

## 零中频架构导航接收机中镜像干扰抑制方法

王文益<sup>1</sup>, 乔梦甜<sup>1,2</sup>

(1. 中国民航大学电子信息与自动化学院, 天津 300300; 2. 中国特种飞行器研究所, 湖北 荆门 448000)

**摘要:** 针对零中频架构导航接收机中存在的镜像干扰问题, 本文提出一种基于复解析带通滤波器的抑制方法。该方法通过优化射频前端参数实现镜像干扰与导航信号的频谱分离, 并设计复解析带通滤波器以抑制镜像干扰。首先, 本文从理论层面论证了信号正交混频过程中的同相/正交(I/Q, in-phase/quadrature-phase)失配是导致镜像干扰产生的根本原因; 随后, 评估了在空时最小功率抗干扰算法下镜像干扰对系统性能的影响。在此基础上, 本文采用所提出的复解析带通滤波器对镜像干扰进行抑制, 再结合空时最小功率抗干扰算法进行联合处理。通过仿真与实测数据验证表明, 本文所提方法能够有效提升导航接收机的抗干扰性能。

**关键词:** 镜像干扰; 抗干扰; I/Q 失配; 导航接收机

中图分类号: V249.32; TN 911.7

文献标志码: A

文章编号: 1674-5590(2025)06-0015-09

## An image interference suppression method for zero-IF architecture navigation receivers

WANG Wenyi<sup>1</sup>, QIAO Mengtian<sup>1,2</sup>

(1. College of Electronic Information and Automation, CAUC, Tianjin 300300, China;

2. China Special Aircraft Research Institute, Jingmen 448000, Hubei, China)

**Abstract:** To address the image interference issue in zero intermediate frequency (zero-IF) architecture navigation receivers, this paper proposes a suppression method based on a complex analytic bandpass filter. The proposed method is used to optimize the parameters of the receiver's radio frequency (RF) front-end to achieve spectral separation between the image interference and the navigation signal, followed by the design of a complex analytic bandpass filter to suppress image interference. First, this paper theoretically demonstrates that in-phase/quadrature-phase (I/Q) mismatch during quadrature downconversion is the fundamental cause of image interference. Subsequently, the impact of image interference on system performance is evaluated under the space-time minimum power anti-jamming algorithm. Based on this analysis, the proposed complex analytic bandpass filter is employed to suppress image interference, followed by joint processing with the space-time minimum power anti-jamming algorithm. Simulation and measured results validate that the proposed method effectively enhances the anti-jamming performance of the navigation receiver.

**Key words:** image interference; anti-jamming; I/Q mismatch; navigation receiver

全球导航卫星系统(GNSS, global navigation satellite system)凭借其高精度的定位、导航与授时能力,在航空航天、交通运输、精密测绘等众多领域发挥至关重要的作用<sup>[1]</sup>。然而,导航信号在经历约 2 万公里的空间传输后,到达地面用户端时信噪比已低至约 -20 dB,极易受到各类有意或无意的信号干扰<sup>[2-4]</sup>。当干扰信号功率足够大时,会导致接收机射频前端出现数据饱和或信号失真,进而造成定位失败。因此,有效的干扰

抑制能力已成为衡量军用及民用导航接收机性能的关键指标之一。

随着无线电技术的升级,零中频架构软件无线电射频前端可提供高集成度、宽频带、低噪声的可编程通用硬件平台,适用于多种通信协议、工作频段、调制方式的工作需求<sup>[5-7]</sup>。目前各厂商针对软硬件集成技术投入大量研究,其中亚德诺半导体公司推出的基于软件无线电架构的 AD936x/AD937x 系列双通道集成式

射频前端,凭借高集成度和灵活性在无线通信、数据采集领域得到广泛应用,并逐步替代传统的超外差式射频前端设计<sup>[8]</sup>。在集成式射频前端内,可完成信号模拟滤波、放大、正交混频、自动增益控制、模数转换和数字滤波等功能。然而,受模拟电路制造公差与环境温度等因素影响<sup>[9]</sup>,导航信号在正交混频后,其同相(I, in-phase)与正交(Q, quadrature-phase)通道难以实现幅度一致和相位正交;此外,各阵元通道间的固有差异<sup>[10]</sup>进一步加剧了系统的 I/Q 失配问题<sup>[11]</sup>。

Wang 等<sup>[12]</sup>设计了一种基于 AD9371 的宽带射频前端电路,噪声系数小于 3 dB。与现有射频前端相比,可操作频带增加,但未在测试中验证其对卫星导航类弱信号的接收性能。Da Silva 等<sup>[13]</sup>提出了基于广义线性复值空间分析的自适应滤波器以抑制镜像干扰,但其数值运算的算法复杂度较高。Deng 等<sup>[14]</sup>提出双并行实部补偿模拟结构以消除 AD9371 模块中的 I/Q 失配,但该方法依赖大量训练信号且计算复杂,在 GNSS 弱信号、强干扰场景下实用性不高。吕方明<sup>[15]</sup>提出了基于信号二阶统计特性的频率相关 I/Q 不平衡盲补偿算法,但该算法建立在信号正则性的基础之上,会导致补偿后信号中残留干扰。姚亚峰等<sup>[16]</sup>通过简化 I/Q 不平衡数字域补偿算法的参数估计运算,在避免牛顿迭代法高时延的同时减少了逻辑器件的使用,但其方法在相位误差大于 4° 时补偿性能会快速恶化。王森等<sup>[17]</sup>研究表明,射频前端通道中的相位噪声等非理想因素会劣化导航信号的 I/Q 正交性与幅度平衡性,造成功率谱失真及码片波形畸变,从而降低信号测距精度,该结论表明,抑制射频前端信号处理中的非理想因素是提升导航信号质量的关键环节。

