

面向天基频谱感知的动态信道化设计方法*

饶嘉成^{1,2} 黄永辉¹ 周莉¹

1(中国科学院国家空间科学中心 北京 100190)

2(中国科学院大学 北京 100049)

摘要 随着全球在轨电磁设备的增长,电磁频谱感知能力成为衡量国家综合科技实力的重要指标.动态信道化技术是实现天基宽带频谱感知的关键技术,具备宽带信号实时分解与并行处理能力,可以缓解星上计算与数据处理压力.针对频谱感知中宽带信号的跨信道问题,设计了具有完全重构特性的多相滤波器组,建立了分析-综合联合处理系统,并提出优化的恒虚警率检测(Optimized-Constant False Alarm Rate, Optimized-CFAR)算法,结合时频域联合跨信道判决方法,实现了跨信道信号的自适应融合与精确重构.该算法系统整体框架包括信道化滤波器组、子带频谱检测及跨信道判决三个核心模块.实验结果表明,15 dB信噪比条件下,系统检测概率提升至98.6%,重构信号保真度达0.972,为天基频谱监测应用提供了高效解决方案.

关键词 天基频谱感知, 动态信道化, 跨信道判决, 精确重构

中图分类号 TN971, V447

Design Method of Dynamic Channelization for Space-based Spectrum Sensing

RAO Jiacheng^{1,2} HUANG Yonghui¹ ZHOU Li¹

1(National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

2(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

Abstract The proliferation of electromagnetic devices in orbital environments has made electromagnetic spectrum sensing a critical capability for modern space-based systems. As space-based communication networks expand and electromagnetic interference becomes increasingly complex, advanced spectrum monitoring solutions are essential. This paper addresses the cross-channel signal processing challenge in wideband spectrum sensing, particularly for space-based platforms with limited computational resources and stringent real-time processing requirements. A dynamic channelization system incorporating perfect reconstruction polyphase filter banks is proposed to enable efficient wideband signal decomposition and parallel processing. The architecture features an analysis-synthesis joint processing framework that reduces onboard computational complexity while preserving signal integrity. An Optimized-Constant False Alarm Rate (Optimized-CFAR) detection algorithm is developed to improve detection perfor-

* 中国科学院抢占制高点攻坚任务太空探源专项项目资助 (GJ110100)

2025-02-20 收到原稿, 2025-06-20 收到修定稿

mance under varying noise conditions. The system employs a time-frequency domain joint cross-channel decision method for precise reconstruction of signals spanning multiple frequency channels. The polyphase filter bank design minimizes aliasing and distortion while ensuring computational efficiency for satellite implementation. Experimental results demonstrate significant performance improvements. At a 15 dB signal-to-noise ratio, the system achieves 98.6% detection probability, substantially outperforming conventional methods. The reconstructed signal fidelity reaches 0.972, indicating excellent preservation of signal characteristics. The cross-channel decision algorithm effectively resolves signal boundary ambiguities, enabling accurate identification and reconstruction of wideband signals exceeding individual channel bandwidths. The proposed system provides an efficient solution for space-based spectrum monitoring applications. The integration of Optimized-CFAR detection with polyphase filtering techniques offers a scalable framework for real-time wideband spectrum analysis suitable for orbital deployment, enhancing electromagnetic spectrum awareness capabilities for space-based communication and surveillance systems.

Key words Space-based spectrum sensing, Dynamic channelization, Cross-channel decision, Precise reconstruction

0 引言

近年来,随着卫星互联网、5G/6G 通信及物联网技术的迅猛发展,全球在轨电磁设备数量呈现指数级增长,导致电磁空间复杂度陡增。在民用领域,频谱感知技术不仅是移动通信网络稳定运行与高效传输的关键支撑,更是智慧城市交通、工业物联网等新型基础设施可靠运行的核心保障^[1]。在其他用频方面,现代电子对抗技术的迭代升级正推动电磁频谱空间演变为国家安全博弈的战略新高地,密集部署的认知电子战装备与智能化频谱对抗系统使制电磁权成为影响事态走向的关键因素^[2,3]。这种多域联动的特性使电磁频谱感知能力也成为衡量国家综合科技实力的重要指标,其技术突破对于维护电磁空间主权、保障频谱领域安全具有关键价值。

