

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2015.04.020

调零天线中的空域极化域联合抗干扰算法

刘 玲¹, 曾 浩¹, 刘陆军¹, 董 涛²

(1. 重庆大学 通信工程学院, 重庆 400030; 2. 航天恒星科技有限公司, 北京 100086)

摘 要:在期望信号功率较小情况下, 强同频干扰容易造成系统灵敏度下降, 比如卫星导航和卫星通信。采用一个 4 阵元正交极化阵列, 可以通过空域和极化域联合方式对干扰进行抑制。阵列参考阵元位于圆心, 其余 3 个阵元均匀分布在圆周上。自适应滤波采用功率倒置准则下的 LMS 算法, 该方法调整每个正交极化阵元权系数, 使得阵列在干扰极化下等效的极化匹配因子接近为 0, 实现干扰抑制。算法无需信号空间信息, 实现简单, 同时使阵列自由度达到 6, 从而增加抗干扰个数。计算机仿真证明了 4 个阵元阵列可以有效抑制最多 6 个干扰, 而且, 通过极化域处理, 即使干扰信号与期望信号入射角度相同, 只要极化不同, 也可以抑制干扰而保持对期望信号增益。

关键词:自适应天线; 抗干扰; 卫星导航; 极化

中图分类号: TN929

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2015)04-0146-06

The new anti-jam algorithm for nulling antenna in space and polarization domains

LIU Ling¹, ZENG Hao¹, LIU Lujun¹, DONG Tao²

(1. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, P. R. China;

2. Space Star Technology CO., LTD., Beijing 100086, P. R. China)

Abstract: The sensitivity of the receiver is easy to be degraded by enemy co-channel interferences if the desired signal is weak, such as satellite navigation or communication system. However, the jams could be rejected with a 4-element circle array antenna in space and polarization domains. The reference element locates at the origin of a circle and the other three dual-linearly-polarized elements are on the circumference uniformly. The LMS adaptive filtering algorithm is employed based on power inversion criterion, which adjusts the weight vector of the three dual-linearly-polarized elements and makes the equivalent polarimetric match factor be zero closely. Then the jams are rejected in polarization domain. The nulling antenna works without the space information of the signal, which makes it be implemented very easy. Furthermore, the degree of the freedom could reach 6 and the number of the interference signals could be more than the number of the array elements. The simulations prove that 4-element array could eliminate 6 interferences at most. And the jam would be rejected even with the same direction of arrival as desired signal if their polarizations are different.

收稿日期: 2015-03-12

基金项目: 重庆市自然科学基金重点项目(cstc2013jjB40005); 中央高校基金项目(106112013CDJZR160002); 航天五院 CAST 基金项目(CAST2014008)。

Supported by Natural Science Foundation of Chongqing(cstc2013jjB4005), the Fundamental Research Funds for the Central Universities(106112013CDJZR60002) and Research Fund of China Academy of Space Technology (CAST2014008)。

作者简介: 刘玲(1978-), 女, 重庆大学博士, 主要从事自适应阵列天线及软件无线电技术研究, (E-mail) ll@cqu.edu.cn。

Key words: adaptive antenna; anti-jam; satellite navigation; polarization

在卫星通信和导航中,由于接收信号非常微弱,很容易受到强同频信号干扰。为此,各种抗干扰技术不断发展,比如扩频通信牺牲频带利用率抑制干扰^[1],自适应阵列天线利用期望和干扰信号的空间不同特性实现抗干扰^[2]。另一种抗干扰方法则是在采用极化敏感阵列前提下,利用信号和干扰不同的极化方式,即使二者波达方向相同,通过改变阵元加权系数,调整天线极化匹配因子,完成抗干扰^[3]。虽然极化敏感阵列下的最优权矢量解是确定的,但可以被工程实现所采用的自适应滤波算法仍有待研究。针对卫星导航的应用环境,传统的调零天线是功率倒置准则下的 LMS 自适应滤波,其仅仅考虑空域特性^[4]。把极化敏感阵列天线设计和传统调零天线 LMS 自适应滤波算法相结合,可以集合二者优点,但目前该方法的研究不够深入。该算法无需信号空间信息,具有稳健性,同时,由于每个阵元是 2 个自由度,抗干扰个数可以大于阵元个数。

