

一种基于自适应波束形成的卫星导航干扰源方位估计方法

王晓宇, 张 骅, 谢斌斌

(中国电子科技集团公司第二十研究所, 西安 710068)

摘要: 针对卫星导航抗干扰天线平台提出了一种利用 Griffiths-Jim 自适应波束形成器的干扰源方位估计方法。首先, 通过能量检测器判决观测空间中是否存在干扰信号; 接下来, 若干扰存在则通过 Griffiths-Jim 自适应波束形成器对观测空间进行扫描得到空间谱数据; 最后, 通过空间谱中局部峰值对应的方位获得干扰源方位的估计值。该方法结构简单、分辨率高, 易于在抗干扰天线平台上工程实现。通过计算机仿真试验验证该方法的有效性。

关键词: 卫星导航; 干扰; 方位估计; 自适应波束形成

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-8110(2016)02-0059-06

A DOA Estimation Method of Satellite Navigation Jammers Based on Adaptive Beamforming

WANG Xiao-yu, ZHANG Hua, XIE Bin-bin

(The 20th Research Institute of CETC, Xi'an 710068, China)

Abstract: A DOA (Direction of arrival) estimation method of satellite navigation jammers based on Griffiths-Jim adaptive beamformer is proposed in this paper for anti-jamming antenna array platform. Firstly, the jamming signals are determined by energy detector. Then, the spatial spectrum is obtained by adaptive beam scanning in space. At last, the directions of arrivals of jammers are estimated by local peak detecting in spatial spectrum. The structure of the method proposed in this paper is simple and has high resolution, so it suits realization in anti-jamming antenna array platform. The computer simulation results verify the effectiveness of the method in this paper.

Key words: Satellite navigation; Jammer; DOA estimation; Adaptive beamforming

0 引言

近年来, 卫星导航设备已经广泛应用于军事和民用领域的各项生产活动中。与此同时, 卫星导航信号对于干扰的脆弱性也受到了国内外学者和研究人员的重视^[1]。典型的卫星信号发射功率量级为瓦级, 经过空间传播损失, 到达地球表面接收天线口面的功率约为-130dBm。通常, 带宽为20MHz的卫星导航接收机的系统噪声约为-100dBm。因此, 卫星导航设备接收到的卫星信号深淹在系统噪声之下。在无干扰环境中, 卫星导航接收机首先通过对接收信号进行解扩处理获得

扩频增益, 使得接收信号从负信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 变为正信噪比, 进一步解算出定位、速度和时间信息。而在强干扰环境中, 解扩处理所获得的扩频增益不足以弥补干扰信号的强功率, 导致卫星导航接收机的载噪比 (Carrier to Noise Ratio, C/N_0) 严重下降, 从而不能正常工作。

为了使卫星导航接收机在干扰环境中可以有效的工作, 国内外的研究人员在卫星导航抗干扰领域进行了大量的研究^[2-9]。卫星导航抗干扰从工作方式上可以分为被动式和主动式两种。被动式抗干扰主要通过天线阵列在干扰信号方向和频点上形成零陷, 使得干扰信号的功率得到抑制, 从

收稿日期: 2015 - 11 - 07; 修订日期: 2015 - 12 - 29。

作者简介: 王晓宇 (1983 -), 男, 博士, 工程师, 主要从事卫星导航抗干扰方面的研究。

而保证卫星导航接收机可以有效的工作,主要方法有自适应调零算法^[2-6]和最优数字波束形成算法^[7-9]等;而主动式抗干扰则是通过无线电侦察设备对卫星导航干扰信号进行侦测,将估计出的干扰源方位(或位置)信息告知操作人员(或判决机构),操作人员(或判决机构)采用其他方式将干扰源清除。2013年5月,美国ITT Exelis公司成功研发出“信号哨兵1000”GPS干扰源探测系统,该系统是一套专用的无线电侦察系统,被布置在港口、政府机构等重要设施周围,对GPS干扰源进行自动感知定位。但是,对于更大范围的应用平台而言,增加专用的卫星导航干扰源侦察设备意味着设备成本和集成复杂度的增加。因此,基于卫星导航抗干扰天线的干扰源方位估计技术可以有效控制设备成本,具有较高的应用价值。