相较于传统陆基监测平台受视距范围限制,天基监测系统凭借其独特的轨道高度优势、多星协同定位能力及先进的星间通信数据处理技术,能够实现全球范围内的电磁频谱监测。然而在频谱感知过程中,为了采集和处理全方位的宽频带信号,星上系统不可避免地面临海量瞬时数据处理的挑战^[4]。为此,数字信道化技术通过采用滤波器组将宽带信号划分为多个子带,降低子带内信号速率,继而实现并行化处理,有效缓解了星上数据处理压力。

在数字信道化领域,Wang 等^[5]提出了改进型加权重叠相加 (Weighted Overlap Add, WOLA) 算法,

通过引入希尔伯特变换技术实现滤波器组输出独立复数子带,有效降低了硬件资源消耗。Guo 等^[6]将 WOLA 技术应用于宽带数字中频信道化系统,成功突破了多相离散傅里叶变换滤波器组中信道数与抽取需保持倍数关系的传统约束。Su 等^[7]创新性地提出基于插值滤波器组和离散傅里叶变换滤波器组的宽带信道化接收器架构,不仅满足了原型滤波器重建需求,还通过时间复用与插值滤波技术进一步优化了硬件复杂度。Luo 等^[8]基于 FPGA 平台设计了流水线结构,实现了乘法器复用的数字信道化方案,有效解决了信道数增加导致的乘法器资源消耗问题。

然而,当这些均匀信道化结构应用于实际频谱感知系统时,由于信号频点、带宽等不确定性因素的影响,在接收大带宽信号进行频谱划分时常出现跨信道现象,进而产生信号分裂等虚假信号^[9,10]。因此,跨信道信号的精确检测与判决成为数字信道化领域亟待解决的关键问题。

针对上述问题,本文提出了一种基于改进的恒虚警率检测 (Optimized-Constant False Alarm Rate, Optimized-CFAR) 的跨信道判决算法。该算法通过建立联合时频域判决准则,实现了跨信道信号的自适应融合与精确重构。该算法的系统整体框架包括信道化滤波器组、子带频谱检测及跨信道判决三个核心模块。在阐述各模块的功能性设计及详细设计流程后,通过软件仿真与 FPGA 硬件实现双重验证方式,评估系统性能指标。

1 系统框架

针对天基多频段宽带频谱监测需求, 设计了一种基于动态信道化处理的系统架构, 如图 1 所示. 通过对射频信号进行采样量化, 将获取的宽带时域信号传输至数字处理单元, 完成频谱感知处理.

该系统架构包含三个核心模块, 分别为可重构信道化滤波器组、子带检测模块及跨信道判决模块. 其中可重构信道化滤波器组实现宽带信号的分解与子带合并; 子带检测模块完成各子信道的并行恒虚警率检测, 得到信号存在性结果; 跨信道判决模块负责多路子信道的信息融合决策, 输出跨信道判决标志.

在模块设计层面, 提出工程化实现方案. 基于可重构滤波器系数的设计方法, 采用多相结构实现高效信道划分; 子带检测模块生成自适应门限, 通过恒虚警率检测提升弱信号检测能力; 跨信道判决模块基于信号的统计特征参数, 采用时频域联合分析解决跨信道信号判决问题. 各模块设计均考虑硬件实现的资源优化问题.

建立软硬件协同验证平台进行系统验证. 采用软件仿真与硬件实测两种方式, 构建包含仿真验证与 FPGA, 实现架构的测试系统. 通过实测数据验证跨信道信号的重构精度, 全面评估了系统在复杂环境下的稳定性.

2 模块设计

2.1 信道化滤波器组

多相滤波技术与抽取操作的结合构成了多相滤波器组, 该技术适用于频率选择性处理及信道划分. 多相滤波器组能够将宽带信号高效地划分为多个窄

带信号, 从而实现对不同频率分量的精确分析与处理. 其显著特点在于优异的抗混叠性能, 确保信号在抽取操作后仍能保持良好的重构特性^[11].