1 阵面设计

阵面是由 4 个阵元构成的圆阵,布局如图 1 所示。其中,1 个阵元为右旋圆极化,位于圆心位置,其余 3 个阵元为正交双极化阵元,均匀分布在半径为 r 的圆周上。圆极化阵元接收信号作为自适应滤波的空间参考信号,之所以为右旋圆极化,是因为卫星信号是该极化方式。正交线极化阵元 2 个线极化分量分别与 x 轴和 y 轴平行,也可以设置为径向和圆周切向。对于前者,当多个干扰信号具有相同的方位角情况下,自由度小于后者,但为描述简单,采用 x - y 方向。

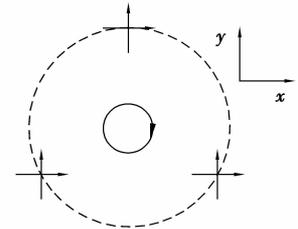


图 1 阵面布局图

Fig.1 The allocation of array antenna

2 信号模型

假设空间远场一电磁波入射到阵面,入射方位角、俯仰角为 (φ, θ) ,极化参数用相位描述子为 (γ, η) ,其原点位置电场分量为

$$E(t) = A e^{j\omega t}. \quad (1)$$

根据天线基本理论,圆心位置圆极化阵元接收信号与上述电磁波关系为

$$r_0(t) = E(t) \cdot \alpha_0 \beta_0, \quad (2)$$

式中: α_0 为阵元方向图因子,与信号入射角度相关; β_0 则是入射信号与阵元的极化匹配因子,决定于二者的极化状态和入射角度。

为了表述正交双极化阵元接收信号,首先把电场在 x 轴和 y 轴方向进行分解,此时,不考虑 z 轴分量情况。根据坐标变换关系,该电场分量^[5]为

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = E(t) \begin{bmatrix} -\sin\varphi & \cos\theta\cos\varphi \\ \cos\varphi & \cos\theta\sin\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} = E(t) \begin{bmatrix} \beta_x \\ \beta_y \end{bmatrix}. \quad (3)$$

由于阵元 2 个极化分量为线极化,而且平行于 x 轴和 y 轴,则此时为完全匹配。但考虑到阵元并不位于圆心,电磁波到达各个阵元所经历的波程差产生相对时延,第 i 个阵元接收信号表示为

$$\begin{bmatrix} r_{xi}(t) \\ r_{yi}(t) \end{bmatrix} = E(t) \cdot e^{-j\omega\tau_i} \cdot \begin{bmatrix} \beta_x \\ \beta_y \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \alpha_{xi} \\ \alpha_{yi} \end{bmatrix} = E(t) v_i, \quad (4)$$

式中: α_{xi} 和 α_{yi} 分别为第 i 个阵元 x 方向和 y 方向方向图因子; β_x 和 β_y 分别为极化匹配因子; τ_i 为该阵元接收信号相对于原点信号的延时;符号 \odot 则表示 Hadamard 积。根据阵列几何位置关系,延时

$$\tau_i = \frac{\mathbf{a}^T \mathbf{p}_i}{c}, \quad (5)$$

式中: c 为光速; \mathbf{p}_i 为阵元 i 的坐标矢量; \mathbf{a} 为信号入射角度定义的单位矢量,即

$$\mathbf{p}_i = [p_{xi} \ p_{yi} \ p_{zi}]^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{a} = [-\sin\theta\cos\varphi \ -\sin\theta\sin\varphi \ -\cos\theta]^T. \quad (7)$$

3 自适应滤波算法

3.1 概述

对于卫星导航应用,具有如下一些特点:一是信号链路是空空或者空地,无需考虑多径影响;二是接收信号中,卫星信号经过扩频以后,功率往往比噪声还小 20 dB,可以忽略,相反,干扰信号由于传播距离短,功率远高于噪声^[6]。借鉴空域滤波中的功率倒置准则,可以把该算法应用于极化自适应抗干扰天线中。

3.2 功率倒置准则

阵列虽然仅仅包含 4 个阵元,但由于正交线极化阵元有 2 个馈点,实际接收信号为 7 路。把圆极化阵元接收的信号作为参考信号 $d(t)$,加权因子约束为 1,通过调整其他 6 个权值构成的矢量 w ,并进行加权求和,使得参考信号与合成信号之差功率最小,即与输入信号功率成“倒置”状态。系统结构如图 2 所示。

