

两级滤波结构的导航卫星天线阵抗干扰算法*

陈飞强, 聂俊伟, 雍玲, 王飞雪

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 干扰和多径是影响接收机导航定位性能的两个主要因素。针对卫星导航接收机的抗干扰问题, 提出了一种基于两级滤波结构的卫星导航天线阵抗干扰算法。第一级滤波采用功率倒置算法抑制干扰, 通过相关解扩提高卫星信号的信噪比, 并估计出其空间特征矢量。第二级滤波用估计得到的卫星信号空间特征矢量对第一级滤波输出信号进行加权处理, 从而形成指向卫星信号方向的主波束来进一步提高信噪比。仿真结果表明, 该算法的性能明显优于功率倒置算法, 且非常接近传统的波束形成算法, 不需要阵列校正以及姿态测量单元辅助, 其实现代价远小于传统的波束形成算法。

关键词: 卫星导航; 波束形成; 天线阵; 抗干扰; 功率倒置

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2015)03-010-05

A two-stage anti-jamming algorithm for GNSS antenna array

CHEN Feiqiang, NIE Junwei, YONG Ling, WANG Feixue

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Interference and multipath were the two dominant factors that affect the guidance and positioning performance of GNSS (Global Navigation Satellite System). According to the problem of anti-interference, a two-stage anti-jamming algorithm was proposed for GNSS antenna array. In the first stage, the PI (power inversion) algorithm was applied to suppress the interference. Then, the SNR (Signal-to-Noise-Ratio) of GNSS signal was improved by despreading processing, and the spatial signature vector was estimated. In the second stage, the estimated spatial signature vector was used to weight and sum the output signal of the first stage. The proposed algorithm could null the interference and steer beams in the direction of GNSS signals simultaneously. Simulation results show that the performance of the proposed algorithm is better than PI algorithm, and it is similar to MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) algorithm. The proposed algorithm requires no array calibration and aided altitude measurement unit, which has less implementation cost than MVDR algorithm.

Key words: satellite navigation system; beamforming; antenna array; anti-jamming; power inversion

随着导航技术的飞速发展,全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)已成为国家信息体系的重要基础设施,与经济发展和国家安全息息相关。其在军事上的重要性要求不断提高接收终端在干扰环境下的生存能力。自适应天线阵是目前最为有效的GNSS抗干扰措施^[1-2],相对于时域和频域抗干扰,它在抑制宽带干扰方面具有独特的优势^[3-4],因而成为了研究的热点。

针对不同的应用场景,国内外学者提出了一系列的抗干扰算法。根据是否需要卫星信号来波方向、天线阵元幅相特性以及阵元位置等先验信息,这些算法可以分为盲算法和非盲算法两类。前者包括功率倒置算法^[5-6](Power Inversion,

PI)、子空间投影算法^[7](Subspace Orthogonal Projection, SOP)、零陷控制算法^[3](Null Steering, NS)等。这类算法由于不需要先验信息辅助,因而可以低成本地在独立的抗干扰硬件单元中实现,通用GNSS接收机不需要作任何修改即可与其直接相连来完成抗干扰接收功能^[8]。盲算法本身具有较好的稳健性,但其无法在卫星信号方向形成主波束来提高卫星信号增益,因而其阵列统计性能比非盲算法差^[9]。非盲算法包括线性约束最小方差算法^[10](Linear Constrained Minimum Variance, LCMV)、最小方差无失真响应算法^[11-12](Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)、最大信干噪比算法^[11](Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio,

* 收稿日期:2014-2-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61371158, 61071140)

作者简介:陈飞强(1988—),男,湖南益阳人,博士研究生, E-mail: matlabfly@hotmail.com;

