

# 基于单比特 FFT 的 Ka 频段测控系统抗干扰方法

谭志鹏, 金松坡, 刘宇, 王鹏毅

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

**摘要:** 天基信息是获取战场情报的重要来源, 为了保证数据快速落地, 地面测控设备正朝着机动化、小型化方向发展; 针对 Ka 频段测控系统抗窄带干扰消耗资源大、运算复杂的问题, 提出一种基于单比特运算的抗干扰算法; 首先, 该算法采用单比特量化采样和单比特 FFT 运算, 减小了 FFT 过程中运算量; 其次, 该算法对运算过程中的旋转因子进行量化投影, 进一步简化了单比特 FFT 的运算过程, 使算法可以通过单比特数加减运算实现; 最后, 时频联合进行处理, 根据干扰频点和强度确定适合的陷波器消除干扰; 通过性能仿真和样机验证, 证明该算法与传统频域抗干扰算法相比, 在保证抗干扰性能的同时, 硬件资源消耗量大幅减少, 有效减少了抗干扰过程的资源消耗和运算复杂度。

**关键词:** Ka 频段; 时频结合; 噪声加扰; 单比特 FFT; 旋转因子量化

## Anti-interference Method for Ka-band TT&C System Based on Single-bit FFT

TAN Zhipeng, JIN Songpo, LIU Yu, WANG Pengyi

(The 54<sup>th</sup> Research Institute of China Electronics Technology Group Corp., Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** Space-based information is an important source for obtaining battlefield intelligence. To ensure rapid data delivery, ground tracking and control equipment is developing towards motorization and miniaturization. In response to the high resource consumption and complex computations of Ka-band tracking and control systems in resisting narrowband interference, an anti-interference algorithm based on single-bit operations is proposed. Firstly, this algorithm employs single-bit quantization sampling and single-bit FFT operations, reducing computational complexity during FFT process. Secondly, it quantifies the projection of rotation factors during operation process, further simplifying single-bit FFT operation, and implementing the algorithm through addition and subtraction of single-bit. Finally, this algorithm performs time-frequency domain joint processing, and determines appropriate notch filter based on interference frequency and intensity to eliminate interference. Through performance simulation and prototype verification, it is demonstrated that compared with traditional frequency-domain anti-interference algorithms, this algorithm significantly reduces hardware resource consumption while maintaining anti-interference performance, effectively reducing resource consumption and computational complexity during anti-interference process.

**Keywords:** Ka-band; time-frequency combination; noise scrambling; single-bit FFT; rotation factor quantization

## 0 引言

随着我国测控技术的持续进步, 测控体制日益丰富多样。标准、相关扩频、非相干扩频、测控数传一体化以及扩跳频测控体制等多种体制接连涌现。近年来, 鉴于航天任务复杂度的提升以及外部电磁环境的日益复杂, 对航天器和地面测控站的抗干扰能力提出了更为严苛的要求<sup>[1-3]</sup>。而扩跳频测控体制凭借其抗干扰性能, 正逐步在航天器和地面相关设备中得到广泛应用, 为我

国航天测控事业的稳定发展提供了有力保障。另一方面, S 频段测控系统带宽仅有 100 MHz, 极易被干扰, 为了提高地面系统的抗干扰能力, 增加可用频谱资源, 测控系统陆续从 S 频段扩展到至 Ka 频段, 测控带宽扩展到 400 MHz 或更高, 根据奈奎斯特采样定理, 接收端需要提高采样率以避免出现频谱混叠, 因此接收端需要处理的数据速率大幅提高<sup>[4-7]</sup>, 导致信号处理过程需要的硬件资源变多, 不得不扩大设备体积。为了更好地

收稿日期: 2025-01-20; 修回日期: 2025-02-13。

基金项目: 国家自然科学基金(U22B200288)。

作者简介: 谭志鹏(1999-), 男, 硕士。

通讯作者: 王鹏毅(1968-), 男, 博士, 研究员。

引用格式: 谭志鹏, 金松坡, 刘宇, 等. 基于单比特 FFT 的 Ka 频段测控系统抗干扰方法[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(4):

57-66.

契合机动化作战的灵活、便携的要求,需要更加高效的信号处理算法,减少硬件资源消耗。基于此,本文针对 Ka 频段测控系统,提出了一种基于单比特 FFT 的抗干扰算法,降低了接收端抗窄带干扰过程的运算复杂度,减少了硬件资源消耗。

目前有许多研究者针对扩频系统的抗干扰技术展开研究。抗窄带干扰方法可分为时域抗干扰和频域抗干扰<sup>[8]</sup>。

时域抗干扰方法通常可分为非自适应抗干扰方法和自适应抗干扰方法。时域非自适应抗干扰方法即在时域,用固定的滤波器对接收信号进行处理,滤波器参数固定,针对固定频点进行处理,消除对应频点的窄带干扰信号,其优点在于对干扰频点已知的抗干扰效果较好,缺点为无法处理干扰频点未知的干扰信号。因 Ka 频段测控系统带宽较大,且干扰信息未知,难以采用该方法。时域自适应抗干扰方法的原理是通过实时调整滤波器的权值系数,在时域上形成对干扰信号的陷波效果,保留扩频信号,消除窄带干扰信号。目前最常用的自适应抗干扰算法是基于最小均方误差(LMS, least mean squares)的自适应滤波算法,即实时调整滤波器系数,最小化滤波器输出信号和期望信号的均方误差,从而抑制干扰信号。具体实现方式为首先选择步长因子,初始化滤波器系数。将接收信号进行滤波处理,然后计算误差信号,误差信号使用参考信号与滤波器的输出相减,根据误差和步长因子更新滤波器权值,直到信号均方误差趋于稳定。时域自适应抗干扰方法的优点在于具有自适应性,抗时变窄带干扰效果较好,缺点在于其收敛速度较慢,步长因子较小时,收敛时间长,步长因子较大时容易出现震荡,难以趋于稳定。应用于 Ka 频段测控系统时,因信号带宽较大,采样率提高,数据速率大幅提升,实时计算误差的运算量较大,难以进行实时处理;另外,当干扰功率远大于有用信号时,滤波器可能出现失锁,无法趋于稳定。

频域抗干扰是目前工程中使用最为广泛的抗窄带干扰算法,其原理为扩频系统的传输信号经过伪随机序列扩频后,频谱展宽,呈现类似噪声的特性,频谱平坦。而窄带干扰信号能量集中于某些频点,因此频谱显示为尖峰。所以可以根据其频谱特性在频域识别干扰并抑制干扰分量。频域抗干扰方法应用于 Ka 频段测控系统的流程:对接收信号进行加窗处理,减少频谱泄露,对信号进行 FFT 变化,将信号变换至频域,在频域通过门限检测识别窄带干扰,抑制窄带干扰,最后将处理后的频域信号通过 IFFT 变换转换回时域。其优点为原理简单,且能准确定位窄带干扰并进行处理。运用于 Ka 频段,带宽成倍提升,采样率提升,信号速率大幅提升,为实现实时高速率信号变换,就需要引入并行化 FFT 处理,