本文针对导航接收机射频前端在信号处理过程中引入镜像干扰的问题,首先,建立基于复信号表示的 I/Q 失配数学模型<sup>[18]</sup>,系统分析了正交混频结构中镜像干扰的产生机理及其信号特征。然后,在此基础上结合空时最小功率抗干扰算法,深入探讨了镜像干扰对导航接收机抗干扰性能的影响<sup>[9]</sup>,并引入干扰对消比(ICR, interference cancellation ratio)作为抗干扰能力的量化评价指标<sup>[20]</sup>。最后,根据接收信号的频率与带宽特性,对射频前端关键参数进行优化设计,以实现导航信号与镜像干扰在频域的有效分离,进一步提出采用复解析带通滤波器以抑制镜像干扰。仿真与实测数据表明,基于复解析带通滤波器的干扰抑制方法能够有效提升导航接收机的抗干扰性能,验证了本文所提优化方法的有效性。

## 1 系统模型

### 1.1 零中频架构导航接收机

基于软件无线电的零中频(zero-IF, zero intermediate frequency)架构导航接收机硬件结构如图 1 所示,其主要由射频前端和现场可编程门阵列(FPGA, field programmable gate array)基带板两部分构成。射频前端采用亚德诺半导体公司的 AD936x/AD937x 系列宽带收发器,负责实现信号正交混频、滤波及模数转换等功能。经射频前端处理后的信号,由 FPGA 基带板进行下采样与数字滤波,最终输出复基带信号至 GNSS 软件接收机,以完成后续的抗干扰处理与信号捕获跟踪。

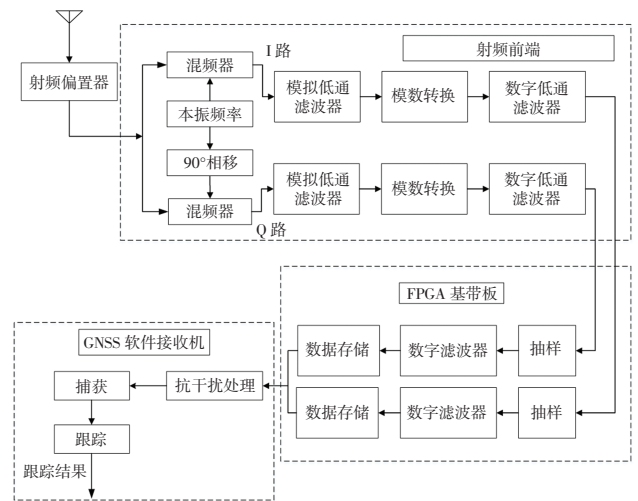


图 1 基于软件无线电的零中频架构导航接收机硬件结构框图  
Fig.1 Hardware architecture of a software-defined radio-based zero-IF GNSS receiver

在射频前端引入正交混频的关键作用在于,将射频信号下变频至低中频或零中频。该设计不仅有助于提升系统的可用带宽,保留原始信号的幅度与相位信息,同时也能够有效降低后端信号处理的复杂度<sup>[21]</sup>。

### 1.2 I/Q 失配数学模型

射频前端正交混频模块的 I/Q 失配模型框图<sup>[22]</sup>如图 2 所示。实际器件的制造公差会导致正交混频电路的非理想特性,使得本振(LO, local oscillator)信号与其 90°相移信号之间难以维持幅度一致性与相位正交性,从而产生 I/Q 失配。

假设本振信号为  $\cos(2\pi f_{LO}t)$ ,其频率为  $f_{LO}$ 。Q 路信号相对于 I 路信号的幅度偏差为  $G$ ,相位偏差为  $\varphi$ 。假设到达射频前端的、进入抗干扰处理模块前的干扰功率为  $P_k$ ,采样点幅值为  $A(t)$ ,调制载波频率为  $f_k$ ,初始相位为  $\varphi_1$ ,则该干扰信号可表示为

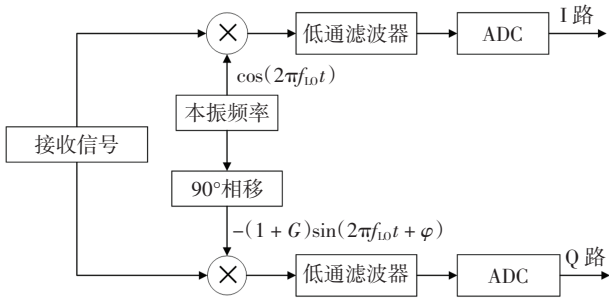


图 2 I/Q 失配模型框图

Fig.2 Block diagram of I/Q mismatch model

$$k(t) = \sqrt{2P_k} A(t) \cos(2\pi f_k t + \varphi_1) \quad (1)$$

在理想的 I/Q 正交情况下, 干扰信号经正交混频后输出的 I、Q 两路信号可表示为

$$k_I(t) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) (\cos(2\pi(f_k - f_{LO})t + \varphi_1) + \cos(2\pi(f_k + f_{LO})t + \varphi_1)) \quad (2)$$

$$k_Q(t) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) (\sin(2\pi(f_k + f_{LO})t + \varphi_1) - \sin(2\pi(f_k - f_{LO})t + \varphi_1)) \quad (3)$$

该信号经低通滤波器滤除高频分量, 仅保留差频分量, 最终输出的 I、Q 两路信号可表示为

$$k'_I(t) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \cos(2\pi(f_k - f_{LO})t + \varphi_1) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \cos(2\pi f_{IF} t + \varphi_1) \quad (4)$$

$$k'_Q(t) = -\frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \sin(2\pi(f_k - f_{LO})t + \varphi_1) = -\frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \sin(2\pi f_{IF} t + \varphi_1) \quad (5)$$

式中,  $f_{IF} = f_k - f_{LO}$  表示正交混频后得到的中频频率, 即干扰信号自射频下变频后的中心频率。

由此得到 I/Q 正交情况下, I、Q 两路输出构成的复干扰信号为

$$k_c(t) = k'_I(t) - jk'_Q(t) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \exp(j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) \quad (6)$$

式中,  $j$  为虚数单位。

在实际场景中, 存在 I/Q 失配的情况下, 由于 I、Q 两路信号存在幅相偏差, 实际输出的复干扰信号可表示为

$$k'_c(t) = \frac{1}{4} \sqrt{2P_k} A(t) (1 + (1 + G) \exp(-j\varphi)) \times \exp(j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) + \frac{1}{4} \sqrt{2P_k} A(t) (1 - (1 + G) \exp(j\varphi)) \exp(-j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) \quad (7)$$