王飞雪(通信作者),男,教授,博士,博士生导师, E-mail: wangfeixue365@sina.com

MSINR)等。这类算法在抑制干扰的同时可以在卫星信号方向形成主波束来进一步提高信噪比,从而提高整个接收机的解调和测距性能。非盲算法的阵列性能一般优于盲算法。非盲算法需要先验信息的辅助,大部分非盲算法需要与姿态测量单元(如惯性导航单元)配合使用,且需要校正天线阵元及射频通道的幅相失配,因而实现代价较大,一般用于飞机、导弹等本身带有惯性导航单元的平台。本文尝试结合两类算法各自的优点,提出一种基于两级滤波结构的 GNSS 天线阵抗干扰算法。

1 阵列信号模型

为便于分析,不失一般性,考虑 N 元直线阵。假设远场处有一个期望信号(GNSS 信号)和 P 个互不相干的干扰以平面波入射,到达角度分别为 θ_0 和 $\theta_k (k = 1, 2, \dots, P)$, 则阵列接收信号矢量可表示为 GNSS 信号、干扰和噪声的叠加:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{s}(t) + \mathbf{j}(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{a}(\theta_0)s(t) + \sum_{k=1}^P \mathbf{a}(\theta_k)j_k(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}(t)$ 为 N 维阵列数据矢量, $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$; $\mathbf{n}(t)$ 为 N 维阵列噪声矢量, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$, 假设噪声为高斯白噪声; $\mathbf{a}(\theta_0)$ 为信号导向矢量, $\mathbf{a}(\theta_k) (k = 1, 2, \dots, P)$ 为第 k 个干扰的导向矢量; 由信号(或干扰)的入射方向及阵元相对参考接收点的位置坐标确定; $s(t)$ 为信号的复包络; $j_k(t)$ 为第 k 个干扰的复包络。

假设信号、干扰以及噪声之间不相关,阵列数据的相关矩阵可表示为:

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{jj} + \mathbf{R}_{nn} \quad (2)$$

式中 $E[\cdot]$ 表示数学期望。各路信号经阵列权矢量 \mathbf{w} 加权求和后得到阵列输出信号为:

$$y_{out}(t) = \sum_{k=1}^N w_k^* x_k(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (3)$$

抗干扰算法的性能一般通过阵列输出信干噪比来评估,其定义为阵列输出信号功率与干扰加噪声功率之比,即:

$$SINR = \frac{P_s}{P_j + P_n} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_{jj} + \mathbf{R}_{nn}) \mathbf{w}} \quad (4)$$

PI 算法最先由 Compton 提出,其基本原理是以某一个阵元接收信号作为参考,调整其他支路的阵列加权使阵列的输出信号功率最小。若以第一个阵元作参考,PI 算法的权矢量可表示为^[5]:

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{c}_1 \quad (5)$$

式中, μ 为一常数, $\mathbf{c}_1 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 为第一个元素为 1 其余元素为 0 的 N 维列矢量。

非盲算法中最典型的为 MVDR 算法,其基本原理是约束期望信号方向的阵列响应为 1,使阵列输出信号的功率最小, MVDR 算法的权矢量可表示为^[12]:

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \quad (6)$$

从式(6)可以看到, MVDR 算法的权矢量表达式中含有期望信号导向矢量,而期望信号导向矢量的获取一般需要期望信号入射角、天线阵姿态等信息的辅助。此外,天线阵元间的幅相失配可能引起导向矢量估计误差,从而导致算法的阵列性能下降。

2 本文算法

本文提出的 GNSS 天线阵抗干扰算法包含两级滤波结构,算法原理框图如图 1 所示。

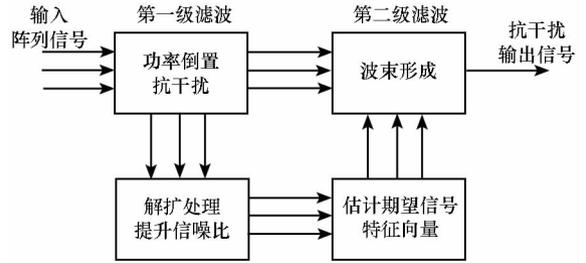


图1 算法原理框图

Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

2.1 第一级滤波结构

以第一个阵元作参考,采用 PI 算法对输入阵列信号进行处理,根据式(3)和式(5),可得到第一级滤波的第一路输出信号为:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \mu \mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}(t) \\ &= \mu \mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} [\mathbf{s}(t) + \mathbf{j}(t) + \mathbf{n}(t)] \\ &\approx \mu \mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} [\mathbf{a}(\theta_0)s(t) + \mathbf{n}(t)] \end{aligned} \quad (7)$$