用数量交换处理速率,通过多路低速 FFT 变换替代单路高速 FFT 变换,因此运算量较大,硬件消耗较大。

文献[9]根据传输信号和干扰信号的各自的自相关特性不同的特点进行抗干扰。传输信号通过直接序列扩频,与伪码相乘扩展了带宽,信号呈现伪随机性,样本值的相关性较弱,较难预测;而窄带干扰信号带宽小,窄带干扰信号中传输的信息量小,样本的相关性较强,根据传输信号和窄带干扰信号自相关性的不同消除窄带干扰信号。但自适应 LMS 抗干扰算法存在运算量大,收敛速度较慢的问题。

文献[10]将频段分割为多个均匀子带计算各子带的功率值,将子带功率值排序,对一定数量的子带进行陷波处理,具有较好的抗干扰效果。但该算法想要更好的抗干扰效果就需要增大子带数量,当扩频系统应用于 Ka 频段时,带宽大幅提升,子带数量成倍增加,需要的运算量大幅提升。

文献[11-12]在传统频域抗干扰算法的基础上进行改进,使用两种变换域算法抑制扩频通信系统中的干扰,仿真验证两种算法可以对多种窄带干扰有较好的抑制效果。但变换域抗干扰算法存在着运算量较大的问题,变换域抗干扰算法需要在变换域对干扰信号进行处理,完成抗干扰处理后仍需要进行逆变换,将信号还原至时域,当测控系统工作在 Ka 频段时,信号速率大幅提升,运算量较大,硬件消耗较大。

综上可知,现有 Ka 频段扩跳频测控系统抗干扰模块设计存在以下问题:

- 1) 时域自适应滤波处理需要多次循环进行收敛,耗时较长,效率较低,且计算较为复杂。
- 2) 频域陷波抗窄带干扰方法工作在 Ka 频段时,带宽成倍提升,采样率提升,数据速率成倍提升。因此需要并行化处理,用同时处理数量换取处理速度,消耗大量资源。
- 3) 频域陷波方法消除干扰需要在频域进行,为此需要对信号进行完整的 FFT 和 IFFT 变换,多点 FFT 运算和旋转因子运算会增加数据位数,增大处理过程运算量。

针对以上问题,从工程应用的角度出发,本文提出一种基于单比特 FFT 的抗干扰方法,可以实现高效率抗窄带干扰,同时减少硬件资源消耗,主要贡献点在于:

- 1) 采用单比特 FFT 估计信号频谱,确定干扰频点,将数据量化为 1 比特,在保证估计出干扰频点的基础上大幅简化运算过程。
- 2) 针对单比特 FFT 会出现杂波干扰的问题,在估计频谱的过程中进行加扰,将奇次谐波进行“白化”处理,消除影响。

3) 在对输入数据单比特量化的基础上, 对旋转因子进行量化, 消除单比特 FFT 运算中的乘法操作, 仅通过加法减法实现。

4) 将干扰检测和消除干扰, 两个部分独立, 当检测到无干扰信号时, 跳过消除干扰步骤, 减少资源消耗。

### 1 系统模型

为了增强测控系统的抗干扰能力, 通常在发射端对信号进行扩频处理。伪随机序列是实现频谱扩展的核心技术, 伪随机序列具有类似随机噪声的统计特性, 可通过特定算法或硬件 (如线性反馈移位寄存器) 重复生成。信号呈伪随机性, 但完全由初始状态和生成算法决定, 可预测且可重复。另外, 其具有尖锐的自相关性, 在同步时自相关值极高, 非同步时接近零, 便于信号同步和检测。设  $d(t)$  为需要传输的信号, 信号发射端, 将需要传输的信号与伪随机序列相乘, 可得:

$$r(t) = pn(t)d(t) \quad (1)$$

其中:  $pn(t)$  为伪码序列。伪随机信号  $pn(t)$  经过傅立叶变换后, 其功率谱密度函数为辛格函数的平方:

$$\text{sinc}^2(f_c) = \left(\frac{\sin(f_c)}{f_c}\right)^2 \quad (2)$$

在扩频通信中, 信号的带宽定义为主瓣在频谱中的宽度, 此函数主瓣带宽为  $2/T_c$ , 即  $2R_c$ , 其中  $T_c$  为伪随机序列的宽度,  $R_c$  为伪随机序列的速率, 伪随机序列的速率远大于传输信号速率  $R_d$ 。所以经过扩频处理后的信号带宽由  $2R_d$  变为  $2R_c$ , 带宽大幅扩展。

扩展后的序列再去调制载波, 将信号搬到载频上去。调制后的信号  $s(t)$  为:

$$s(t) = d(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

式中,  $f_c$  为发射载波频率为载波频率。接收端经天线选择放大、混频后得到发射信号, 发射信号经过信道传输, 到达接收端。

压制干扰分为窄带瞄准干扰和宽带阻塞干扰, 其中窄带单音干扰由于干扰效率高且实现简单, 成为目前针对测控系统最常用的干扰手段<sup>[13-14]</sup>。故本文针对单音干扰展开研究, 单音干扰的模型可以表示为:

$$J_i(t) = \cos(2\pi f_i t + \varphi) \quad (4)$$

从单音干扰表达式可以看出, 单音干扰即为单频率正弦信号, 其频谱能量集中在干扰频点上, 呈现尖峰的特征。在信号传输过程中受到窄带干扰时, 接收信号通常表示为:

$$r(t) = A \cdot pn(t)d(t)c(t)\cos[2\pi(f_c + f_d)t] + B \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi) + n_0(t) \quad (5)$$

其中:  $A$  为接收信号的幅度,  $\cos[2\pi(f_c + f_d)t]$  为存在多普勒频偏的载波信号, 式中  $f_c$  为发射载波频率,  $f_d$  为传输过程中产生的多普勒频域量,  $B$  为单音干扰的幅度,  $\cos(2\pi(f_i t + \varphi))$  为接收到的干音干扰信

号,  $f_i$  为单音干扰初始频率,  $\varphi$  为单音干扰相位,  $n_0(t)$  为高斯白噪声。

接收端完成捕获跟踪过程后产生与发端同相位的伪随机序列进行解扩过程。解扩过程和扩频过程相同, 用本地伪随机序列与接收到的信号相乘, 根据伪随机序列的自相关性可得:

$$r(t) \cdot pn(t) = A \cdot d(t)c(t)\cos[2\pi(f_c + f_d)t] + B \cdot pn(t)\cos(2\pi f_i t + \varphi) + n_0(t) \quad (6)$$

接收端经过解扩过程后, 窄带干扰的频带宽度由单个频点扩展到  $2R_c$ , 扩展到 2 倍伪随机序列速率, 进行了一次扩频操作。后续再通过载波中心频率的低通滤波器, 即可提取载波信号, 而干扰信号被伪随机序列展宽, 仅有部分能量通过了低通滤波器, 从而减小干扰信号对传输信号频谱的影响。但扩频系统本身存在抗干扰容限, 即在保证正常工作的条件下所能承受的最大干扰强度, 这一参数与扩频系统的扩频增益有关, 扩频增益越大, 系统的抗窄带干扰能力越强。直接序列扩频的扩频增益由扩频码伪码序列的长度决定。