定义输入信号矢量

$$r = [r_{x1} \ r_{y1} \ r_{x2} \ r_{y2} \ r_{x3}]^T = E(t)v, \quad (8)$$

矢量 v 是一个由方向图、极化、信号波达方向和阵元位置决定的矢量,为

$$v = [v_{1x} \ v_{1y} \ v_{2x} \ v_{2y} \ v_{3x}]^T. \quad (9)$$

干扰抑制后的输出为

$$z(t) = d(t) - w^H(t)r(t), \quad (10)$$

其中

$$d(t) = r_0(t), \quad (11)$$

根据功率倒置准则^[7-8],最优权矢量满足如下最优化条件

$$\begin{cases} \min_w \{z z^H\}, \\ s.t. \ \|w\| = 1. \end{cases} \quad (12)$$

最优权矢量为

$$w_{opt} = [w_{x1} \ \dots \ w_{y3}]^T = \mu R^{-1} v_0, \quad (13)$$

其中, μ 为常数; R 为接收信号协方差矩阵; v_0 为如式(9)定义的期望信号方向矢量。

3.3 权矢量计算方法

根据最优权矢量表达式,由于存在矩阵求逆运算,采用直接矩阵求逆的开环自适应算法实现并不现实。而由于导航中干扰信号远大于期望信号的条件,可以采用 LMS 自适应滤波算法。LMS 算法虽然收敛速度有限,但实现非常简单,稳态误差也可以通过调整步长参数进行优化。算法迭代计算方法为

$$w(k+1) = w(k) + \kappa z^*(k)r(k). \quad (14)$$

算法实现步骤为:

第一步,设置步长 κ 和权矢量初始值 $w(0)$;

第二步,根据当前输入信号快拍,按照式(10)计算该时刻的误差信号,即阵列输出 $z(k)$;

第三步,按照式(14)进行权矢量更新;

第四步,重复执行第二步和第三步,得到阵列输出 $z(k)$ 。

根据 LMS 自适应滤波算法基本理论,上述实现方法的性能主要包括收敛时间和稳态误差。迭代步长越大,收敛越快,稳态误差越大;干扰功率越大,收敛越快,输出失调越大,即输出信号 $z(k)$ 功率越大。需要特别指出,虽然干扰功率大时, $z(k)$ 功率增加,但 $z(k)$ 的干噪比却比小功率信号时更小。原因在于,实际情况下参考信号本身包括了噪声,即

$$d(t) = r_0(t) + n(t), \quad (15)$$

干扰功率大时,参考信号更为准确。所以,干扰功率越大,自适应抗干扰天线对干扰抑制效果越好。

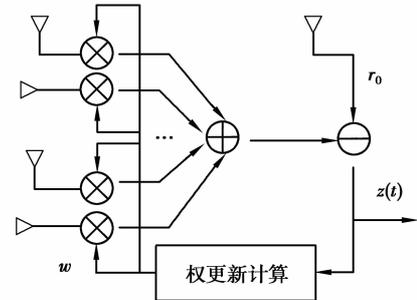


图 2 系统框图

Fig.2 Diagram of system

3.4 权矢量对天线极化影响

根据权矢量和算法实现方法,把式(2)、(8)代入到式(10),可得阵列输出为

$$z(t) = E(t)\alpha_0\beta_0 - E(t)\mathbf{w}^H\mathbf{v}, \quad (16)$$

由于方向矢量

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \alpha_{x1} \\ \alpha_{y1} \\ \alpha_{x2} \\ \alpha_{y2} \\ \alpha_{x3} \\ \alpha_{y3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \beta_x \\ \beta_y \\ \beta_x \\ \beta_y \\ \beta_x \\ \beta_y \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau_1} \\ e^{-j\omega\tau_1} \\ e^{-j\omega\tau_2} \\ e^{-j\omega\tau_2} \\ e^{-j\omega\tau_3} \\ e^{-j\omega\tau_3} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

为了分析天线极化状态,假设各个阵元均是全向天线,则

$$\alpha_{xi} = \alpha_{\beta i} = \alpha_0 = 1, \quad (18)$$

式(16)可以进一步化简为

$$z(t) = E(t) \left[\beta_0 - \sum_{i=1}^3 e^{-j\omega\tau_i} (\omega_{xi}^* \beta_{xi} + \omega_{yi}^* \beta_{yi}) \right]. \quad (19)$$

根据天线基本理论^[9],上式中的第二个因子为该阵列天线的等效极化因子,即

$$\rho = \beta_0 - \sum_{i=1}^3 e^{-j\omega\tau_i} (\omega_{xi}^* \beta_{xi} + \omega_{yi}^* \beta_{yi}). \quad (20)$$