式中的约等号成立是因为 PI 算法抑制了绝大部分干扰。

同理分别以第 2 个、第 3 个、……、第 N 个阵元作参考,第一级滤波总共可以得到 N 路输出信号,其可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_N(t)]^T \\ &= \mu [\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}(t) \ \mathbf{c}_2^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}(t) \ \dots \ \mathbf{c}_N^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}(t)]^T \\ &= \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}(t) \approx \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} [\mathbf{a}(\theta_0)s(t) + \mathbf{n}(t)] \end{aligned} \quad (8)$$

2.2 估计期望信号空间特征矢量

经过第一级滤波处理后,尽管干扰得到抑制,但由于期望的 GNSS 信号在伪码相关解扩前还淹没在噪声之中,难以精确估计期望信号的空间来向信息。因此先用本地伪码信号对第一级滤波输出的 N 路信号进行相关处理,为了保持期望信号的空间信息,必须用同一个伪码信号对 N 路信号进行相关处理。假设在相关积分周期内,GNSS 信号的导向矢量不变,则有:

$$\begin{aligned} z(t) &= \int_t^{t+T} \mathbf{y}(t) c(t) dt \\ &\approx \boldsymbol{\mu} \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \int_t^{t+T} s(t) c(t) dt + \tilde{\mathbf{n}}(t) \\ &= \boldsymbol{\mu} q(t) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) + \tilde{\mathbf{n}}(t) \\ &= \tilde{\mathbf{s}}(t) + \tilde{\mathbf{n}}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $z(t)$ 为相关输出矢量, $c(t)$ 为接收机产生的本地伪码信号, T 为积分周期,为了防止积分周期内导航数据跳变, T 不能超过一个导航数据宽度,一般取 1ms 。 $q(t) = \int_t^{t+T} s(t) c(t) dt$, $\tilde{\mathbf{s}}(t)$ 为解扩后的 GNSS 信号矢量, $\tilde{\mathbf{n}}(t)$ 为解扩后的噪声矢量。

经解扩处理后,期望信号的功率已经大于噪声功率,此时可通过求 $z(t)$ 的相关矩阵的主特征矢量来估计出期望信号的空间特征矢量, $z(t)$ 的相关矩阵可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} &= E[z(t) z^H(t)] \\ &= \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{nn} \\ &= \lambda_s \mathbf{u}_s \mathbf{u}_s^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (10)$$

其中, \mathbf{R}_{ss} 为解扩后 GNSS 信号矢量的相关矩阵, λ_s 为其非零特征值, \mathbf{u}_s 为 λ_s 对应的特征矢量, σ^2 为噪声功率。容易求出, \mathbf{R}_{zz} 的主特征矢量为:

$$\mathbf{v} = \mathbf{u}_s \quad (11)$$

矢量 \mathbf{v} 即为期望信号的空间特征矢量,这里称其为空间特征矢量而不是导向矢量,是因为阵列接收的初始期望信号已经过第一级滤波处理。

2.3 第二级滤波结构

第二级滤波利用估计出的期望信号空间特征矢量对第一级滤波后的 N 路输出信号进行加权求和处理来完成波束形成。最终的阵列输出信号可表示为:

$$\bar{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{v}^H \mathbf{y}(t) \quad (12)$$