由式(7)可知, 当 I/Q 失配时, 将导致在干扰信号

与本振频率对称的另一侧产生镜像干扰。

## 2 空时最小功率抗干扰算法

### 2.1 信号模型

设接收天线为  $N$  元半波长均匀线阵, 其导向向量  $\mathbf{a}(\theta)$  由信号的来波方向  $\theta$  所决定。在理想的 I/Q 正交情况下, 接收信号被天线阵列捕获后, 经由射频前端进行正交混频与低通滤波处理; 根据式(6), 其最终输出的  $N$  通道干扰信号可表示为

$$\mathbf{k}(t) = \mathbf{a}(\theta) k_c(t) = \frac{1}{2} \sqrt{2P_k} A(t) \mathbf{a}(\theta) \exp(j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) \quad (8)$$

在实际场景中, 在 I/Q 失配的情况下, 根据式(7), 经射频前端处理后输出的  $N$  通道干扰信号可表示为

$$\mathbf{k}'(t) = \mathbf{a}(\theta) k'_c(t) = \frac{1}{4} \sqrt{2P_k} A(t) \mathbf{A}_1 \mathbf{a}(\theta) \exp(j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) + \frac{1}{4} \sqrt{2P_k} A(t) \mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta) \exp(-j(2\pi f_{IF} t + \varphi_1)) = \frac{1}{2} \mathbf{A}_1 \mathbf{a}(\theta) k_c(t) + \frac{1}{2} \mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta) k_c(t) \quad (9)$$

式中:  $\mathbf{a}^*(\theta)$  是与来波方向相反的导向向量;  $\mathbf{A}_1 = \text{diag}\{h_1, h_2, \dots, h_N\}$  和  $\mathbf{A}_2 = \text{diag}\{g_1, g_2, \dots, g_N\}$  为对角矩阵;  $h_i$ 、 $g_i$  则由第  $i$  接收通道特性决定, 即

$$h_i = 1 + (1 + G_i) \exp(-j\varphi_i) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

$$g_i = 1 - (1 + G_i) \exp(j\varphi_i) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

式中:  $G_i$  为第  $i$  通道的幅度偏差;  $\varphi_i$  第  $i$  通道为相位偏差。

由式(9)可知, 在 I/Q 失配条件下, 实际导向向量由  $\mathbf{A}_1 \mathbf{a}(\theta) / \|\mathbf{A}_1 \mathbf{a}(\theta)\|$  与  $\mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta) / \|\mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta)\|$  共同构成, 其中“ $\|\cdot\|$ ”表示求模运算。不同于理想导向向量  $\mathbf{a}(\theta)$ , 实际导向向量引入一个位于镜像频率处的干扰分量。因此, 在抗干扰处理过程中, 接收机不仅须抑制原始干扰, 还须额外抑制由 I/Q 失配所产生的镜像干扰<sup>[23]</sup>, 这一效应将显著恶化导航接收机的抗干扰性能。

以上为简明分析镜像干扰成因, 本文在讨论中假设接收信号仅含干扰。然而在实际场景中, 接收信号通常同时包含导航信号、干扰及接收机噪底。因此, 在理想的 I/Q 正交情况下, 根据式(8), 射频前端输出的  $N$  通道信号可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \sum_{r=1}^R \mathbf{a}(\theta_r) k_r(t) + \mathbf{n}(t) \quad (12)$$

式中:  $s_l(t)$  与  $k_r(t)$  分别表示第  $l$  个导航信号和第  $r$  个干扰信号经射频前端处理后输出的复干扰信号, 其对应的导向向量分别为  $\mathbf{a}(\theta_l)$  和  $\mathbf{a}(\theta_r)$ ;  $L$  和  $R$  分别为导

航信号与干扰的个数; $\mathbf{n}(t)$ 为系统噪声向量。

在 I/Q 失配的情况下,由于镜像干扰的产生,根据式(9),射频前端输出的  $N$  通道信号向量应修正为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_l \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta_l) s_l(t) + \\ & \frac{1}{2} \sum_{r=1}^R \mathbf{A}_r \mathbf{a}(\theta_r) k_r(t) + \frac{1}{2} \sum_{r=1}^R \mathbf{A}_2 \mathbf{a}^*(\theta_r) k_r(t) + \\ & \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

## 2.2 算法介绍

在 GNSS 抗干扰领域,传统方法通常局限于单一域进行处理:自适应滤波可在时域抑制干扰,快速傅里叶变换可在频域抑制窄带干扰,而空域自适应波束形成则实现空间选择性滤波。然而,这类方法往往难以兼顾时域相关性与空域分布特性。相比之下,空时二维抗干扰处理技术通过联合优化时域与空域的权值,综合利用天线阵列的空间自由度与时间序列的相关性,能够实现多源、多类型干扰的抑制,具备更高的干扰分辨率和更强的环境适应性<sup>[24]</sup>。

空时二维自适应滤波处理技术在不增加通道数量  $N$  的前提下,通过在每一阵元后引入  $M$  个时域抽头,将滤波技术扩展至时域与空域构成的二维域中,使系统抑制窄带干扰的自由度提升至  $M(N-1)$ 。在通道数量不变的情况下,空时二维联合干扰抑制提高了导航接收机的整体抗干扰自由度。每个通道中的  $M$  个时域抽头构成有限长单位冲激响应(FIR, finite impulse response)滤波器,可从时域抑制干扰;而相同时间延迟对应的不同阵元则构成空域自适应滤波器,可从空域抑制干扰。图3展示了由  $N$  个阵元、 $M$  个时域抽头所构成的空时二维自适应滤波处理原理框图。