从该表达式可以看出,极化匹配因子同诸多因素有关,包括阵元极化匹配因子,信号波达方向,权矢量取值。通过调整权矢量,就可以改变等效极化匹配因子,进而等效改变阵列在信号波达方向上的等效极化状态。

4 仿真和实验

假设 GPS 导航信号采用 L1 频段^[9],即 1 575.42 MHz,阵列布局如图 1 所示,阵列半径等于信号半波长,卫星信号的 SNR 为 -30 dB,方位角和俯仰角分别为(100°,30°)。空间存在干扰信号,方位角和俯仰角分别为(100°,30°)、(250°,70°),干扰信号 INR 分别为 20 dB 和 25 dB,极化方式分别为线极化和圆极化,为了不形成相干信号,载频分别取 1 574.42 MHz 和 1 576.42 MHz。算法采用所述的基于功率倒置准则的 LMS 自适应滤波算法,无需信号波达方向信息,中心阵元信号作为参考信号。

图 3 展示了迭代过程中,输出信号 $z(t)$ 的瞬时功率变化曲线,图 4 则是收敛后,阵列等效极化匹配因子曲线,图 4(a)对应线极化,而图 4(b)对应圆极化。图中可以看出,收敛后的信号能量接近噪声功率,说明干扰信号得到了有效抑制。而匹配因子在角度等于干扰信号角度的位置,是一个非常小的值,说明阵列通过控制不同角度极化状态,实现干扰抑制。而在期望信号角度(100°,30°)上,线极化出现了零点而圆极化没有,说明线极化干扰被抑制,而圆极化期望信号被保留。

采用阵列有 6 个自由度,最多可以抗 6 个干扰,大于阵元个数。仿真假设空间存在 6 个干扰,极化均为线极化,所有干扰 INR 均等于 20 dB,信号频率彼此相差 500 kHz,范围为 1 574.42~1 576.92 MHz。干扰信号角度分别为(80°,10°)、(160°,20°)、(240°,30°)、(30°,40°)、(200°,30°)、(350°,70°)。同样采用