根据上面的推导过程,本文算法总的流程图如图 2 所示。

值得注意的是,尽管上述推导过程是在均匀

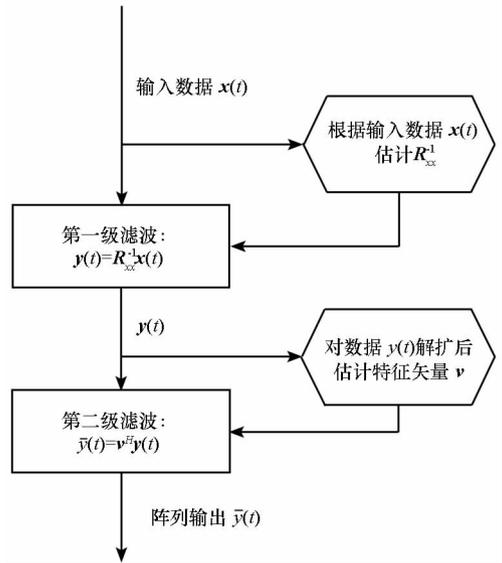


图 2 本文算法流程图

Fig. 2 Flow diagram of the proposed algorithm

直线阵的假设下得到的,并且滤波过程采用的是空域滤波,但是该算法不难推广到任意阵型以及空时滤波结构。

3 两级滤波结构的合理性分析

本文算法采用了两级滤波结构来抑制干扰同时增强期望信号。比较图 2 与式(6),不难发现,本文算法与 MVDR 算法的实现结构具有一定的相似性。如果将图 2 中的特征矢量 \mathbf{v} 直接改成信号导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_0)$,那么本文算法则变成了 MVDR 算法。

MVDR 算法通过姿态测量单元测得的天线姿态信息以及卫星位置、接收机位置等先验信息已经获取了信号导向矢量,因此干扰抑制和波束形成只需要第一级滤波即可同时完成。而本文算法是一种盲算法,没有先验信息,因此先用第一级滤波抑制干扰,解扩增强信噪比后再估计信号空间特征矢量,通过第二级滤波来完成波束形成。

根据图 1 可以看出,由于增加了一级滤波结构,并且需要解扩处理和估计期望信号空间特征矢量,本文算法的实现复杂度要高于 PI 算法。但是对于目前的数字处理器强大的处理能力而言,本文算法完全可以实时实现。相对非盲算法而言,本文算法不需要姿态测量单元辅助,也不需要天线阵和射频通道进行校正,因而其实现代价远远低于非盲算法。

4 性能仿真

为了验证本文算法的性能,用软件接收机进

行仿真。首先用 MATLAB 生成阵列信号,用来模拟产生天线阵接收到的不同入射方向上的 GNSS 信号、干扰以及噪声。然后用本文算法对生成的阵列信号进行处理,并与 PI 算法以及 MVDR 算法的处理结果进行对比。文献[13]指出,对于同一种抗干扰算法,采用空域滤波处理来抑制单频干扰与采用空时滤波处理抑制宽带干扰具有相似的性能。为提高仿真效率,本节的仿真实验均采用空域滤波处理,干扰均设置为单频干扰。基本的仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真中用到的参数

Tab. 1 Parameters used in the simulations

参数类型	参数取值
天线阵型	阵元间距为半波长的 7 元均匀线阵
GNSS 信号类型	北斗 B3 一期民码信号 (PRN 1) 中心频率为 1268.52MHz
信噪比	-30dB (前端带宽 20MHz, 对应 载噪比 43 dBHz)
单频干扰 1 频率	1263.52MHz
单频干扰 2 频率	1268.52MHz
单频干扰 3 频率	1273.52MHz
单个干扰干信比	60dB

4.1 仿真实验一

仿真实验一中,GNSS 信号入射角为 0° (对应直线阵法线方向,即天顶方向),三个干扰的入射角分别为 -80° , -50° 和 75° ,图 3 给出了三种算法得到的阵列增益。从图中可以看到,三种算法都在三个干扰方向形成了零陷,其中 PI 算法由于未利用 GNSS 信号的入射方向等先验信息,未能在信号方向形成主波束,而 MVDR 算法和本文算