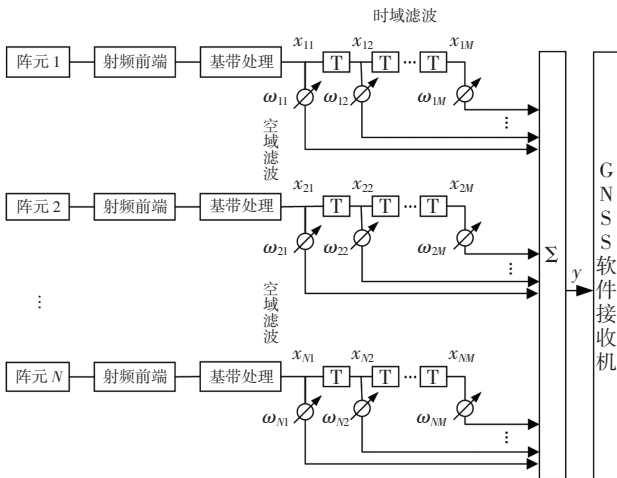


图3 空时二维自适应滤波处理原理框图

Fig.3 Block diagram of spatio-temporal adaptive filtering

根据式(13),空时二维自适应滤波器的输入信

号为

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = [x_{11}(t) \ x_{12}(t) \ \cdots \ x_{1M}(t) \ \cdots \ x_{N1}(t) \ \cdots \ x_{N2}(t) \ \cdots \ x_{NM}(t)]^T \quad (14)$$

设其加权向量为

$$\boldsymbol{\omega} = [\omega_{11} \ \omega_{12} \ \cdots \ \omega_{1M} \ \cdots \ \omega_{N1} \ \omega_{N2} \ \cdots \ \omega_{NM}] \quad (15)$$

则其输出为

$$y(t) = \boldsymbol{\omega}^H \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (16)$$

空时二维自适应滤波处理技术可在不同的约束准则下进行加权向量求解,其中的空时最小功率抗干扰算法基于线性约束最小方差准则,适用于信号与干扰方向、干扰形式及数量均未知的场景,且无需对期望方向的增益进行约束。通过最小化阵列输出功率并固定参考通道第一个抽头加权值为1,得到带约束条件的空时最小功率抗干扰算法的表达式为

$$\begin{cases} \min_{\boldsymbol{\omega}} \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{R}_{xx} \boldsymbol{\omega} \\ \text{s.t. } \boldsymbol{\omega}^H \mathbf{b} = 1 \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{R}_{xx} = E[\tilde{\mathbf{x}}(t)\tilde{\mathbf{x}}^H(t)]$ 是空时二维自适应滤波器输入信号的自相关矩阵; $\mathbf{b} = [1 \ \underbrace{0 \ 0 \ \cdots \ 0}_{NM-1}]^T$ 是参考向量。

根据拉格朗日准则求得加权向量为

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{b}}{\mathbf{b}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{b}} \quad (18)$$

由于卫星导航信号到达地面端的功率通常在  $-160$  dBW 左右,对应信噪比约为  $-20$  dB,干扰功率远大于导航信号与噪声的功率<sup>[25]</sup>,因此,滤波器输入信号的自相关矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\tilde{\mathbf{x}}(t)\tilde{\mathbf{x}}^H(t)] = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{kk} + \mathbf{R}_{mm} \approx \mathbf{R}_{kk} \quad (19)$$

式中, $\mathbf{R}_{ss}$ 、 $\mathbf{R}_{kk}$ 、 $\mathbf{R}_{mm}$  分别对应导航信号、干扰和噪声的自相关矩阵。

当射频前端正交混频存在 I/Q 失配时,自相关矩阵  $\mathbf{R}_{kk}$  将与干扰信号及其镜像干扰有关。在此条件下,经过空时最小功率抗干扰算法处理后的输出为

$$y(t) = \boldsymbol{\omega}_{\text{opt}}^H \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (20)$$

当通道最优权值确定后,通过计算 ICR 来衡量抗干扰能力。其定义为:干扰信号在进入抗干扰处理模块前的功率,与经空时最小功率抗干扰算法处理后的残留功率之比,可表示为

$$\alpha_{\text{ICR}} = \frac{P_k}{P_{k_{\text{out}}}} \approx \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}} \quad (21)$$

式中: $P_k$  为进入抗干扰处理模块前的干扰功率; $P_{k_{\text{out}}}$  为抗干扰后的残留功率; $P_{\text{in}}$  为输入的导航信号、干扰和噪声的总功率; $P_{\text{out}}$  为抗干扰后的总功率。由于导航

接收机收到的干扰功率远大于噪声功率, 而导航信号功率远小于噪声功率<sup>[21]</sup>, 式(21)中的约等成立。

### 3 空时最小功率抗干扰算法下的 I/Q 失配影响分析

为评估导航接收机中的镜像干扰对系统抗干扰性能的影响, 以双天线均匀线阵为阵列接收模型, 其中各阵元特性一致, 通道传输中仅考虑由阵列接收信号正交混频引入的 I/Q 失配问题。阵列接收信号包括导航信号、干扰和噪声, 经过正交混频、模数转换为基带信号后进行抗干扰处理, 最终送入 GNSS 软件接收机完成捕获、跟踪。采用第 2 节提到的空时最小功率抗干扰算法, 仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数  
Tab.1 Simulation parameters

参数	参数设置
天线阵型	双天线均匀线阵
导航信号类型	GPS L1 信号
导航信号中心频率/MHz	1 575.42
信噪比/dB	-20
干扰类型	带限高斯白噪声干扰
干扰中心频率/MHz	1 575.42
干扰来向/(°)	10
采样频率/MHz	20
接收机结构	AD9371+ZYNQ7100 架构

#### 3.1 I/Q 失配对抗干扰性能的影响

下面主要从幅度偏差与相位偏差两方面分析 I/Q 失配对抗干扰性能的影响。图 4 展示了正交混频过程中 3 种情况下(I/Q 平衡、仅存在幅度偏差、仅存在相位偏差)的输出 ICR 随输入干噪比(INR, interference-to-noise ratio)的变化。