对信号入射方向的估计也称为波达方向(Directions of Arrival, DOA)估计。一般的DOA估计方法可以分为传统法和子空间法。传统法以延迟-相加算法和Capon最小方差算法为代表。延迟-相加算法是最简单的DOA估计技术之一,也被称为经典的波束形成方法,其稳健性最佳,但是需要大量的阵元才能获得高分辨率,对于只含有几个阵元的卫星导航抗干扰天线阵列不适用。Capon最小方差算法也称为最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortless Response, MVDR)波束形成

器。Capon最小方差算法虽然能提供比延迟-相加算法更高的分辨率,但是它需要求解逆矩阵且稳健性较差,需要通过人工摸索进行对角加载以增强其稳健性。子空间法则是阵列数据矩阵划分为相互正交的信号子空间和噪声子空间,充分利用这一正交特性来确定信号来向,其代表算法为MUSIC算法。子空间法可以获得超过瑞利限的分辨率,因此也称为超分辨率算法。但其缺点是需要准确获取信号源个数信息,且运算量巨大。对于卫星导航抗干扰设备而言,通常无法获知干扰源的个数信息,这些因素使得子空间方法在工程应用时受到了很大的限制。

本文针对卫星导航抗干扰天线平台提出一种利用Griffiths-Jim自适应波束形成器的干扰源方位估计算法。算法分为干扰信号检测、自适应波束扫描和从扫描得到的空间谱中估计干扰源方位三个步骤进行。本文方法结构简单、分辨率高,易于在抗干扰天线平台上工程实现。

1 Griffiths-Jim 自适应波束形成器原理

Griffiths-Jim自适应波束形成器是一种最大似然波束形成器,其原理结构如图1所示。假设接收天线阵列由 L 个各向同性的天线单元组成。干扰源发射信号为角频率为 ω_0 的单频信号

$$s = A \cos(k\omega_0) \quad (1)$$

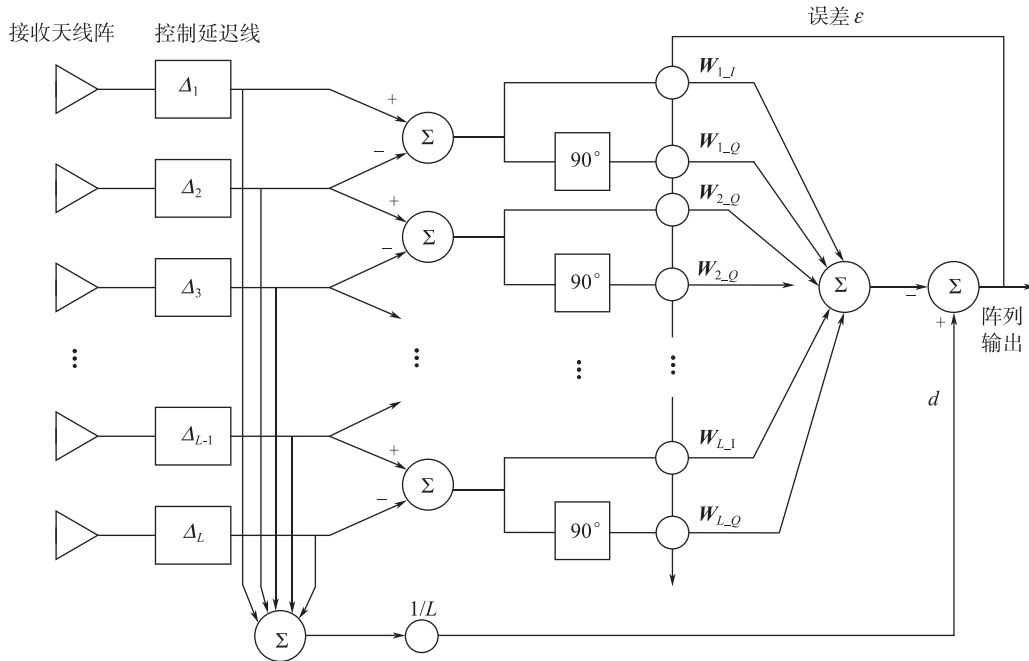


图1 Griffiths-Jim 自适应波束形成器原理

Fig.1 Principle diagram of Griffiths-Jim beamformer

系统噪声 $n_i (i = 1, 2, \dots, L)$ 为高斯白噪声, 且互不相关, 每个通道的功率记为 σ_i^2 。假设干扰信号从 θ_j 方向入射到接收阵列, 则阵列接收信号可以表示为矩阵形式

$$\mathbf{x} = \mathbf{a}(\theta_j)s + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{a}(\theta_j)$ 为阵列在 θ_j 方向的响应向量, \mathbf{n} 为噪声向量。