本文研究的扩跳频系统则是在直接序列扩频的基础上, 进行伪码扩频后, 根据跳频图案, 选择不同的载波频率, 使不同时刻载波频率发生跳变, 通过展宽工作频段“躲避”干扰信号, 减少干扰信号影响。

在实际工程中, 当窄带干扰超出扩频系统的干扰容限时, 就会影响系统的捕获跟踪过程, 使捕获过程出现虚警, 使载波跟踪过程出现失锁, 影响解扩解跳过程, 造成误码。因此需要设计额外的抗干扰模块对接收信号进行处理。

为与本文提出的基于单比特运算的抗干扰算法进行对比, 先讨论目前扩频测控系统中应用较为广泛的频域陷波抗干扰算法。频域陷波算法因为效率较高, 原理简单, 因此在扩频测控系统中应用广泛。频域陷波算法的原理是使用 FFT 变换将接收信号变换至频域, 在频域对干扰信号进行处理, Ka 频段频域抗窄带干扰算法如图 1 所示。

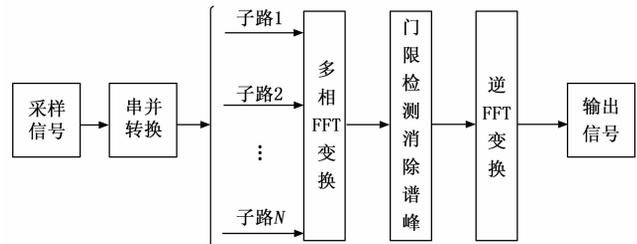


图 1 Ka 频段频域抗窄带干扰算法

频域抗窄带干扰的原理: 扩频系统传输信号经过直接序列扩频后, 频谱被展宽, 当信号经过加性高斯白噪声信道时, 接收端接收到的信号强度远小于白噪声强度, 传输信号的频谱是淹没在噪声频谱中, 所以接收端

接收到的传输信号频谱呈现高斯白噪声频谱的性质。当系统受到窄带干扰时,接收信号可以近似表示为噪声信号和单音干扰之和:

$$r(t) = B \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi) + n_0(t) \quad (7)$$

窄带干扰强度  $B$  远大于传输信号和噪声信号强度,因此信号频谱呈现白噪声和尖峰叠加的特征。基于以上原理, Ka 频段抗干扰算法流程如下:

- 1) 对 AD 采样后的信号进行串并转换,因 Ka 频段信号速率大,故需要引入并行化处理;
- 2) 对串并转换后得到的多路数据进行多相 FFT 变换,通过多路低速 FFT 运算替代单路高速 FFT 运算;
- 3) 获得信号频谱后,设定干扰门限,通过门限检测出干扰频点,消除干扰;
- 4) 对信号进行 IFFT 变换,将信号还原至时域,输出信号。

本文研究的接收信号为中频信号 1.2 GHz,采样率 1.6 GHz,数据带宽 400 MHz。接收信号经过采样后首先进行下变频处理,经过混频滤波处理后, IQ 两路等效数据速率为 800 MHz。因为 FPGA 无法直接对数据速率为 800 MHz 的信号进行 FFT 变换,因此需要进行并行化处理,经过串并转换,将串行信号转化为 16 个子路信号,进行多相 FFT 变换,因此需要消耗大量硬件资源;另外,当接收信号未受到干扰时,频域抗干扰算法经过并行 FFT 变换后,仍需要通过 IFFT 运算将信号还原至时域,会消耗大量运算量。

针对上述问题,为减少资源消耗,本文提出一种时频联合的基于单比特 FFT 的 Ka 频段抗窄带干扰算法,流程如图 2 所示。

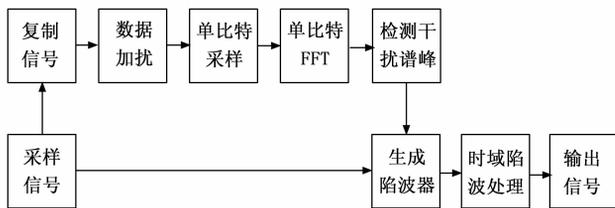


图 2 基于单比特 FFT 的 Ka 频段抗窄带干扰算法

算法流程:

- 1) 首先复制 AD 采样后的信号用于估计干扰频谱;
- 2) 对复制信号进行数据加扰,在复制信号中添加“扰动”,消除单比特采样引入的干扰谐波;
- 3) 对加扰后的数据进行单比特采样,即直接提取数据的最高位,符号位,用于后续运算;
- 4) 对提取的单比特数据进行单比特 FFT 变换,对 FFT 运算过程中的旋转因子进行投影量化,进一步简化运算;
- 5) 设定干扰门限,对干扰谱峰进行检测,确定干扰强度和干扰频点;

6) 如果检测出存在干扰信号,则根据干扰强度和干扰频点选择陷波器的中心频率和阻带最小衰减,用陷波器对原始采样信号进行陷波处理;如果检测到无干扰信号,则直接输出原始采样信号。

## 2 核心算法设计

### 2.1 单比特运算算法

信号带宽提升,为了满足奈奎斯特采样定理,采样率提升,数据速率大幅提升。同时,为了减小 AD 采样带来的量化误差,需要尽可能提高 AD 采样位数,本文研究的测控系统采用 16 位 AD 采样。在传统抗干扰算法中,为了估计干扰信号频谱,需要对高速率 16 位采样数据进行 FFT 变换和 IFFT 变换,占用大量硬件资源。故本文针对频谱检测过程进行创新,通过单比特 FFT 实现干扰检测过程。

对接收信号进行  $N$  点离散傅里叶变换公式:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{*k} \quad (8)$$

$$0 \leq k \leq N-1$$

$$W_N^{*k} = e^{-j \frac{2\pi}{N} nk}$$

其中:  $x[n]$  为输入信号,  $W_N^{*k}$  为旋转因子。传统 DFT 的运算量主要集中在输入信号与旋转因子的复数相乘和复数加法,  $N$  点传统 DFT 需要进行  $N^2$  次复数乘法,以及  $N(N-1)$  次复数加法,AD 采样的量化位数越高,需要的运算量就越多。因此,本文通过单比特采样大幅简化运算,单比特采样过程即提取 AD 采样后数据的符号位:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (9)$$

对一个单音干扰信号进行单比特量化,可以表示为:

$$J_{1\text{bit}} = \text{sign}[\cos(2\pi f_i t + \varphi)] \quad (10)$$

其中:  $J_{1\text{bit}}$  表示经过单比特采样的单音干扰信号,  $f_i$  为单音干扰中心频率,  $\varphi$  为单音干扰相位。从式 (6) 可以看出,单音信号经过单比特量化后变成了一个方波信号,将方波按照傅里叶级数展开:

$$J_{1\text{bit}} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \cos[(2n-1) \cdot 2\pi f_i t + \varphi] \quad (11)$$