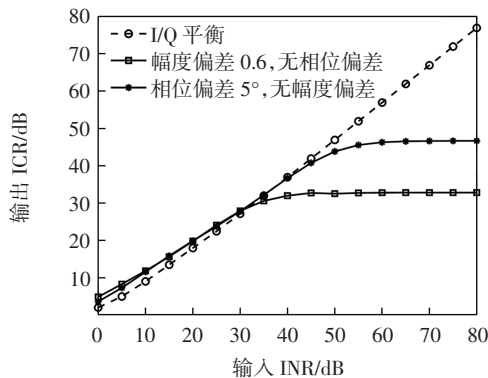


图 4 I/Q 失配对抗干扰性能的影响

Fig.4 Impact of I/Q mismatch on anti-jamming performance

由图 4 可知: 当 I/Q 平衡时, 输出 ICR 随输入 INR 呈线性变化, 可显著抑制干扰; 当存在 0.6 的幅度偏差、

无相位偏差时, 输出 ICR 上限约为 30 dB; 当存在 5° 的相位偏差、无幅度偏差时, 输出 ICR 上限约为 45 dB。这是因为 I/Q 失配产生的镜像干扰使接收机在对抗宽带干扰时难以实现完全抵消, 从而显著劣化了其抗干扰性能。

#### 3.2 不同 I/Q 失配程度下的抗干扰性能

为了直观分析幅度偏差及相位偏差对输出 ICR 的影响, 比较了不同偏差程度下输出 ICR 的变化。仿真参数与表 1 一致, 干扰功率恒定, 输入 INR 为 60 dB。图 5 展示了在宽带干扰场景下, 不同幅度偏差和相位偏差程度对输出 ICR 的影响。结果表明, 随着偏差程度的增大, 输出 ICR 逐渐下降, 导致更多干扰残留, 导航接收机干扰抑制能力逐渐下降。

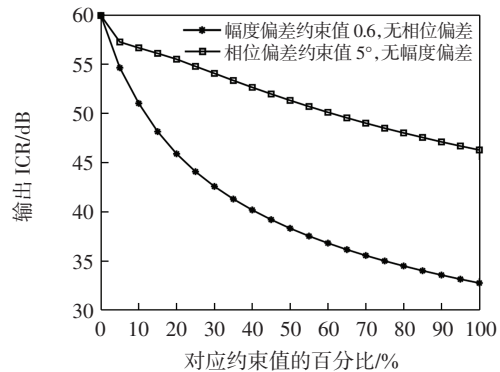


图 5 不同 I/Q 失配程度下的抗干扰性能

Fig.5 Anti-jamming performance under different I/Q mismatch levels

对于宽带干扰来说, 其自由度由阵元个数决定, 即双天线阵列所提供的自由度最多只能抑制一个来向的宽带干扰<sup>[25]</sup>。I/Q 失配会引入镜像干扰, 等效于增加了干扰数量, 从而提高了抑制干扰所需的自由度。然而, 基于双天线的空时最小功率抗干扰算法无法提供足够的自由度, 导致系统抗干扰性能下降。随着幅度偏差与相位偏差的增大, 系统抑制干扰的能力持续恶化, 严重影响接收机的捕获与跟踪性能, 最终可能导致导航定位功能失效。

### 4 基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制

针对由 I/Q 失配引起的镜像干扰问题, 本文提出一种镜像干扰抑制方法, 整体流程如图 6 所示。首先根据导航信号的特点, 在不改变零中频架构软件无线电通用平台的基础上, 对导航接收机射频前端接收参数进行优化配置。当导航信号与干扰信号到达天线阵列后, 进入参数经过优化的射频前端模块, 进行正交混频及模数转换等一系列处理, 最终输出包含 I、Q

两路的复信号。该过程有效实现了镜像干扰与导航信号的初步频谱分离。

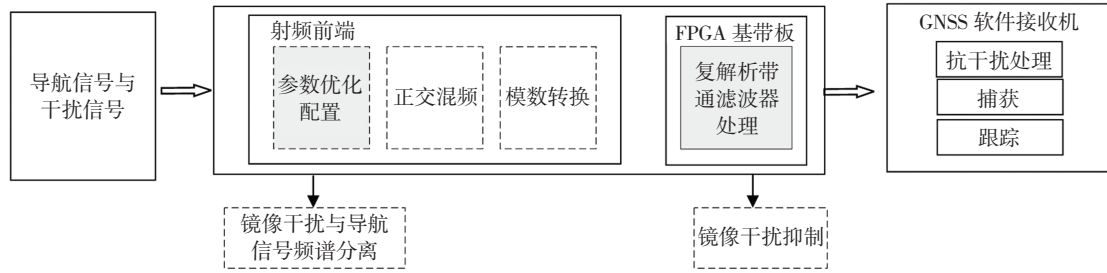


图6 镜像干扰抑制流程

Fig.6 Image interference suppression process

在数字基带处理阶段,将 I 路与 Q 路信号合成为复信号,进一步通过设计的复解析带通滤波器,在有效保留导航信号的同时抑制镜像干扰,从而提升系统的抗干扰性能。

#### 4.1 基于射频前端优化的镜像干扰频谱分离

AD936x/AD937x 系列零中频架构射频板可提供高达 20~100 MHz 的有效通道带宽,该带宽代表系统能够在数字域内无失真传输和处理的信号带宽。此外,该类射频板依托软件可编程特性,在导航接收机领域应用广泛。基于这一可编程优势,可通过参数优化手段,在频域实现镜像干扰与导航信号的分离。

全球定位系统(GPS, global positioning system)信号是由导航卫星发射的射频测距信号,用于实现定位、导航与授时功能。本导航接收机以接收 GPS L1 C/A 码信号为例,其中心频率为 1 575.42 MHz,主瓣带宽为 2.046 MHz,同时干扰信号频率通常处于 GPS 导航信号的有效带宽内。原导航接收机射频前端将本振频率设置为 1 575.42 MHz,那么 GPS 导航信号经过射频前端下变频处理后的中心频率为 0 MHz,即基带信号。经正交混频得到基带信号的同时,受 I/Q 失配影响,会在原干扰信号的另一侧产生镜像干扰,如图 7 所示。