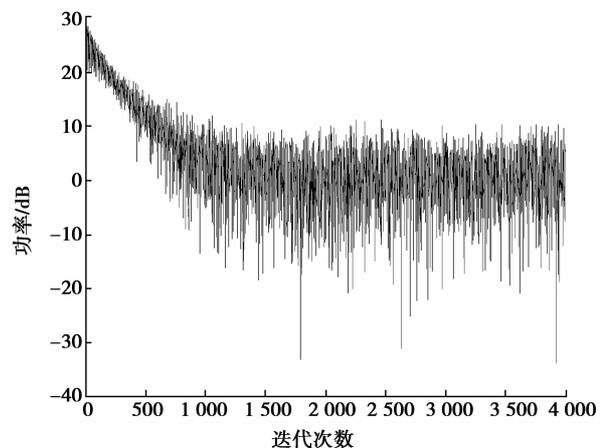


图 3 2 个干扰时输出信号瞬时功率

Fig.3 The instantaneous power of the output signal in the case of 2 jams

功率倒置准则下的 LMS 算法,输出信号 $z(t)$ 瞬时功率曲线和收敛后的等效极化匹配因子分别如图 5 和图 6

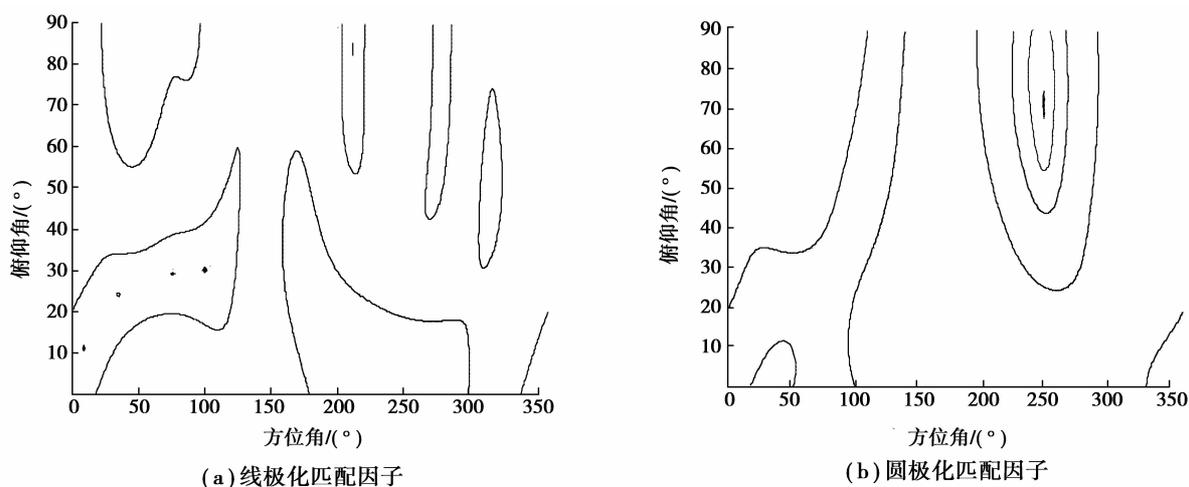


图 4 2 个干扰时等效极化匹配因子图

Fig.4 The equivalent polarimetric match factor in the case of 2 jams

所示。从图 5 可以看出,相对于 2 个干扰情况,由于信号多,协方差矩阵非零特征值多,收敛后的失调较大,即输出信号功率较大^[10]。但图 6 表明,在干扰信号角度,极化匹配因子远小于 1,干扰得到了抑制,阵列可以抗 6 个干扰。另外,由于图 6 仅仅是在 1 575.42 MHz 频点的图形,所以,某些角度同设置并不完全一致。

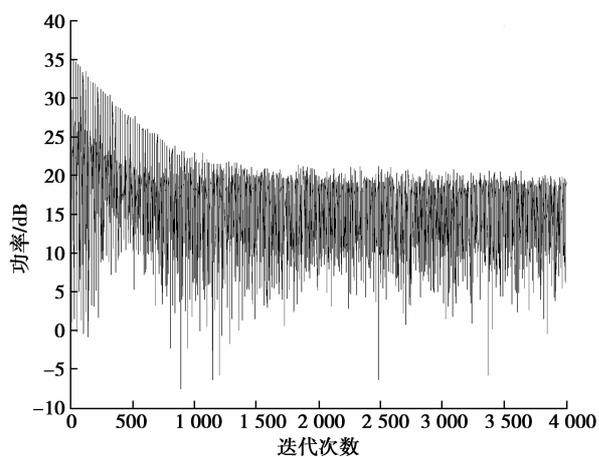


图 5 6 个干扰时输出信号瞬时功率

Fig.5 The instantaneous power of the output signal in the case of 6 jams

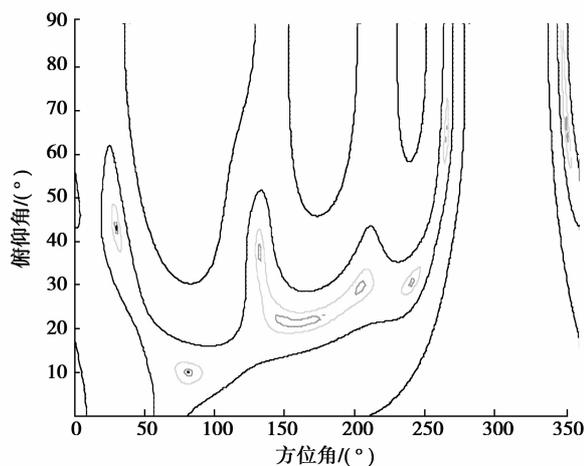


图 6 6 个干扰时等效极化匹配因子图

Fig.6 The equivalent polarimetric match factor in the case of 6 jams

在进行仿真的同时进行了实际测试,通过频谱仪的测试结果如图 7 所示。干扰信号为 6 个不同圆极化点频信号,从不同方向入射阵面。其中,图 7(a)为阵面接收到的中频信号频谱图,图 7(b)为经自适应滤波后输出的中频信号频谱图。对比两图可以看出干扰信号得到了有效抑制,验证了空域极化域联合抗干扰调零天线的抗干扰性能。相对于单个干扰信号 50 dB 动态,从图 7(b)可以看出有部分干扰信号残留,此时的干扰信号动态范围有所下降,能够达到 40 dB。