将单比特量化后得到的方波信号与原始单音信号相比,单比特量化后的信号出现了奇次谐波信号,这些杂散信号是原本信号中不存在的,之所以会产生这些杂散信号是由于单比特量化过程省略了信号的幅度信息。当存在多个干扰信号时,杂散信号谱峰叠加,可能会影响干扰信号的谱峰检测。

针对上述单比特量化存在的不足,本文加以改进,提出增加扰动的单比特量化法。

首先对单比特量化过程进行研究,单比特量化过程省略了信号的幅度信息,对于一个采样值大于 0 的采样

点, 无论其幅度大或小, 都被量化为相同的值 +1, 使得对频谱贡献较小的小幅度采样点的贡献被放大, 因此出现了奇次谐波分量。而在单比特 FFT 过程中期望得到的主信号分量, 即干扰谱峰, 由大幅度采样点在单比特量化中贡献<sup>[15-18]</sup>。

因此想要从频谱中检测出干扰谱峰, 消除杂散分量, 就需要在保留大幅度采样点的同时, 削弱幅度值较小的采样点对频谱的贡献。

对单音干扰信号  $J$  加上高斯白噪声信号  $G(t)$  进行单比特量化, 假设某时刻  $t_0$  信号量化结果为 +1, 则需要满足:

$$J(t_0) + G(t_0) = \cos(2\pi f t_0 + \varphi) + G(t_0) \geq 0 \quad (12)$$

其中:  $G(a)$  为均值为 0, 方差为  $\sigma$  的高斯白噪声信号,  $J(t_0)$  为  $t_0$  时刻单音干扰信号取值,  $G(t_0)$  为  $t_0$  时刻高斯白噪声信号取值。此时, 信号被量化为 +1 的概率为:

$$p_{+1} = p[G(t_0) \geq -J(t_0)] = \int_{-J(t_0)}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-a^2/2\sigma^2} da \quad (13)$$

由上式可知, 信号被量化为 +1 的概率与  $J(t_0)$  正相关, 即  $t_0$  时刻干扰信号取值越大, 被量化为 +1 的概率越大, 因单比特量化信号取值只有 +1 和 -1, 所以信号被量化为 -1 的概率为:

$$p_{-1} = 1 - p_{+1} = \int_{J(t_0)}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-a^2/2\sigma^2} da \quad (14)$$

由式 (9) 和 (10) 可知, 叠加高斯白噪声后, 单比特量化的结果与单音信号当前取值大小有关。当前时刻单音信号取值越大, 被量化为 +1 的概率越大; 当前时刻单音信号取值越小, 被量化为 +1 的概率就越小。从而保证信号主分量受影响较小的同时减少奇次谐波分量。

下面通过实验对算法进行了验证, 在本文研究的扩频系统下, 对传输信号施加两个中心频率落在信号传输频带内的单音干扰信号, 干信比分别为 85 dB 和 80 dB, 对信号进行单比特采样后进行 FFT 变换, 图 3 为传统单比特采样频谱图, 图 4 为加扰单比特采样频谱图。

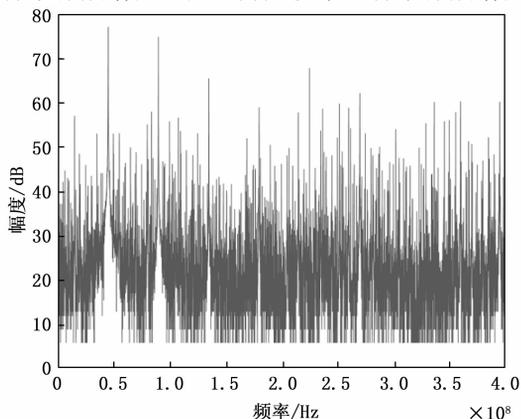


图 3 传统单比特采样频谱

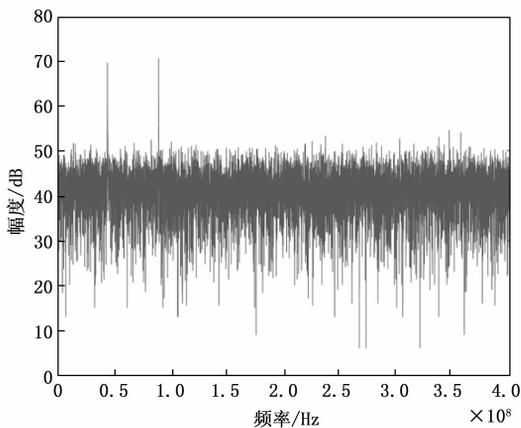


图 4 加扰单比特采样频谱

由图 3 可知, 传统单比特采样算法使信号出现许多杂散, 影响干扰谱峰检测。由图 4 可知, 采用基于加扰的单比特采样可以较好地检测出干扰谱峰, 谱峰下降约 7 dB, 与 FFT 过程相比, 大幅减少了运算量。

在工程实现中, 首先复制一份采样信号用于干扰检测, 然后将高斯白噪声信号与复制的采样信号相加。下面详细介绍加扰操作的参数选择, 因当受到单音干扰时, 单音干扰信号能量占接收信号主要成分, 在本文研究的测控系统中, 单音干扰和传输信号的干信比可达到 70 dB, 此时接收信号中干扰信号能量占主要成分。另外, 由于测控系统工作环境复杂, 当受到干扰信号影响时, 接收信号电压范围可能超过模数转换器的最大量化范围, 因此通常需要设计自动增益控制模块, 当接收信号过强时, 降低信号增益, 防止信号超过 ADC 量化范围, 避免出现量化失真。自动增益控制采用闭环控制, 实时调整增益, 以保持信号幅度的稳定。因此扰动信号的功率应根据 AGC 的输出决定。通过实验验证, 当接收信号受到干扰时, 经过自动增益控制, 设定扰动信号功率小于自动增益控制 30 dB 即可获得较好的检测效果。

扰动信号即高斯白噪声信号, 可根据中心极限定理生成。中心极限定理指出, 当独立随机变量的数量足够大时, 这些变量的和的分布会趋近于正态分布, 无论这些随机变量本身的分布如何。可以根据该定理, 通过 FPGA 生成高斯白噪声, 流程如下: 首先通过线型移位寄存器生成均匀分布的随机数; 通过累加模块将生成的随机数求和; 对累加结果进行归一化处理, 即可得到高斯分布的随机数。根据高斯分布函数特性, 用系数乘以随机信号, 即可调整扰动信号功率, 获得符合要求的均值为 0 的高斯白噪声信号。另一方面, 可以通过 DSP 生成高斯白噪声信号, 预存在 FPGA 中, 然后提取加扰后信号的存储器符号位, 用于 FFT 运算。

## 2.2 旋转因子量化

FFT 运算过程中, 旋转因子与数据相乘需要进行

复数相乘，会造成大量运算量，且在运算过程中，经过相乘和求和，数据位长度会进一步提升，需要消耗更多资源。计算旋转因子本身需要进行三角函数运算，消耗一部分硬件资源。本文提出对 FFT 运算过程中的旋转因子进行映射量化，使用量化的旋转因子代替原值，进一步简化 FFT 运算过程。