通过控制每个通道延迟线的延迟量 $\Delta_i (i = 1, 2, \dots, L)$, 可以使得接收波束指向期望方向。对于针对现有的卫星导航信号施加的压制干扰而言, 其带宽远小于中心频率, 因此可以近似认为是窄带信号。每个通道延迟量可以通过数字移相实现, 在数学上可以描述为对各通道接收数据的加权过程

$$\mathbf{x}' = \mathbf{w}^* \cdot \mathbf{x} \quad (3)$$

其中, $*$ 表示共轭运算, \cdot 表示点乘运算。

假设干扰信号从接收波束指向方向入射到天线阵列, 即 $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_j)$, 则期望信号为

$$d = \frac{1}{L} \mathbf{a}^H(\theta_j) \mathbf{x} = s + \frac{1}{L} \mathbf{a}^H(\theta_j) \mathbf{n} \quad (4)$$

因为接收波束在该方向上受约束以得到单位增益, 故从该方向上可以得到最大的信号输出。而当信号从偏离接收波束指向方向入射时, 由于自适应对消过程使得接收阵列的阵增益迅速下降。即偏离波束指向方向的入射信号容易被自适应波束形成器调零, 从而使得自适应过程所产生的接收波束变窄, 提升了对观测空间的分辨率。

2 卫星导航干扰源方位估计算法

本文提出一种卫星导航抗干扰天线利用 Griffiths-Jim 自适应波束实现对卫星导航干扰源方位估计的方法, 实现流程如图 2 所示。

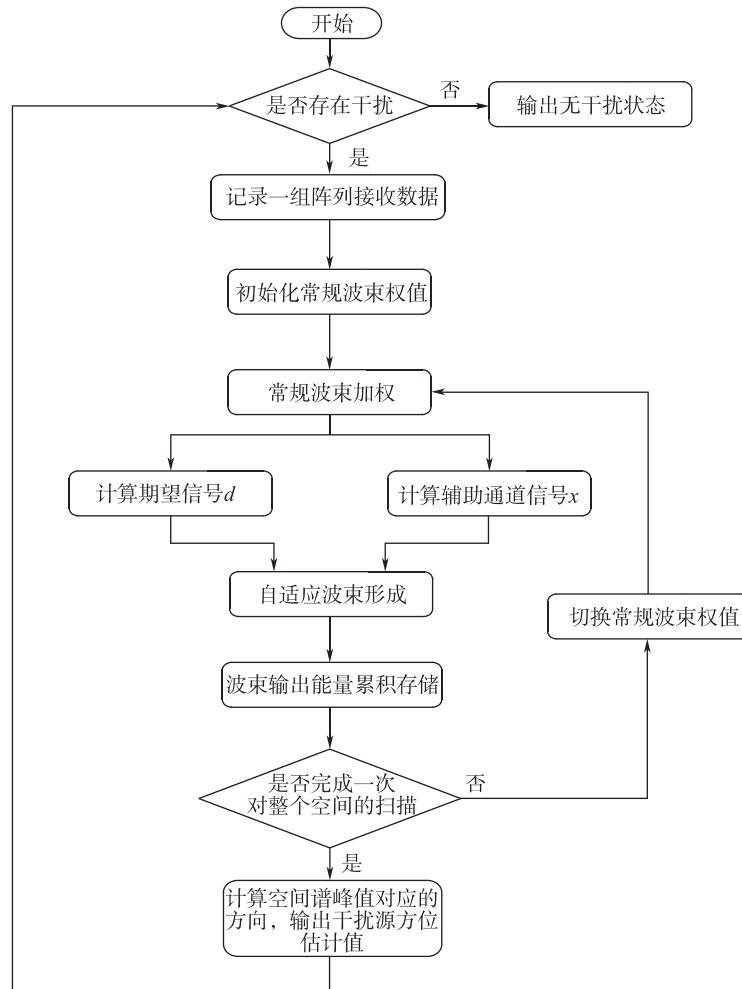


图 2 卫星导航干扰源方位估计算法流程图

Fig. 2 Flow chart of DOA estimation of satellite navigation jammer

首先,在进行干扰源方位估计之前首先要进行干扰检测,确认接收信号中是否存在干扰信号。由于卫星导航抗干扰天线是被动接收天线,事先无法获取干扰信号的特征信息,因此,在工程中通常采用能量检测器对卫星导航干扰信号进行检测。第 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 个天线单元接收到的信号功率可以写为

$$P_l = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{l,n}^2 \quad (5)$$

在实际应用中,考虑到接收天线单元的方向性差异等因素,可以对阵列接收的平均信号功率进行检测,即

$$P_{\text{ave}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L P_l \quad (6)$$