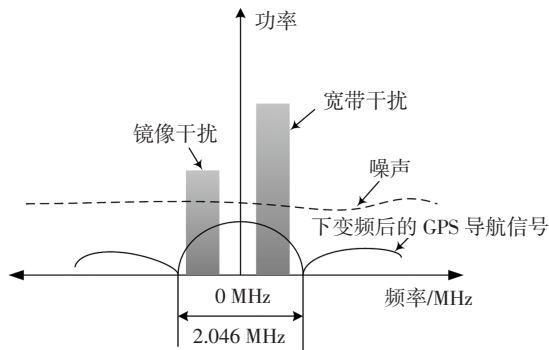


图7 射频前端参数优化前其输出信号频谱图

Fig.7 Output signal spectrum before RF front-end parameter optimization

为解决原导航接收机中镜像干扰与 GPS 导航信

号的频谱重叠问题,本文提出射频前端参数优化方案。通过合理设置本振频率  $f_{lo}$  与采样频率  $f_s$ ,在满足特定设置要求的前提下,将接收信号与本振信号正交混频,使其下变频至零中频架构射频板的有效通道带宽内(低频段),最终实现 GPS 导航信号与镜像干扰的频谱分离,如图 8 所示。具体参数设置如下:①本振频率  $f_{lo}$  需满足  $f_{lo} < f_c - \frac{1}{2}B_s$ ,其中,  $f_c$  为 GPS 导航信号中心频率,  $B_s$  为其带宽;②采样频率  $f_s$  需满足  $f_s > 2f_H$ ,其中,  $f_H$  为导航信号频带范围内的最大频率。

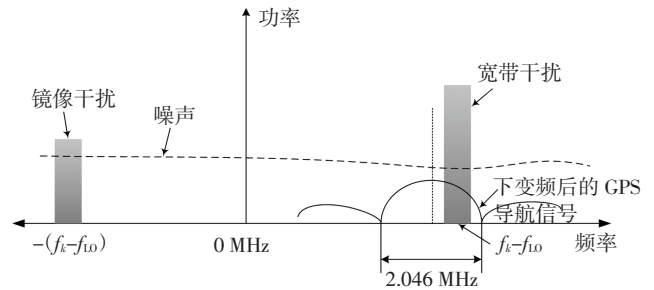


图8 射频前端参数优化后其输出信号频谱图

Fig.8 Output signal spectrum after RF front-end parameter optimization

#### 4.2 基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制

当射频前端处理后的信号进入数字基带处理部分时,常规实系数滤波器因其偶对称的频域响应(即在正、负频率处存在对称的通带)而无法有效抑制镜像干扰。为此,本文设计了复解析带通滤波器以滤除镜像干扰,并在 FPGA ZYNQ7100 平台上完成了该滤波器的硬件实现,具体步骤如下。

**步骤 1** 假设导航接收机采用  $N$  个天线阵元,每个阵元通道包含  $M$  个时域抽头,第  $n$  射频通道输出的信号为 I/Q 两路组成的复信号,对应的实部和虚部序列分别为:  $I^n = [I_1^n \ I_2^n \ \dots \ I_M^n]$ ,  $Q^n = [Q_1^n \ Q_2^n \ \dots \ Q_M^n]$ ,其中  $n = 1, 2, \dots, N$ 。

**步骤 2** 为设计复解析带通滤波器,首先需完成数

字滤波器选型,采用具有严格线性相位特性的 FIR 数字滤波器,并选用窗函数法进行设计;随后结合实际接收信号的特征,设定滤波器关键参数,包括滤波器阶数(设为  $\Gamma$ )、通带与阻带频率、采样率等,从而最终确定其响应函数  $H_d(e^{j\omega})$ 。

**步骤 3** 根据  $h_d(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega})e^{j\omega\gamma}d\omega$  得到单位取样响应序列  $h_d(\gamma)$ 。通过窗函数  $W(\gamma)$ 设计修正  $h_d(\gamma)$ ,得到修正后的有限长单位取样响应序列  $h(\gamma)$ ,即

$$h(\gamma) = h_d(\gamma)W(\gamma) \quad \gamma = 0, 1, \dots, \Gamma-1 \quad (22)$$

$h(\gamma)$ 与其频率响应  $H(e^{j\omega})$ 满足如下关系,即

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{\gamma=0}^{\Gamma-1} h(\gamma)\exp(-j\omega\gamma) \quad (23)$$

**步骤 4** 对有限长单位取样响应序列  $h(\gamma) = [h(0) h(1) \dots h(\Gamma-1)]$ 进行一次希尔伯特变换后得到

$$\hat{h}(\gamma) = h(\gamma)*z(\gamma) \quad (24)$$

式中：“\*”表示卷积运算; $z(\gamma) = \begin{cases} \frac{2}{\pi p} & \gamma = \pm 1, \pm 3, \dots \\ 0 & \gamma = 0, \pm 2, \dots \end{cases}$ 为卷积核。最终得到解析信号序列

$$\tilde{h}(\gamma) = h(\gamma) + j\hat{h}(\gamma) = h(\gamma) + j[h(\gamma)*z(\gamma)] \quad (25)$$

**步骤 5** 根据  $\tilde{h}(\gamma)$ 的单边谱特性设计第  $n$  通道复解析带通滤波器,得到其实部系数  $C_1^n = \text{real}[\tilde{h}(\gamma)]$ 和虚部系数  $C_0^n = \text{image}[\tilde{h}(\gamma)]$ 。其中:“real[ ]”表示序列取实部系数;“image[ ]”表示序列取虚部系数。

**步骤 6** 将复解析带通滤波器的实部系数和虚部系数加载至 FPGA 基带板中的数字滤波器模块,从而实现镜像干扰抑制,其流程如图 9 所示。 $u^n$ 为镜像干扰抑制后的复信号,其实部  $u_1^n$ 及虚部  $u_0^n$ 分别表示为

$$u_1^n = I^n * C_1^n - Q^n * C_0^n \quad (26)$$

$$u_0^n = I^n * C_0^n + Q^n * C_1^n \quad (27)$$

至此实现对正频域导航信号的保留和负频域镜像干扰的抑制。

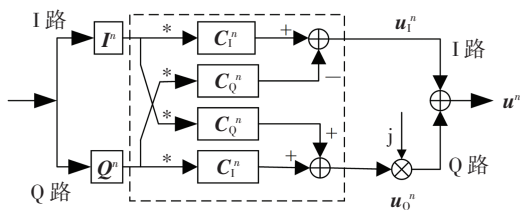


图 9 镜像干扰抑制流程图

Fig.9 Flowchart of image interference suppression

## 5 基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制实验验证

为验证本文所提出的基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制方法的有效性,开展了仿真对比分析。分别比较单一空时最小功率抗干扰方法,与结合镜像干扰抑制与空时最小功率抗干扰算法的联合抗干扰方法的性能。