当前主流的均匀信道化技术采用多相滤波结构, 通过多相分解进行并行化处理, 有效降低了计算复杂度, 显著提升系统运算效率^[12]. 从理论层面对多相滤波信道化结构进行推导, D 为抽取倍数, 设长度为 N 阶有限脉冲响应 (FIR) 滤波器 $h(n)$ 的系统响应函数为

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) z^{-n} = h(0) + h(1) z^{-1} + \dots + h(N-1) z^{-(N-1)}. \quad (1)$$

将上述滤波系数的结构进行重新组合, 得到多相形式的表示方法, 即

$$\begin{aligned} H(z) = & h(0) z^0 + h(D+0) z^{-(D+0)} + \\ & h(2D+0) z^{-(2D+0)} + \dots + h(1) z^{-1} + \\ & h(D+1) z^{-(D+1)} + h(2D+1) z^{-(2D+1)} + \dots + \\ & h(1) z^{-1} + h(D+1) z^{-(D+1)} + \\ & h(2D+1) z^{-(2D+1)} + \dots + h(D-1) z^{-(D-1)} + \\ & h(2D-1) z^{-(2D-1)} + h(3D-1) z^{-(3D-1)} + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

根据式 (2) 的推导, 将 $H_l(z^D) = h(nD+l)$ 记作数字滤波器单位冲激响应 $h(n)$ 的多相分量, 其中 l 表示行数, 可以写成通用的多相结构形式, 即

$$H(z) = \sum_{l=0}^{D-1} z^{-l} \sum_{n=0}^{(N/D)-1} h(nD+l) z^{-nD} = \sum_{l=0}^{D-1} z^{-l} \sum_{n=0}^{(N/D)-1} H_l(z^D) z^{-nD}. \quad (3)$$

离散信号 $x(n)$ 与滤波器 $h(n)$ 进行卷积实现滤波操作, 将输入数据 $x(n)$ 进行延时单元 Z^{-1} 处理后, 每路进行 D 倍抽取, 再与多相结构的系数 $h(n)$ 相乘. 按照式 (2) 的排列方式对 FIR 滤波器 $h(n)$ 与输入信号 $x(n)$ 进行分组, 每组系数均采用多相滤波的结构. 这样前端输入采样信号经过整数 D 倍抽取降速, 使后续滤波操作时钟速率变为原来的 $1/D$, 可有效减少计算量, 从而减少资源消耗.

在 M 通道滤波器组的设计过程中, 实现无失真重构的关键在于构造满足精确重构条件的滤波器组系数^[13]. 设角频率为 θ , 滤波器的阶数为 N , FIR 原型低

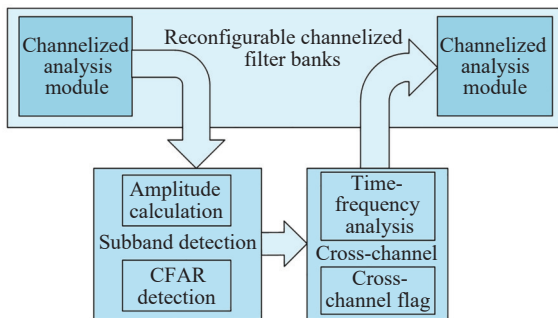


图 1 系统整体设计

Fig. 1 System overall design block diagram

通滤波器的脉冲响应系数为 $h(n)$, 同时该原型滤波器的系数向量为 $h(n) = \{h(0), h(1), \dots, h[(N-1)/2]\}$, 通过对原型滤波器进行余弦调制得到的频率响应特性为

$$H(h, \theta) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N/2-1} 2h(n) \cos \left[\left(n - \frac{N-1}{2} \right) \theta \right], & N \text{ 为偶数;} \\ h \left(\frac{N-1}{2} \right) + \sum_{n=0}^{N/2-1} 2h(n) \cos \left[\left(n - \frac{N-1}{2} \right) \theta \right], & N \text{ 为奇数.} \end{cases} \quad (4)$$