若阵列接收信号的平均功率大于噪声功率门限值,则判定为存在干扰信号,反之,则判定为不存在干扰信号。

接下来,如果检测器的判决结果为存在干扰信号,则在存储器中存储一段采样数据,表示为 $L \times N$ 维的矩阵 \mathbf{X} , L 为阵元个数, N 为数据长度。假设共需对观测空间中的 M 个方向进行观测,对于第 m ($m = 1, 2, \dots, M$) 方向,其常规波束形成权向量记为 \mathbf{w}_{qm} ,可以得到自适应波束形成器的期望信号为

$$\mathbf{d}_m = \mathbf{w}_{qm}^H \mathbf{X} \quad (7)$$

上标 H 表示共轭转置运算。同样,可以得到自适应波束形成器的辅助通道信号为

$$\mathbf{x}_m = \text{diff}(\mathbf{w}_{qm}^* \cdot \mathbf{X}) \quad (8)$$

其中, \cdot 为点乘运算符, $\text{diff}(\cdot)$ 为相邻行数据求差运算符。将 \mathbf{d}_m 和 \mathbf{x}_m 送入自适应波束形成器,可以得到自适应波束输出信号为

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{d}_m - \mathbf{w}_{am}^H \mathbf{x}_m \quad (9)$$

第 m ($m = 1, 2, \dots, M$) 方向上自适应输出信号的功率为

$$P_m = \frac{1}{N} \mathbf{y}_m^H \mathbf{y}_m \quad (10)$$

依次对所有 M 个方向进行处理,可以获得空间谱集合

$$\mathbf{S} = [P_1, P_2, \dots, P_M] \quad (11)$$

空间谱中的局部极大值所对应的方向为干扰源的方位估计值。

3 分辨率分析

对于有效孔径为 d 的接收天线阵列,其常规接收波束的 3dB 波束宽度可以近似表示为^[10]

$$B_{3\text{dB}} \approx \frac{\lambda}{d} \text{rad} \quad (12)$$

其中, λ 为入射射频信号的波长。以五单元中心圆环阵为例,若以阵元间距为半波长,则其常规波束的 3dB 宽度约为 1rad (约 57.3°)。如此宽的波束主瓣不能满足对干扰源方位的精确估计。文献 [10] 给出了 Griffiths-Jim 自适应波束形成器的波束宽度的精确估计值

$$B_{3\text{dB}} \approx \frac{\lambda}{d} \frac{L-1}{\pi} \sqrt{\frac{5}{(\text{SNR})L(L^2-1)}} \quad (13)$$

其中, L 为接收阵列包含的阵元数, SNR 表示阵元接收信号的信噪比。比较式 (12) 和式 (13) 可知,它们之间仅相差一个因子,该因子与阵列包含的阵元数 L 以及接收信号的信噪比 SNR 有关。若该因子小于 1 时,Griffiths-Jim 自适应波束形成器的波束宽度将小于常规波束宽度。

由以上 Griffiths-Jim 自适应波束形成器原理可知,当接收阵列所包含的阵元数量很多或者接收信号的信噪比很大时,自适应波束形成器所形成的接收波束的 3dB 宽度将小于常规波束宽度。对于卫星导航抗干扰天线阵列而言,其包含的天线阵元个数较少,工程中常用的有四元方阵、五元中心圆环阵和七元中心圆环阵等。但是,对于用作导航干扰源方位估计的阵列,干扰信号为所期望接收的信号。由于卫星导航信号自身具有一定的抗干扰性,因此在实际应用中,干扰信号的功率只有在大于接收系统噪声功率时才能起到干扰作用。也就是说,干扰信号与噪声的功率之比 (Jammer-Noise Ratio, JNR) 大于 0 分贝,通常为十几甚至是几十分贝。换言之,若进行卫星导航干扰源方位估计,阵列天线单元接收到的信噪比 (SNR) 为十几甚至是几十分贝。仍以五单元中心圆环阵为例,其他条件不变,若阵元接收到的干噪比为 30dB,则可以计算出式 (13) 中的因子为 0.0475。自适应波束形成器的角分辨率比常规波束提高了约 20 倍。

