chinese).

[5] 曾祥华,周益,李峥嵘,等.卫星导航接收机中短时
 脉冲干扰抑制方法[J].数据采集与处理,2013,28
 (1):77-81.

Zeng Xianghua, Zhou Yi, Li Zhengrong, et al. Method for short-time pulse interference blanking in satellite navigation receiver[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2013, 28(1): 77-81(in Chinese).

- [6] 龚文飞, 吴嗣亮, 李加琪. 直扩系统中 IIR 格型滤波 器抑制窄带干扰新方法与性能分析[J]. 电子与信息 学报, 2010, 32(10): 2473-2478.
  Gong Wenfei, Wu Siliang, Li Jiaqi. A novel method of narrow-band interference suppression using IIR lattice filter in DSSS and its performance analysis[J].
  Journal of Electronics and Information Technology, 2010, 32(10): 2473-2478(in Chinese).
- Grabowski J, Hegarty C. Characterization of L5 receiver performance using digital pulse blanking[C]//
   Proceedings of Institutes of Navigation GPS Meeting.
   Portland, OR, 2002: 463-466.
- [8] Milstein L B, Das P K. An analysis of a real-time transform domain filtering digital communication system-Part I: narrow-band interference rejection [J].
   IEEE Transactions on Communications, 1980, 28: 816-824.
- [9] 李平博,王璐,严玉国.改进的频域窄带干扰抑制方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2015,16 (2):78-81.

Li Pingbo, Wang Lu, Yan Yuguo. The improved method for suppressing the frequency domain narrowband interference[J]. Journal of Airforce Engineering University (Natural Science Edition), 2015, 16(2): 78-81(in Chinese).

[10] Fante R L, Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36 (2): 549-564.

- [11] Fanta R L, Fitzgibbons M P, McDonald K F. Effect of adaptive array processing on GPS signal crosscorrelation[C]// Proceedings of ION GNSS Conference, 2004: 1-5.
- [12] Gupta I J, Moore T D. Space-frequency adaptive processing (SFAP) for radio frequency interference mitigation in spread-spectrum receivers[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 52(6): 1611-1615.
- [13] Moore T D. Analytic study of space-time and spacefrequency adaptive processing for radio frequency interference suppression[D]. Columbus, USA: The O-

hio State University, 2002.

- [14] 王永良,丁前军,李荣锋.自适应阵列处理[M].北京:清华大学出版社,2009.
  Wang Yongliang, Ding Qianjun, Li Rongfeng. Adaptive array processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009(in Chinese).
- [15] 张柏华,马红光,孙新利,等.基于正交约束的导航 接收机空时自适应方法[J].电子与信息学报,2015, 37(4):900-906.
   Zhang Baihua, Ma Hongguang, Sun Xinli, et al.

Space time adaptive processing technique based on orthogonal constraint in navigation receiver[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2015, 37 (4): 900-906(in Chinese).

(编辑:李瑾)