旋转因子是一个复数，它可以看作是复平面单位圆上均匀分布的点，用于在频域上进行旋转操作<sup>[19-21]</sup>。

当 FFT 点数较多时，旋转因子的运算和存储需要消耗大量资源。为了进一步简化计算，省略 FFT 过程中的三角函数计算，本文针对旋转因子进行映射量化。

8 点量化，即将复平面上的单位圆过原点均匀分成 8 块，在同一块区域的旋转因子用一个相同的值代替，公式表示为：

$$W_N^{nk} = \begin{cases} 1 & -\pi/8 \leq \omega n < \pi/8 \\ 1+j & \pi/8 \leq \omega n < 3\pi/8 \\ j & 3\pi/8 \leq \omega n < 5\pi/8 \\ -1+j & 5\pi/8 \leq \omega n < 7\pi/8 \\ -1 & 7\pi/8 \leq \omega n < 9\pi/8 \\ -1-j & 9\pi/8 \leq \omega n < 11\pi/8 \\ -j & 11\pi/8 \leq \omega n < 13\pi/8 \\ 1-j & 13\pi/8 \leq \omega n < 15\pi/8 \end{cases} \quad (15)$$

其中：

$$\begin{aligned} W_N^{nk} &= e^{-j\omega n} \\ \omega &= 2\pi k/N \end{aligned} \quad (16)$$

式中，所有角度在  $-\pi/8 \leq \theta < \pi/8$  之间的旋转因子，用同一个基点值 1 替代。所有角度在  $\pi/8 \leq \theta < 3\pi/8$  之间的旋转因子，用同一个基点值  $1+j$  替代，其他基点同理。

量化后的旋转因子是周期为  $2\pi$  的复共轭函数，将旋转因子  $W_N^{nk}$  进行傅里叶级数展开：

$$W_N^{nk} = \sum_{n=0}^{N-1} a_p e^{-jpn} \quad (17)$$

其中： $a_p$  为实数，将  $a_p$  展开可得：

$$a_p = \begin{cases} \frac{(-1)^p}{p} \frac{\sin(\pi/M)}{\pi/M} & p = 1 + rM \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (18)$$

其中： $a_p$  为实数， $M$  为旋转因子的量化点数，代入式 (17)，可得到经过旋转因子量化的傅里叶变换结果：

$$X[k] = \sum_{p=0}^{N-1} a_p \left[ \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jpnk2\pi/N} \right] \quad (19)$$

将上式与旋转因子未量化 FFT 结果对比可知：旋转因子量化不会影响信号主频率估计，仍能从旋转因子量化后的结果中得到原信号的频谱成分 ( $p=1$ )，仅幅度出现了衰减，当旋转因子进行 8 点量化时，主频率成

分降低为量化前的 0.974 5；除此之外，式中还包含很多谐波成分 ( $p \neq 1$ )，由式可知， $|\alpha_1| \gg |\alpha_p|$ ，且本文提出的单比特算法对信号增加了抖动，会使谐波分量大幅衰减。所以，旋转因子量化过程不会影响主频率成分，即干扰信号的频谱估计。

本文对旋转因子量化过程进行了仿真验证，跳频信号施加单音干扰，信道为加性高斯白噪声信道，经过单比特量化和旋转因子量化后的频谱如图 5 所示，和对未处理原始数据直接进行 FFT 变换的频谱如图 6 所示。

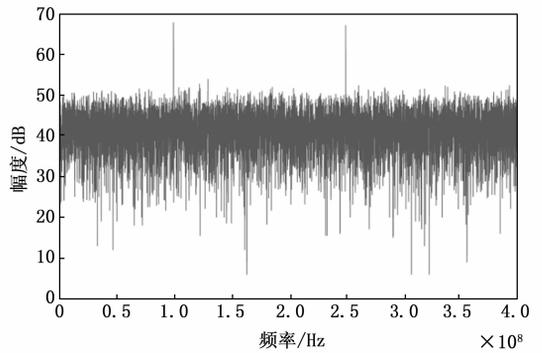


图 5 单比特量化加转因子量化频谱

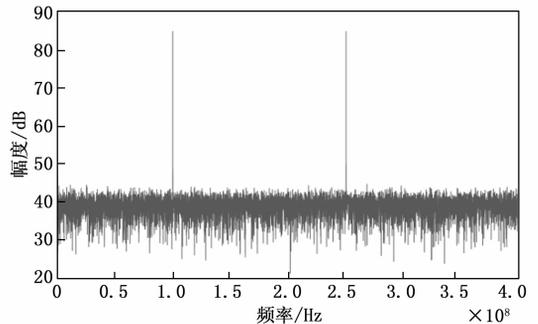


图 6 传统 FFT 变换频谱

通过对比图 5 和图 6 可知，旋转因子量化过程不会影响干扰谱峰的检测，与原始 FFT 变换相比，单比特 FFT 确定的频点位置存在 0.02 MHz 频偏。

### 2.3 干扰检测

得到信号频谱后，接下来就要检测干扰，本文通过门限检测的方法确定干扰频点。

因为测控信号经过直接序列扩频后功率很小，所以当接收端接收到信号时，传输信号几乎完全淹没在高斯白噪声中。在接收端经过下变频处理，再经过低通滤波，高斯白噪声转变为窄带高斯白噪声。当信号受到单音干扰，且单音干扰中心频率落在低通滤波器通带范围内时，信号模型可以近似看作是高斯白噪声和单音干扰之和。对信号进行单比特 FFT 变换后，通过设置检测门限对各点谱线值进行判决。干扰检测流程如图 7 所示。

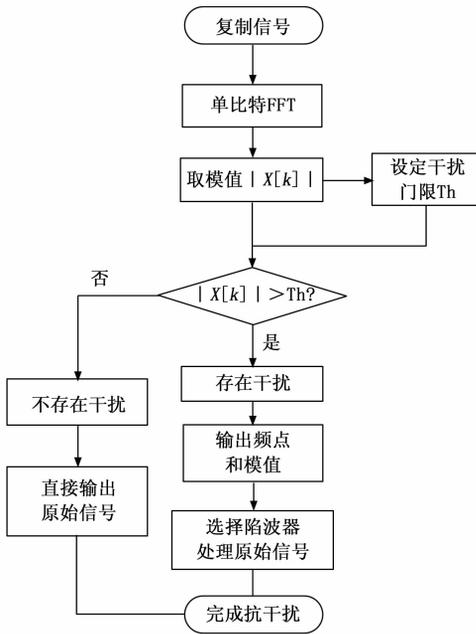


图 7 干扰检测流程

干扰检测流程:

- 1) 首先复制 AD 采样后的信号用于估计干扰频谱。
- 2) 对复制信号进行单比特量化, 对复制信号进行加扰, 叠加高斯白噪声, 进行旋转因子量化的 FFT 变换, 估计信号频谱。
- 3) 通过单比特 FFT 变换后, 对信号进行取模操作, 取模方法如式 (20) 所示:

$$|X[k]| = \sqrt{\text{Re}[X(k)]^2 + \text{Im}[X(k)]^2} \quad (20)$$

式中,  $\text{Re}[\cdot]$  表示取信号实部,  $\text{Im}[\cdot]$  表示取信号虚部。

- 4) 对信号取模后, 下一步需要设定干扰门限, 为了尽量避免出现误判干扰的情况, 门限值应根据接收信号的统计特性生成, 将所有谱线 20 根为一组分组, 计算其均值:

$$A_i = \sum_{j=0}^{19} \frac{X[20i+j]}{10}, 0 \leq i \quad (21)$$

将所有均值进行比较, 选择最小值乘以系数  $\mu$  作为门限值,  $\mu$  根据系统工作信道白噪声功率谱密度设定。

- 5) 将所有谱线与干扰门限比较, 设定干扰门限, 对干扰谱峰进行检测, 确定干扰强度和干扰频点。

- 6) 如果检测出存在干扰信号, 则根据干扰强度和干扰频点选择陷波器的中心频率和阻带最小衰减, 用陷波器对原始采样信号进行陷波处理; 如果检测到无干扰信号, 则直接输出原始采样信号, 完成抗干扰处理。

其中关于干扰门限的设置还可以进一步改进, 为了减少门限检测中可能出现的虚警问题, 提高干扰检测的准确率, 可以采用双门限法。双门限法的检测流程

如下:

- 1) 首先对单比特 FFT 的结果进行取模处理, 寻找频谱中的最大值, 确定最大干扰谱峰。

- 2) 将干扰谱峰与第一个阈值进行比较, 第一个门限的取值方法如式 (22)。若干扰谱峰超过第一个门限, 则根据干扰谱峰的强度设置第二门限:

$$Th_2 = r \times \text{Max}[|X(k)|] \quad (22)$$

其中:  $r$  为介于 0~1 之间的一个比例值。

- 3) 将峰值附近的模值置零, 从而消除主频率成分的干扰。

通过仿真验证, 当  $r$  取 0.5~0.6 之间时, 可以有效降低虚警概率, 提高干扰检测概率。采用该方案可以有效地检测多个幅度相似的干扰。完成干扰检测过程后, 就需要生成对应陷波器消除干扰。图 8 为生成陷波器流程图。

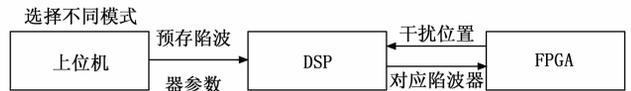


图 8 生成陷波器流程

在接收机开始工作之前, 首先用上位机选择不同的工作模式, 通过改变不同的工作模式来改变陷波器参数, 包括: 陷波器阻带宽度, 阻带最小衰减等。选择工作模式后将对应陷波器系数预存在 DSP 中。当 FPGA 估计出信号的频谱后, 通过门限检波确定干扰所在位置, 将干扰频点和模值传输给 DSP, 选择对应中心频率和阻带最小衰减幅度的陷波器, 对原始信号进行时域陷波处理, 从而消除窄带干扰。

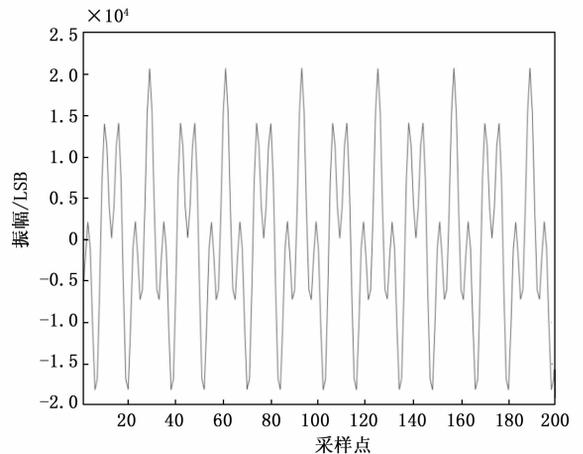


图 9 抗干扰前波形图

信号未进行抗干扰处理时的时域如图 9 所示, 信号经过抗干扰处理后的时域如图 10 所示。通过对比图 9 和图 10 可知, 在进行抗干扰处理前, 因接收信号中单音干扰信号能量占主要成分, 因受到多个单音干扰信号, 所以时域波形呈现正弦信号叠加的效果。通过观察

图 10 可知, 经过抗干扰处理后, 干扰成分被消除后, 高斯白噪声能量占信号主要成分, 信号波形呈现白噪声特征。

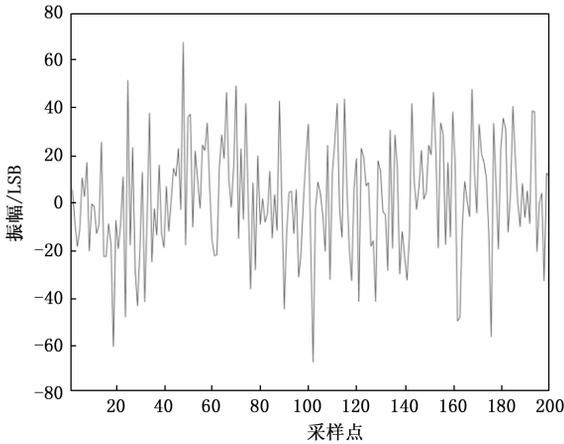


图 10 抗干扰处理后波形图

### 3 验证和分析

下面分析本文提出的单比特 FFT 算法的适用条件, 本文提出的单比特 FFT 算法主要适用于 Ka 频段, 因为 Ka 频段数据速率大, 本文提出的单比特频谱估计方式大大减少了传统 FFT 过程的运算量, 可以节省抗干扰处理的资源消耗。但是对于 S 频段或更低频段的测控系统, 数据速率相对较低, 可以直接进行 FFT 变换, 采用本文提出的抗干扰算法节省资源消耗较少。

下面比较本文提出的单比特抗干扰算法和传统频域抗干扰算法的运算量。传统频域抗干扰方法的运算量主要集中在 FFT 算法中, 传统 FFT 算法基于复数运算, 对于一个  $N$  点的 FFT, 复数乘法和加法的次数分别为:

当输入数据量化为 16 位时, 计算复杂度为  $O(N \log_2 N)$ , 对于一个  $N$  点 FFT, 需要进行  $N/2 \log_2 N$  次复数乘法和  $N \log_2 N$  次 16 位复数加法。因为复数乘法需要先相乘再求和, 所以将上述运算量转化为实数运算量为:

$$\begin{aligned} \text{总计算量} &= 4 \times \frac{N}{2} \log_2 N + 2 \times \frac{N}{2} \log_2 N + \\ &2 \times N \log_2 N = 5N \log_2 N \end{aligned} \quad (23)$$

而本文提出的单比特 FFT 算法, 将数据量化为 1 比特, 又通过旋转因子量化, 避免了复杂的三角函数计算, 进一步加以简化, 对于  $N$  点的单比特 FFT 运算, 只需要进行  $N \log_2 N$  次单比特实数加法另外传统 FFT 算法的数据位宽为 16 位, 单比特 FFT 算法的数据位宽为 1 位, 则数据位宽的差距为 16 倍。所以单比特 FFT 运算量减少为传统 FFT 运算的 80 分之一。通过上述分析可以看出, 单比特 FFT 算法在运算量上具有显著优势。