本节分为仿真验证与实测试验两部分。仿真实验模拟真实导航接收机处理流程,包括阵列信号生成、射频前端正交混频处理。信号在基带板完成镜像干扰抑制后,经空时最小功率抗干扰算法处理,最后送入 GNSS 软件接收机完成导航信号的捕获与跟踪,并与单一空时最小功率抗干扰处理结果进行对比分析。实测试验采用双天线接收外部空间的卫星导航信号与干扰信号,经无线电通用平台完成射频及基带处理,联合抗干扰处理后送入 GNSS 软件接收机完成捕获与跟踪,同样与单一空时最小功率抗干扰处理结果进行对比分析。

### 5.1 仿真验证

仿真参数设置如表 2 所示。在宽带干扰场景下对镜像干扰的抑制效果进行验证。图 10 对比了两种抗干扰方法在宽带干扰下的性能:一种是单一的空时最小功率抗干扰算法,另一种是联合镜像干扰抑制与空时最小功率抗干扰算法的方法。图 10 中展示了在不同 INR 条件下,两种方法所能跟踪到的卫星数目。

表 2 仿真实验参数

Tab.2 Simulation parameters

参数	参数设置
天线阵型	双天线均匀线阵
导航信号类型	GPS L1 信号
导航信号中心频率/MHz	1 575.42
卫星数目	8 颗卫星的伪随机噪声码编号 (PRN, pseudo-random noise code number) 为 2、5、6、12、19、20、25、31
干扰类型	带限高斯白噪声干扰
干扰来向/(°)	10
输入干噪比/dB	10~80

当采用单一抗干扰方法时,镜像干扰的存在导致抗干扰性能随着 INR 的增加而下降。当输入 INR 达到 40 dB 后,GNSS 接收机捕获跟踪到的卫星数少于 4 颗,导致定位失败。当采用联合抗干扰方法时,通过优化射频前端接收参数并设计复解析带通滤波器以抑制镜像干扰,从而有效提升了系统的抗干扰能

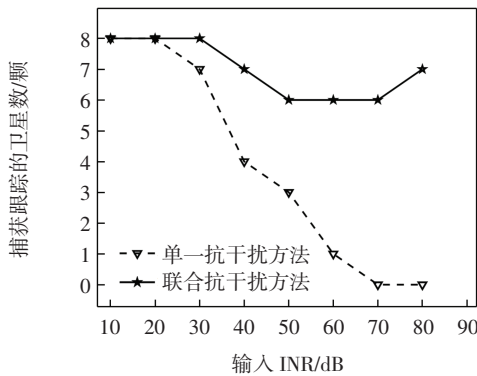


图 10 单一与联合抗干扰方法下捕获跟踪卫星数对比

Fig.10 Number of acquired and tracked satellites versus INR: standalone vs. combined anti-jamming methods

力,使其捕获跟踪卫星数维持在 5 颗以上,保障了正常的定位解算。

图 11 为 PRN20 卫星在不同干扰强度下进行抗干扰处理后输出载噪比的变化。当采用单一抗干扰方法时,PRN20 卫星的输出载噪比随着输入 INR 的增加而急剧下降,当输入 INR 达到 60 dB 后该卫星无法被捕获跟踪。当采用结合镜像干扰抑制的联合抗干扰方法时,PRN 20 卫星的信号质量得到显著改善,其输出载噪比稳定在 46 dB·Hz 以上。

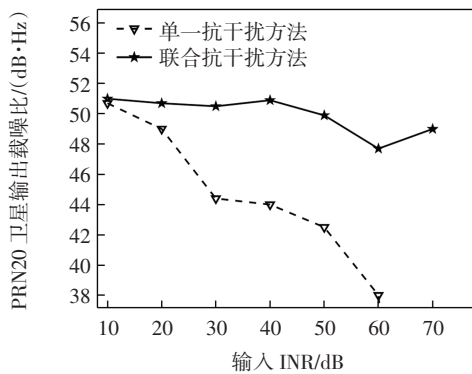


图 11 单一与联合抗干扰方法下 PRN20 卫星的输出载噪比对比

Fig.11 Output carrier-to-noise density ratio of PRN20 versus INR: standalone vs. combined anti-jamming methods

### 5.2 实测验证

为验证基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制方法在实际干扰场景下的有效性,搭建实测验证平台如图 12 所示。

实验中的射频干扰源,是由信号发生器产生的一路 BPSK 调制宽带信号,其功率设置为 10 dBm,并由发射天线辐射。阵列天线接收来自实际空间中的导航信号及干扰信号,以 #6 和 #7 天线接收到的信号作为导航接收机软件无线电平台双通道的输入端。在无线电通用平台内部完成正交混频及模数转换功能后

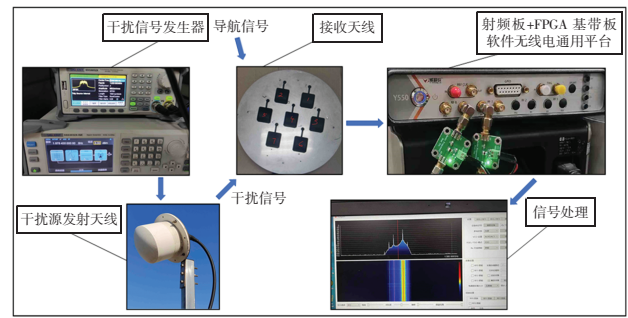


图 12 实测验证平台

Fig.12 Physical verification platform

送入 ZYNQ7100 FPGA 基带板完成数字滤波、数字解调等处理。本实验对比分析了单一抗干扰方法与结合镜像干扰抑制的联合抗干扰方法在软件接收机中的捕获跟踪性能,如图 13 所示。当采用单一抗干扰方法时,导航接收机只能捕获到 4 颗卫星;当采用结合镜像干扰抑制的联合抗干扰方法时,能够完整捕获到 8 颗卫星。实验结果表明,采用基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制策略能显著增强导航接收机的抗干扰能力,这一结论证实了前期的理论分析与仿真结果。