为了实现阻带快速滚降, 则 $H(h, \theta)$ 的模值必须满足如下约束条件^[14]:

$$[H(h, \theta)]^2 + \left[H \left(h, \theta - \frac{\pi}{M} \right) \right]^2 = 1. \quad (5)$$

将式(5)左边表示为 $T(h, \theta)$, 并将设计目标转化为最小化复合误差函数, 可得

$$\varepsilon(h) = \int_0^{\pi/2N} [T(h, \theta) - 1]^2 d\theta + \alpha \int_{\theta_s}^{\pi} [H(h, \theta)]^2 d\theta. \quad (6)$$

其中, θ_s 为阻带截止角频率; 权值 α 为阻带限制因子, 决定着阻带能量的大小, 该值越大则阻带能量越大. 为了减少计算量和迭代次数, 在计算原始滤波器最优的冲激响应时, 可通过线性方程计算, 即

$$[H(h, \theta)]^2 \approx H(h_{k-1}, \theta) H(h_k, \theta). \quad (7)$$

其中, k 为迭代次数, h_k 为 k 次迭代时 FIR 滤波器的系数.

根据上述多相结构与系数设计方法, 构建了分析-综合滤波器组(见图2), 通过信道化实现对宽带信号的分解和窄带处理. 设输入模数转换器采集的离散信号为 $x(n)$, 经过分析-综合滤波器组进行信道划分操作, 分为多个子带进行独立处理, 可降低子带的信号处理速率, 提高并行处理能力.

如图2所示, 在信道化处理框架下, 子带分析滤波器组将宽带信号分解到 M 个独立子信道中, 输入离散信号 $x(n)$ 先经过级联延迟单元 Z^{-1} , 生成时延信号组, 对每个延迟分支执行 D 倍抽取, 得到下采样数据序列. 根据目标子信道的窄带要求, 设计具有线性相位的原型低通 FIR 滤波器 $h(n)$, 对滤波器组的系数进行多相分解, 构建多相滤波结构, 通过多相分量重组获得分析滤波器组的表达式 $H_l(z^D)$, 将各多相分支滤波器与对应的下采样信号执行卷积运算. 通过公式推导, 该卷积操作将各时刻的信号样点与滤波器系数进行加权求和, 可以通过逆快速傅里叶变换(IFFT)实现快速运算, 并降低复杂度. 经过子带分析滤波器的上述操作, 可以使宽带信号划分为多个窄带的子信道.

从结构上来看, 子带综合滤波器与子带分析滤波器构成了互逆关系, 通过设计无失真重构滤波系数, 得到综合滤波器组的表现形式 $G_k(z^D)$, 其负责对跨信道的信号进行重构, 确保宽带信号的完整性. 划分后的信号经过信号检测单元, 存在跨信道信号的子信道被输入到综合滤波器组. 通过离散傅里叶变换实现信号与滤波器系数的卷积运算, 然后将结果送入 k 路多相滤波结构的 FIR 滤波器. 经过滤波处理后, 数据将进行 D_k 倍插值, 最终通过延时单元将所有数据相加, 输出信号的合并结果.

2.2 子带检测模块

在信号的检测过程中, 经典的恒虚警率算法包括: 单元平均恒虚警率检测算法(CA-CFAR)、最大值恒虚警率检测算法(GO-CFAR)、最小值恒虚警率检测算法(SO-CFAR)、排序统计恒虚警率检测算法(OS-CFAR). 其中 CA-CFAR 算法使用参考窗口中所有单元的算术平均值作为背景噪声估计; GO-