下面对比本文提出的单比特抗干扰算法和传统频域

抗干扰算法的性能。传统频域抗干扰算法通过频域检测干扰信号后, 将干扰谱线置零, 可完全消除干扰信号。在扩频测控系统中, 通常使用干信比分析干扰信号功率和传输信号的功率, 分析系统的抗干扰能力。在扩频系统中, 干信比通常以分贝表示, 计算公式为:

$$ISR = 10 \log_{10} \left( \frac{P_i}{P_s} \right) \quad (24)$$

其中:  $P_i$  为干扰信号功率,  $P_s$  为传输信号功率。扩频系统经过扩频解扩处理, 将传输信号的功率集中到窄带, 同时将干扰信号的功率分散到更宽的频带, 本身具有一定处理增益, 用  $PG$  表示, 扩频处理增益表示经过扩频解扩, 干扰信号的功率被抑制  $PG$  倍, 传输信号功率不变。本文设计的单比特抗干扰算法的干扰抑制能力, 取决于陷波器的设计。通过单比特 FFT 估计信号频谱后, 可以根据干扰信号的频谱峰值选择陷波器的阻带最小衰减, 公式表示为:

$$ISR' = ISR - PG - G_i \quad (25)$$

其中:  $G_i$  为单比特 FFT 抗干扰处理增益, 也是陷波器的阻带最小衰减, 即通过陷波器处理后使窄带干扰信号衰减了多少倍。通过合理选择陷波器参数即可完全消除窄带干扰, 使干信比达到 0。

在某 Ka 频段测控系统中对本文提出的基于单比特 FFT 的 Ka 频段抗窄带干扰算法进行了验证, 该测控系统工作于 Ka 频段, 数据带宽 400 MHz, 采样率 1.6 GHz, 信道为高斯白噪声信道, 通过测试不同干信比条件下系统的误码率, 验证本文提出的抗窄带干扰算法性能。抓取  $10^6$  位数据计算误码率, 得到的误码率曲线如图 11 所示。

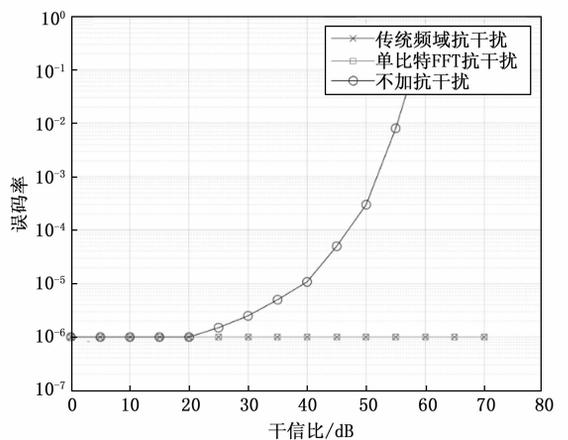


图 11 抗干扰算法误码率曲线

通过分析图 11 可知, 在干信比小于 20 dB 时, 因为扩频系统本身具有一定抗窄带干扰能力, 所以不进行抗干扰处理也不会发生误码; 当干信比达到 30 dB 以上时, 不进行抗干扰处理就会出现误码, 当干扰能量达到 70 dB 及以上时, 误码率为 50%, 即全部误码, 无法正

常接收信号。

为了进行对比, 本文也通过实验验证了传统频域抗干扰算法的性能, 经过实验分析噪干信比小于 70 dB 时, 采用传统频域抗干扰算法也未出现误码。

当经过本文设计的单比特 FFT 抗干扰算法处理后, 在干信比小于 70 dB 的情况下, 接收信号并未出现误码。分析可知, 当单音干扰干信比小于 70 dB 时, 本文设计的频域抗干扰模块可以消除窄带干扰, 降低误码率, 提高系统性能。

然后对比了频域抗窄带干扰算法和本文提出的单比特抗窄带干扰算法的资源消耗, 计算了在同一 Ka 频段测控系统中采用不同抗干扰方法的资源消耗, 采用 Xilinx 公司的 VT6907 系列芯片进行仿真验证, 首先计算传统频域抗干扰算法的资源消耗, 如表 1 所示。

表 1 频域抗干扰算法 FPGA 资源消耗

资源类型	使用量/个	总可用/个	使用率/%
查找表	91 102	433 200	21.03
查找表 RAM	17 542	174 200	10.07
块 RAM	167	1 470	11.47
DSP	356	3 600	9.88

表中, RAM (random access memory) 为随机存取存储器。

从表 1 中可以看出传统频域抗窄带干扰算法占用 FPGA 资源较多, 可能会影响后续其他处理过程。表 2 给出了本文提出的抗窄带干扰方案在相同 FPGA 平台, 相同 Ka 频段测控系统中处理相同干扰信号时的资源消耗量。

表 2 单比特抗干扰算法 FPGA 资源消耗

资源类型	使用量/个	总可用/个	使用率/%
查找表	43 796	433 200	10.11
查找表 RAM	8 623	174 200	4.95
块 RAM	72	1 470	4.89
DSP	189	3 600	5.25

通过对比表 1 和表 2 可知, 采用本文提出的基于单比特 FFT 的 Ka 频段抗窄带干扰算法, 消耗的硬件资源较少, 查找表资源使用率下降 10.92%, 查找表 RAM 资源使用率下降 5.12%, 块 RAM 资源使用率下降 6.58%, 数字信号处理器使用率下降 4.63%, 综合资源使用量下降 50% 左右。

## 4 结束语

针对 Ka 频段测控系统抗窄带干扰处理消耗资源大的问题, 提出了一种基于单比特 FFT 的时频联合的抗窄带干扰算法; 通过数据单比特量化加扰和旋转因子量化大幅简化运算, 用加法和减法代替 FFT 过程中的乘

法运算, 确定窄带干扰频点后, 在 DSP 中选择对应中心频率的陷波器消去窄带干扰。通过实验证明本文提出的算法有效减少了 Ka 频段抗窄带干扰过程中的运算量, 在保证抗干扰性能的同时显著减少了抗干扰过程的资源消耗。

尽管本文提出的单比特 FFT 算法在 Ka 频段测控系统中表现出较好的抗干扰性能和资源节约效果, 但仍存在进一步优化的空间。例如, 可以探索更高效的加扰方法, 进一步减少单比特量化引入的谐波干扰; 同时, 优化旋转因子量化过程, 减少频偏误差, 提高干扰频点检测的精度。本文的研究主要针对 Ka 频段测控系统, 未来可以将该算法扩展到其他频段, 如 S 频段、C 频段等。不同频段的信号特性和干扰环境有所不同, 因此需要针对不同频段的特性进行算法适配和优化, 验证其在不同频段测控系统中的适用性和性能。单比特 FFT 算法可以与现有的其他抗干扰技术结合使用, 例如自适应滤波、空域滤波等。通过多技术融合, 可以进一步提升系统的抗干扰能力, 尤其是在复杂电磁环境下, 能够有效应对多种类型的干扰信号。在 FPGA 或 ASIC 等硬件平台上, 可以进一步优化算法的实现方式, 减少硬件资源的占用, 提高算法的实时性和处理速度。同时, 可以探索基于 AI 的干扰检测和抑制方法, 利用机器学习算法提高干扰检测的准确性和抗干扰效果。