4 数值算例仿真

对本文所提出的基于卫星导航抗干扰天线的干扰源方位估计算法进行计算机仿真试验。仿真接收天线阵列针对 BD2-B3 频点设计, 阵列包含 4 个各向同性的天线阵元, 以“Y”字型布阵, 阵元间距为 BD2-B3 频点信号波长的 0.3 倍, 如图 3 所示。假设空间中存在 2 个针对 BD2-B3 频点导航信号的宽带压制式干扰射频信号, 分别从阵列坐标系的 60° 和 90° 方向入射到抗干扰天线阵列, 干信比分别为 70dB 和 65dB。系统采样率为 62MHz, 数据存储深度为 2ms。自适应算法采用 RLS 算法, 波束在 360° 方位内以 1° 间隔进行扫描。

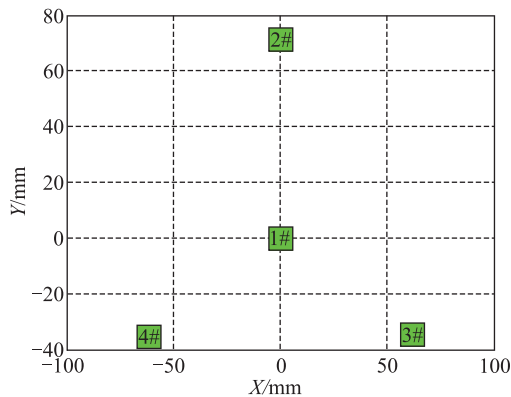


图 3 接收阵列布局

Fig. 3 The distribution of receive array elements

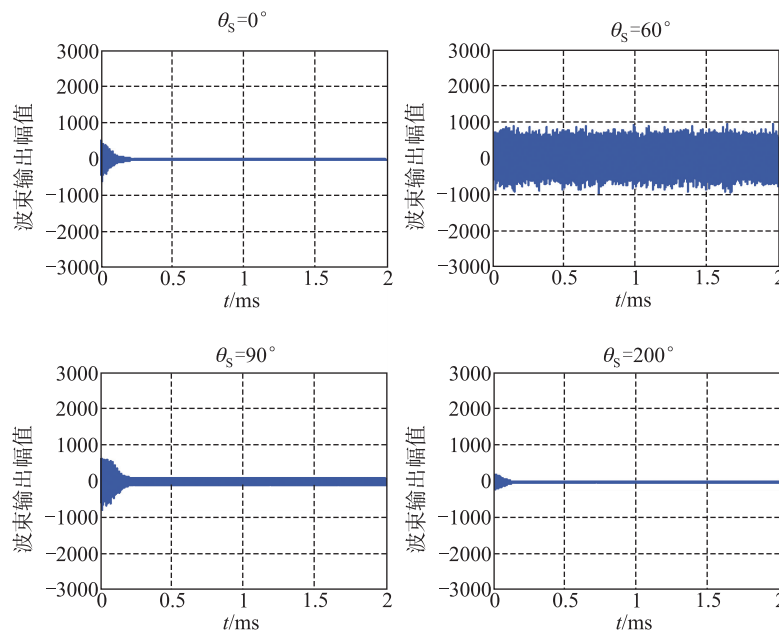


图 4 波束扫描过程中其中 4 个波束的输出信号

Fig. 4 The output signals of 4 beamformers during the beam scanning process

图 4 所示为波束扫描过程中波束指向分别为 0° 、 60° 、 90° 和 200° 时的波束输出信号。从图 4 中可以看出, 当波束指向偏离信号入射方向时 (0° 和 200°), 自适应对消过程对信号进行了抑制, 波束输出信号的幅值很小。而当波束指向干扰信号入射方向时, 由于常规波束和自适应波束的联合作用, 干扰信号几乎无失真通过, 因此输出信号幅值较大。将每个扫描方向收敛后输出信号进行能量累积即可得到扫描空间谱。

图 5 所示为本文所提方法扫描得到的空间谱的极坐标显示, 从图 5 中可以看出, 空间谱的峰值准确地指向了干扰信号的入射方向, 而且峰值的相对大小表征了阵列接收到的干扰信号的相对大小。