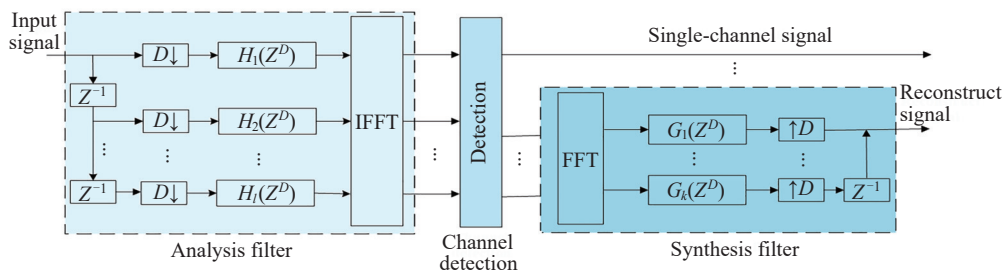


图2 信道化分析-综合滤波器组

Fig. 2 Channelized analysis and synthesis filter bank

CFAR 算法选择左右参考窗口平均值的最大值作为噪声估计; SO-CFAR 算法选择左右参考窗口平均值的最小值作为噪声估计; OS-CFAR 算法通过对参考窗口样本进行排序, 选择特定排序位置的样本作为噪声估计. 本模块基于经典算法提出了 Optimized-CFAR 优化的恒虚警率检测算法, 通过实时估计噪声功率谱密度实现检测阈值的动态更新, 从而确保在低信噪比环境下仍然维持较高的子带信号检测概率.

Optimized-CFAR 算法的处理流程如图 3 所示. 通过平方检波器获取信号的幅度特征, 得到包含 $(2n+3)$ 个连续采样点的数据序列. 选取其中间数据点作为待检测单元, 其左右保留 1 个数据作为保护单元, 避免能量扩散带来的检测干扰.

将前后滑窗内 $N=2n$ 的参考数据序列进行排序, 得到顺序统计量, 数据作为待检测单元的噪声背景. 前后参考窗内 $2n$ 个数据 $\{x_1, x_2, \dots, x_{2n}\}$ 进行升序排列, 即

$$\{x_{(1)} \leq x_{(2)} \leq \dots \leq x_{(2n)}\}. \quad (8)$$

选取新序列的前 n 个最小值数据, 求取均值作为待检测单元的实际噪声背景, 即

$$n_t = \bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{(i)}. \quad (9)$$

根据系统预设的恒虚警率, $P_{fa} = 10^{-3}$, 通过概率密度积分确定最优检测因子. 将噪声的估计水平根据系统预设恒虚警率 P_{fa} , 通过概率密度积分确定最优检测因子 T_a . 将噪声水平估计值 n_t 与检测因子 T_a 的乘积作为动态检测门限 T_h , 其表达式为

$$T_h = T_a \cdot n_t. \quad (10)$$

通过比较器将待检测单元 U_d 的瞬时幅值与门限 T_h 进行比较, 输出二进制检测结果. 若 $U_d > T_h$, 则判定有信号存在, 输出情况标识 H1; 若 $U_d \leq T_h$, 则判定无信号存在, 输出情况标识 H0.

为获得恒虚警率 P_{fa} 与检测因子 T_a 的关系, 可以从顺序统计量的概率密度函数出发进行推导. 参考单元排序后, 第 k 个数据为 $x_{(k)}$, 则背景功率 n_t 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 为

$$f_{X(k)}(x) = \frac{N!}{(k-1)!(N-k)!} \cdot [F_X(x)]^{k-1} \cdot [1 - F_X(x)]^{N-k} \cdot f_X(x). \quad (11)$$

其中, $N=2n$ 为参考单元的样本总数, k 为顺序统计量的序号, $F_X(x)$ 为噪声背景的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF). $f_{\{U_d|H_0\}}(x)$ 为无信号假设下待检测单元的 PDF. 由于检测门限 $T_h = T_a \cdot n_t$, 恒虚警率通过推导可得, 其表达式为

$$P_{fa} = \int_{T_a \cdot n_t}^{\infty} f_{\{U_d|H_0\}}(x) dx = F_{\{U_d|n_t\}}(T_a^{-1}). \quad (12)$$

由式 (12) 可知, P_{fa} 仅与参考单元数量、有序统计样本序号 k 及门限系数 T_a 有关, 因此该检测算法具有恒虚警率特性.