## 参考文献:

- [1] 王 玮. 武器系统卫星通信数据链终端应用 [C] // 第十八届卫星通信学术年会论文集, 北京, 2022: 324 - 330.
- [2] 赵国艳, 周 林. 天基数据链抗干扰问题研究 [J]. 电讯技术, 2013, 53 (11): 1412 - 1416.
- [3] 张 越, 洪家财. GNSS 星间测控技术发展现状与趋势 [J]. 电子测量技术, 2018, 41 (23): 117 - 122.
- [4] 韩志会, 何国龙, 刘 敏, 等. 新一代航天地面测控装备模块化发展构想 [J]. 遥测遥控, 2025, 46 (1): 115 - 125.
- [5] 房晓丽, 吴礼杰, 彭 晖. 基于频谱对称性的 GNSS 频率抗干扰算法 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2022, 20 (6): 590 - 594.
- [6] 王九龙, 郭中伟, 田 庄. 我国载人航天器信息系统技术发展 [J]. 航天器工程, 2022, 31 (6): 105 - 116.
- [7] 陈晓光, 易予生, 丁 凯. 我国载人航天器测控与通信技术发展 [J]. 航天器工程, 2022, 31 (6): 166 - 173.
- [8] 李文东, 莎 莎, 赵鹏飞, 等. 卫星测控射频链路安全防护能力分析与设计 [J]. 航天器工程, 2022, 31 (1): 42 - 47.
- [9] 郑博文, 刘 昊, 翟高伟. 基于变步长 LMS 算法的空域抗干扰技术研究 [J]. 遥测遥控, 2024, 45 (4): 75 - 80.
- [10] 郭 巍, 潘申富, 陈敬乔. 基于选择性陷波的窄带干扰抑制策略研究 [J]. 无线电工程, 2020, 50 (6): 437

- 441.

[11] 杜丹, 王凯, 赵彦雷. 基于频域幅值处理的扩频接收机抗干扰技术 [J]. 无线电工程, 2021, 51 (3): 205 - 211.

[12] 郭黎利, 王百川, 孙志国, 等. 并行组合扩频通信系统变换域干扰抑制技术研究 [J]. 遥测遥控, 2015, 36 (1): 30 - 35.

[13] 梁颖, 张艳娇. 基于 FPGA 的窄带抗干扰关键技术研究 [J]. 科技传播, 2023, 15 (24): 131 - 133.

[14] CHIEN Y R, HUANG Y C, YANG D N, et al. A novel continuous wave jamming detectable adaptive notch filter for GPS receivers [M] //2010 IEEE Global Telecommunications Conference, Miami, 2010: 1 - 6.

[15] 田梦启航, 关文硕, 王森. 一种单比特宽带瞬时测频方法 [J]. 航天电子对抗, 2024, 40 (3): 33 - 38.

[16] 王玉红, 秦睢睢, 李兵. 0.8~2 GHz 单比特接收机的设计 [J]. 现代信息科技, 2024, 8 (6): 58 - 61.

[17] BAZRAFKAN A, ZLATANOV N. Asymptotic capacity of massive MIMO with 1-bit ADCs and 1-bit DACs at the

[14] REDMON J, DIVVALA S, GIRSHICK R, et al. You only look once: unified, real-time object detection [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2016: 779 - 788.

[15] 李旭, 宋世奇, 殷晓晴. 基于目标空间分布特征的无人机航拍车辆实时检测技术研究 [J]. 中国公路学报, 2022, 35 (12): 193 - 204.

[16] 田智慧, 杨奇文, 魏海涛. 基于改进的 YOLOv3 多目标小尺度车辆检测算法研究 [J]. 计算机应用与软件, 2023, 40 (12): 169 - 175.

[17] WANG X, ZHAO Q, JIANG P, et al. LDS-YOLO: a lightweight small object detection method for dead trees from shelter forest [J]. Computers and Electronics in Agriculture, 2022, 198: 107035.

[18] 冒国韬, 邓天民, 于楠晶. 基于多尺度分割注意力的无人机航拍图像目标检测算法 [J]. 航空学报, 2023, 44 (5): 273 - 283.

[19] YANG Y. Drone-view object detection based on the improved yolov5 [C] //2022 IEEE International Conference on Electrical Engineering, Big Data and Algorithms (EE-BDA). IEEE, 2022: 612 - 617.

[20] DONG X, YAN S, DUAN C. A lightweight vehicles detection network model based on YOLOv5 [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2022, 113: 104914.

[21] LIU Z, GAO X, WAN Y, et al. An improved YOLOv5 method for small object detection in UAV capture scenes [J]. IEEE Access, 2023, 11: 14365 - 14374.

receiver and at the transmitter [J]. IEEE Access, 8: 152837 - 152850.

[18] ATZENI I, TLLI A, NGUYEN D H N, et al. Doubly 1-bit quantized massive MIMO [C] // 2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, California, 2023: 465 - 469.

[19] ALI A, HAMOUDA W. Generalized FFT-based one-bit quantization system for wideband spectrum sensing [J]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 68 (1): 82 - 92.

[20] YU H, WANG J, DAI C, et al. Research and optimization of frequency measurement algorithms based on mono-bit receiver [C] /2023 8th International Conference on Communication Image and Signal Processing (CCISP), / Chengdu, 2023: 492 - 497.

[21] DENG J, CHEN Y. Subspace-based 1-bit wideband spectrum sensing [C] // 2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, Xi'an, 2019: 1 - 6.

[22] ZHU X, LÜ S, WANG X, et al. TPH-YOLOv5: Improved YOLOv5 based on transformer prediction head for object detection on drone-captured scenarios [C] //Proceedings of the IEEE/CVFInternational Conference on Computer Vision, 2021: 2778 - 2788.

[23] REDMON J, FARHADI A. YOLO9000: better, faster, stronger [C] //Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2017: 7263 - 7271.

[24] REDMON J, FARHADI A. Yolov3: An incremental improvement [J]. Arxiv Preprint Arxiv: 1804.02767, 2018.

[25] BOCHKOVSKIY A, WANG C Y, LIAO H Y M. Yolov4: optimal speed and accuracy of object detection [J]. Arxiv Preprint Arxiv: 2004.10934, 2020.

[26] TANG Y, HAN K, GUO J, et al. GhostNetv2: Enhance cheap operation with long-range attention [J]. Advances in Neural Information Processing Systems, 2022, 35: 9969 - 9982.

[27] HOU Q, ZHOU D, FENG J. Coordinate attention for efficient mobile network design [C] //Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2021: 13713 - 13722.

[28] TAN M, PANG R, LE Q V. Efficientdet: scalable and efficient object detection [C] //Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Visionand Pattern Recognition, 2020: 10781 - 10790.

[29] DAI X, CHEN Y, XIAO B, et al. Dynamic head: unifying object detection heads with attentions [C] //Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2021: 7373 - 7382.