进一步, 对本文所提方法和常规波束扫描方法进行比较。仿真条件不变, 采用常规波束对上述干扰信号数据的信号空间进行扫描处理。图 6 所示为由本文所提方法和常规波束扫描得到的空间谱曲线对比。从图 6 中可以看出, 由于常规波束的波束主瓣宽度较宽, 从而无法分辨出两个相隔 30° 的干扰信号。而通过本文方法可以很容易得到两个干扰信号的方位估计值。

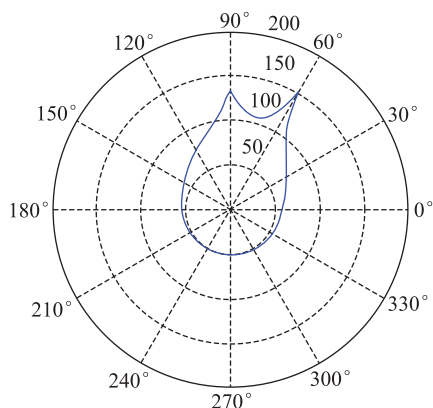


图5 本文方法得到的空间谱极坐标显示

Fig. 5 The polar chart of spatial spectrum obtained by the method proposed in this paper

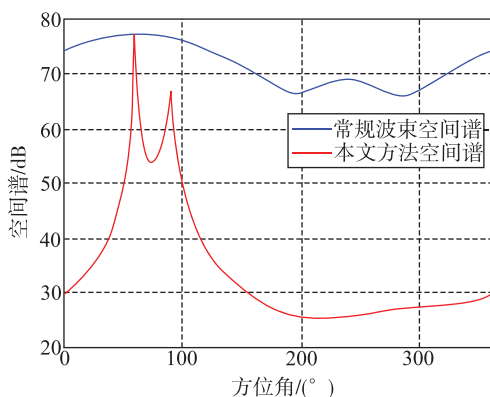


图6 本文方法和常规波束扫描得到的空间谱比较

Fig. 6 Comparison of the spatial spectrum curve obtained by CBF and the method proposed in this paper

5 结论

本文提出一种可在卫星导航抗干扰天线平台上实现的干扰源方位估计方法。首先通过能量检测器确定是否存在干扰信号；当判定存在干扰时，采用 Griffiths-Jim 自适应波束形成器对接收数据进行空间扫描获得空间谱；最后，通过空间谱数据中局部极大值对应的方位得到干扰源方位的估计值。本文方法具有结构简单、分辨率高且易于工程实现的优点。通过计算机仿真试验验证本文所提方法的有效性。在抗干扰天线平台上应用本文所提方法可以在导航战环境下实现对卫星导航干扰信号的有效侦测，操作人员（或判决机构）根据估计出的干扰源方位信息采用其他方式将干扰源清除。

参考文献

- [1] T Alsharabati, C Yinchao. Mitigating 3G interference to GPS due to coexistence in 3G handset; Aerospace & Electronics Conference (NAECON), Proceedings of the IEEE 2009 National, 2009.
- [2] Gecan A S, Zoltowski M D. Power minimization techniques for GPS null steering antenna [C]. Institute of Navigation (ION) Conference, Palm Springs, CA, Sep. 1995: 13-15.
- [3] Zoltowski M D, Gecan A S. Advanced adaptive null steering concepts for GPS [C]. Military Communications Conference, 1995. MILCOM'95, Conference Record, IEEE, 1995 (3): 1214-1218.
- [4] Kadlec P, Stumpf M, Raida Z. Adaptive beam forming in time-domain [C]. 2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2011: 299-302.
- [5] Fante R L, Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array [J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2000, 36 (2): 549-564.
- [6] 党明杰. 自适应调零天线技术在组合导航抗干扰中的应用 [J]. 全球定位系统, 2008; 32-36.
- [7] Li, Qiaoliang. Adaptive ultrasound imaging using forward-backward minimum variance beamforming and coherence weighting [C]. International Conference on Intelligent Computation and Bio-Medical Instrumentation (ICBMI). 2011: 27-30.
- [8] Victor I. Djigan. Adaptive signal processing in multi-beam Arrays [C]. 2011 6th International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era (DTIS), 2011: 51-54.
- [9] 庄学彬, 崔晓伟, 陆明泉. 干扰环境下用于 GPS 接收机的波束形成算法分析 [J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31 (3): 570-574.
- [10] Walach E. On superresolution effects in maximum-likelihood adaptive antenna arrays [J]. IEEE Transactions Antennas and Propagation, 1984, 32 (3): 259-263.