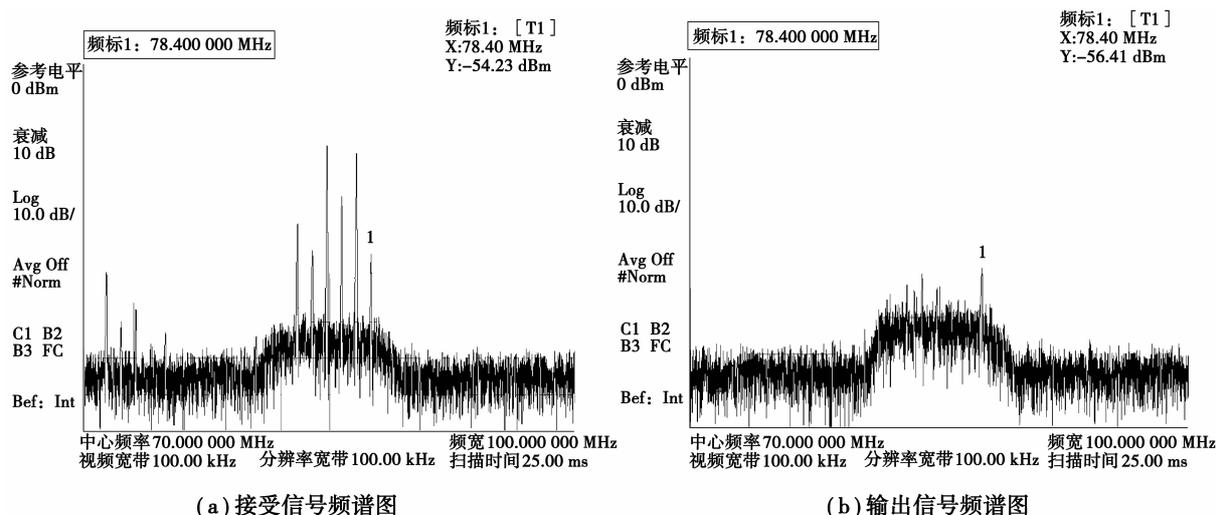


图 7 实测的 6 个干扰时中频信号频谱图

Fig.7 The measured spectrum of IF signal in the case of 6 jammers

5 结 语

针对卫星导航和卫星通信的抗干扰要求,设计了 4 阵元阵列。阵元为正交双极化,算法采用功率倒置准则的 LMS 自适应滤波。从理论分析和实验结果可以看出,新算法结合了空域和极化域资源,提高了天线自由度,使得 4 个阵元天线可以抗 6 个干扰。

参考文献:

- [1] 杨小牛,楼才义,徐建良. 软件无线电原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2001,23-55.
YANG Xiaoni, LOU Caiyi, XU Jianliang. Software radio principle and application [M]. Beijing: electronic industry press, 2001, 23-55. (in Chinese)
- [2] Ulversoy T. Software defined radio: challenges and opportunities[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2010, 12(4): 531-550.
- [3] Chastellain F, Botteron C, Farine P. Looking inside modern receivers[J]. IEEE Microwave Magazine, 2011, 12(2): 87-98.
- [4] Zeng W, Wang L, Wang Y, et al. Joint polarized and spatial domain anti-jamming method for GNSS[C] // Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC), 2013 IEEE International Conference on. [s. n.]: IEEE, 2013: 1-5.
- [5] Munoz-Ferreras J M, Gómez-García R, Pérez-Martínez F. RF front-end concept and implementation for direct sampling of multiband signals[J]. Circuits & Systems II Express Briefs IEEE Transactions on, 2011, 58(3): 129-133.
- [6] Psiaki M L, Powell S P, Jung H, et al. Design and practical implementation of multifrequency RF front ends using direct RF sampling[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2005, 53(10): 3082-3089.
- [7] Li Q, Wang W, Xu D, et al. A robust anti-jamming navigation receiver with antenna array and gps/sins[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 467-470.
- [8] 蔺晓龙,何文涛,徐建华,等. 卫星导航接收机中窄带干扰抑制算法[J]. 计算机仿真, 2014, 31(1): 72-75.
LIN Xiaolong, HE Wentao, XU Jianhua, et al. An improved gps receiver anti-jammer algorithm based on space-time adaptive processing [J]. Computer Simulation, 2014, 31(1): 72-75. (in Chinese)
- [9] 郭崇贤. 相控阵雷达接收技术[M]. 北京:国防工业出版社,2009.
GUO Chongxian. Phased array radar receiver technology [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2009. (in Chinese)
- [10] Wang T, Wang D, Hurst P J, et al. A level-crossing analog-to-digital converter with triangular dither[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2009, 56(9): 2089-2099.

(编辑 侯 湘)