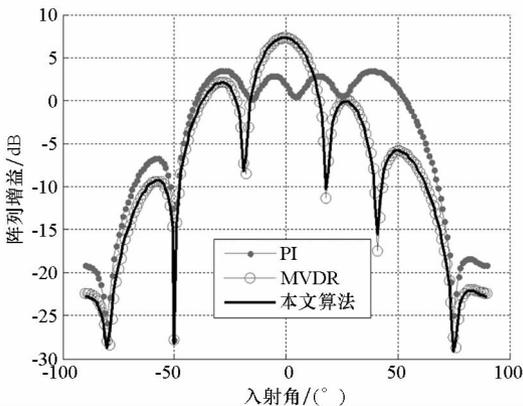


图 3 不同算法的阵列方向图对比

Fig. 3 Array pattern of different algorithms

法均在信号方向形成了主波束。本文算法与 MVDR 算法的阵列增益几乎相同。仿真实验证明了本文算法不仅能抑制干扰,而且能进行波束形成提高信号增益。

4.2 仿真实验二

仿真实验二的参数设置与仿真实验一基本相同 (信噪比固定为 -30dB),唯一的区别在于 GNSS 信号的入射角不是固定在 0° 方向,而是从 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 遍历。为了进一步评估本文算法的性能,阵列输出信干噪比作为评价指标被采用。图 4 给出了三种算法对应的阵列输出信干噪比与信号入射角的关系。从图中可以看到,当 GNSS 信号入射方向与干扰入射方向相差很大时,本文算法得到的阵列输出信干噪比与 MVDR 算法得到的结果几乎相同,且比 PI 算法得到的结果高 $6 \sim 8\text{dB}$ 左右,这说明本文算法在抑制干扰的同时还利用了阵列增益增强信号。当 GNSS 信号入射角与干扰入射角相近时,三种算法得到的阵列输出信干噪比都迅速下降,这是天线阵抗干扰算法的固有缺陷,由于天线阵抗干扰算法是通过空间来向不同来区分期望信号和干扰,当两者相同或相近时,天线阵则无法区分,在抑制干扰的同时也抑制了期望信号。

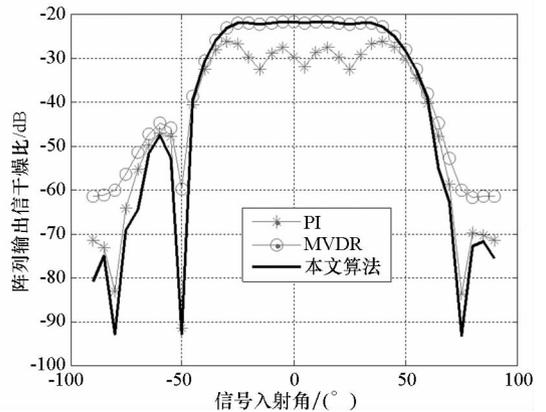


图 4 阵列输出信干噪比与信号入射角的关系

Fig. 4 Output SINR versus incidence angle of GNSS signal

4.3 仿真实验三

上述仿真实验均是在特定的信号干扰场景下 (信号和干扰的入射角度固定) 进行的,实验结果具有一定的代表性,但尚不足以全面反映算法的性能。文献[13]运用蒙特卡洛仿真的思路提出了可用率 (或覆盖率) 的概念,其定义为阵列输出信干噪比超过一定门限的测试场景数占总的测试场景数的比例。为了更全面地评估本文算法的性能,仿真实验三中采用可用率作为评价指标。

总的测试场景数(蒙特卡洛仿真次数)设置为 1000。考虑到实际中 GNSS 信号一般在高仰角方向,而干扰一般从低仰角入射,仿真中 GNSS 信号入射角度设置为在 $-75^\circ \sim 75^\circ$ 之间均匀分布(即仰角大于 15°),三个干扰的入射角设置为在 $60^\circ \sim 90^\circ$ 以及 $-90^\circ \sim -60^\circ$ 两个区间均匀分布(即仰角小于 30°)。图 5 给出了三种算法的可用率结果。