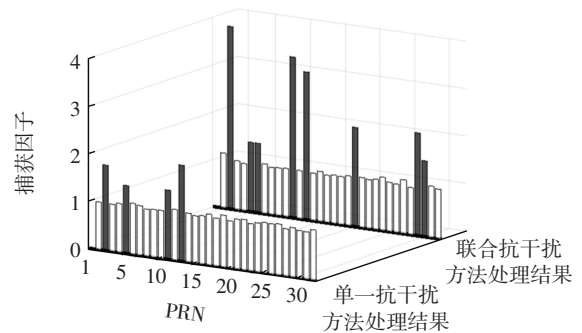


图 13 单一与联合抗干扰方法下捕获跟踪结果对比

Fig.13 Acquisition and tracking results versus satellite PRN number: standalone vs. combined anti-jamming methods

## 6 结语

本文系统分析了零中频架构导航接收机中 I/Q 失配导致镜像干扰产生的机理,并评估了其对空时最小功率抗干扰算法的性能劣化影响。为此,本文提出了将基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制与空时最小功率抗干扰算法相结合的联合处理方案。实验结果表明,该联合抗干扰方法的性能显著优于单一的空时最小功率抗干扰算法:在强干扰下,联合抗干扰方法能将可跟踪卫星数维持在 5 颗以上,并将 PRN20 卫星的输出载噪比稳定在 46 dB·Hz 以上,而单一抗干扰方法在上述指标上均出现严重恶化。这一性能优势

直接证明了本文所提出的基于复解析带通滤波器的镜像干扰抑制方法的有效性。本研究为零中频架构导航接收机的性能提升提供了新思路, 对高可靠导航接收机的设计具有参考价值。

### 参考文献:

- [1] ZHANG M S, ZHANG L X, XU Q B, et al. Analysis of anti-interference performance of navigation signal based on FH-BOC modulation system[C]//2021 IEEE International Conference on Advances in Electrical Engineering and Computer Applications (AEECA), August 27-28, 2021, Dalian, China. IEEE, 2021: 693-697.
- [2] 郭海玉, 刘小汇, 鲁祖坤, 等. 脉冲和窄带混合干扰对卫星导航终端抗干扰的影响分析[J]. 信号处理, 2022, 38(6): 1284-1292.
- [3] ZHOU Q, ZHENG H, WU X B, et al. Fractional Fourier transform-based radio frequency interference suppression for high-frequency surface wave radar[J]. Remote Sensing, 2020, 12(1): 75.
- [4] HRBEK S J, SHIVARAMAIAH N C, AKOS D M. Filtering and quantization effects on GNSS successive interference cancellation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(2): 924-936.
- [5] LI W D, TANG C, VISHWAKARMA S, et al. Design of high-speed software defined radar with GPU accelerator[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(7): 1083-1094.
- [6] YAGOUR R, BENAÏSSA M, BENADDA B. Nearby carrier detection based on low cost RTL-SDR front end[J]. Wireless Personal Communications, 2019, 108(4): 2341-2358.
- [7] GUTIERREZ D, GIMENEZ F, ZERBINI C, et al. Measurement of 4G LTE cells with SDR technology[J]. IEEE Latin America Transactions, 2020, 18(2): 206-213.
- [8] PECCARELLI N, FULTON C. Adaptive nonlinear equalization of a tunable bandpass filter[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(2): 149-151.
- [9] OBRIEN A J, GUPTA I J. Mitigation of adaptive antenna induced bias errors in GNSS receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 524-538.
- [10] LV Q S, QIN H L. General method to mitigate the continuous wave interference and narrowband interference for GNSS receivers[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(9): 1430-1435.
- [11] 吴仁彪, 王文益, 卢丹, 等. 卫星导航自适应抗干扰技术[M]. 北京: 科学出版社, 2015: 17-32.
- [12] WANG H, XU F Y. A wideband RF receiving front-end design based on AD9371[C]//2019 3rd International Conference on Electronic Information Technology and Computer Engineering (EITCE), October 18-20, 2019, Xiamen, China. IEEE, 2019: 1319-1324.
- [13] DA SILVA E P, ZIBAR D. Widely linear equalization for IQ imbalance and skew compensation in optical-coherent receivers[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(15): 3577-3586.
- [14] DENG J H, LEE C F, KU M L, et al. Self-calibration of joint RF impairments in a loopback wideband transceiver[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45607-45617.
- [15] 吕方明. IQ 不平衡在 OFDM 系统中的补偿算法研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
- [16] 姚亚峰, 陈怡铭, 周群群, 等. 改进的统计特性 IQ 不平衡校正算法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2021, 49(11): 12-16.
- [17] 王森, 王雪, 霍翔, 等. 卫星载荷 IQ 失真对导航信号的影响分析[J]. 计算机仿真, 2021, 38(10): 82-93.
- [18] GU C F, LAW C L, WU W. Time domain IQ imbalance compensation for wideband wireless systems[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(6): 539-541.
- [19] WAN Y D, CHEN F Q, NIE J W, et al. Optimum reference element selection for GNSS power inversion adaptive arrays[J]. Electronics Letters, 2016, 52(20): 1723-1725.
- [20] 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: 275-318.
- [21] 王红举. 窄带零中频接收机 IQ 不平衡校准技术研究[J]. 现代导航, 2018, 9(2): 114-118.
- [22] ZHANG Q, YANG Y F, GUO C J, et al. Algorithms for blind separation and estimation of transmitter and receiver IQ imbalances[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(10): 2201-2208.
- [23] LEE H J, CHOI D S, CHOI Y S, et al. Design of miniaturized 5-elements array GPS microstrip antenna for anti-jamming[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2022, 64(5): 918-925.
- [24] YANG X, WANG F X, LIU W X, et al. A new blind anti-jamming algorithm based on a novel antenna array design[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(10): 1616-1626.
- [25] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 236.

(责任编辑: 刘智勇)