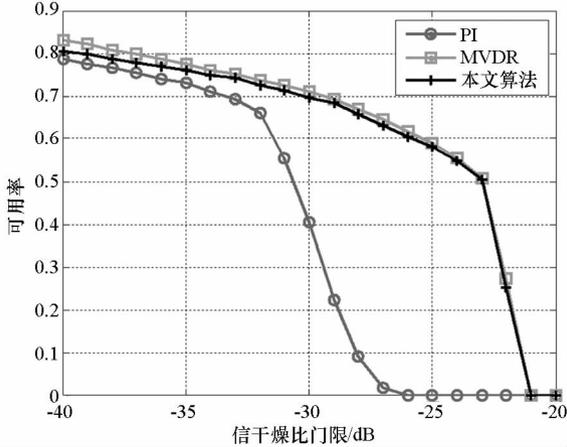


图 5 给定阵列输出信干噪比门限下的可用率

Fig. 5 Available rate of SINR threshold

从图中可以看到本文算法得到的给定阵列输出信干噪比门限下的可用率明显优于 PI 算法,且非常接近非盲算法中的 MVDR 算法。

5 结论

本文提出了一种基于两级滤波结构的 GNSS 天线阵抗干扰算法。第一级滤波用来抑制干扰,通过相关解扩提高 GNSS 信号的信噪比,并估计出 GNSS 信号的空间特征矢量;第二级滤波用估计得到的 GNSS 信号空间特征矢量对第一级滤波输出信号进行加权处理,从而形成指向 GNSS 信号方向的主波束来进一步提高信噪比。在仿真实验中,采用了阵列增益、阵列输出信干噪比以及可用率全面评估算法的性能。仿真结果表明本文算法的性能明显优于 PI 算法,且非常接近 MVDR 算法,不需要先验信息辅助,其实现代价远小于 MVDR 算法,具有一定的应用价值。

参考文献 (References)

- [1] O'Brien A J. Adaptive antenna arrays for precision GNSS receivers [D]. USA: the Ohio State University, 2010.
- [2] Arribas J, Fernandez-Prades C, Closas P. Antenna array based GNSS signal acquisition for interference mitigation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(1): 223-243.
- [3] Li M, Dempster A G, Balaei A T, et al. Switchable beam steering/null Steering algorithm for CW interference mitigation in GPS C/A code receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 2011, 47(3): 1564-1579.
- [4] Li M, WANG F X, Balaei A T, et al. A GNSS software receiver beamforming architecture[C]//Proceedings of International Symposium on GPS/GNSS 2008, Tokyo, Japan, 2008:904-909.
- [5] Compton R T. The power-inversion adaptive array: concept and performance[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, AES-15(6): 803-814.
- [6] 桑怀胜, 李峥嵘, 王飞雪, 等. 采用 RLS 算法的功率倒置阵列的性能[J]. 国防科技大学学报, 2003, 25(3): 36-40. SANG Huisheng, LI Zhengrong, WANG Feixue, et al. The performance of power inversion array using RLS algorithm [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2003, 25(3): 36-40. (in Chinese)
- [7] Sgammini M, Antreich F, Kurz L, et al. Blind adaptive beamformer based on orthogonal projections for GNSS [C]//Proceedings of the 25th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2012: 926-935.
- [8] Fu Z, Hornbostel A, Hammesfahr J, et al. Suppression of multipath and jamming signals by digital beamforming for GPS/Galileo applications[J]. GPS Solutions, 2003, 6(4): 257-264.
- [9] O'Brien A J, Gupta I J. Optimum adaptive filtering for GNSS antenna arrays [C]//Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Institute of Navigation, Savannah, GA, USA, 2011:2796-2805.
- [10] Frost O L III. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proceeding of IEEE, 1962, 60(8): 926-935.
- [11] Applebaum S. Adaptive arrays[J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1976, 24(5): 585-598.
- [12] Zhang Y D, Amin M G. Anti-Jamming GPS receiver with reduced phase distortions [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(10): 635-638.
- [13] Ulrey J A, Gupta I J. Optimum element distribution for circular adaptive antenna systems[C]//Proceedings of the 2006 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2006:76-81.