通过 Neyman-Pearson 准则^[15], T_a 可通过反推恒虚警率方程解得

$$T_a = F_{\{U_d|n_t\}}^{-1}(1 - P_{fa}). \quad (13)$$

Optimized-CFAR 算法在传统 CFAR 基础上引入了自适应权重调整机制, 能够根据信号环境特性动态优化参考窗口权重. 该检测算法通过有序统计方法选择最小的前 n 个样本的均值来估计背景噪声, 可避免异常大值对背景估计的干扰, 在低信噪比条件下仍能保

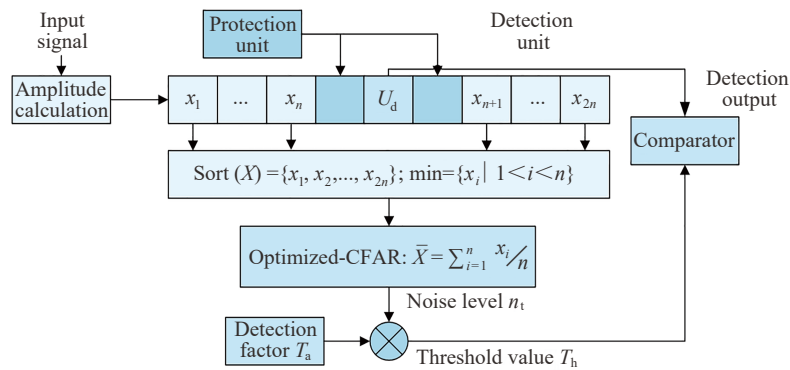


图 3 恒虚警率检测模块

Fig. 3 Block diagram of CFAR detection module

持良好的检测性能.

2.3 跨信道判决模块

动态信道化处理系统采用交叠子信道的划分方式,通过信道交叠可有效消除传统信道化方法中存在的频谱盲区,从而实现监视带宽内信号的全概率接收.然而,子信道间的交叠特性会导致两类典型现象.其一,当信号频谱位于单个信道内时,仅在此信道有输出响应;其二,宽带信号频谱跨越多个子信道时,将引发多信道联合输出,产生跨信道信号.针对上述问题,本文建立了跨信道信号检测与判决,其核心在于通过时频特征分析实现信号成分的准确判别.

图4给出了基于信号多维度特征的跨信道判决融合架构,通过构建时域、频域的联合分析体系,提出融合子带幅值相关性、频率连续性双重判据,突破传统检测方案单一判决的局限性,实现跨信道信号的精准判别.

2.3.1 幅度相关性

设相邻的子带信号包络分别为 $E_1(t)$ 和 $E_2(t)$,若这两个子带同属于一个信号源,则其包络应该满足一定的相关性.

信号可以建模为

$$\begin{cases} E_1(t) = Ag_1(t) + n_1(t), \\ E_2(t) = Ag_2(t) + n_2(t). \end{cases} \quad (14)$$

其中, A 为信号的幅度, $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 为信号在两个子

带中的滤波响应, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为加性噪声.

两个包络的相关系数可以定为

$$\rho = \frac{\text{cov}(E_1, E_2)}{\sigma_{E_1} \sigma_{E_2}}. \quad (15)$$

对于同源信号,在考虑到噪声影响下的相关系数的最大值为

$$\rho_{\max} = \frac{A^2 \cdot \text{cov}(g_1, g_2)}{\sqrt{[(A^2 \sigma_{g_1}^2 + \sigma_{n_1}^2)(A^2 \sigma_{g_2}^2 + \sigma_{n_2}^2)]}}. \quad (16)$$

2.3.2 频率连续性

对于跨越多个子信道的信号,在各子带中,信号的频率应具有连续性.考虑到带宽为 B 的信号被划分为 N 个子带,则每个子带带宽不会超过 $B_{\text{sub}} = B/N$,相邻子带的频率差为 Δf_{sub} .

根据频谱泄漏理论,当信号的主瓣位于子信道边缘时,频率的偏差可以达到

$$\delta_{\max} \approx \frac{1}{2\pi T} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{1}{4T}. \quad (17)$$

其中, T 为采样时间,对应的频率分辨率为 $f_{\text{res}} = 1/T$.考虑到相邻子带,频率差最大为

$$\Delta f_{\max} = |\delta_i - \delta_{i+1}| \leq 2\delta_{\max} \approx \frac{1}{2T}. \quad (18)$$

在这种情况下,子带宽度与频率分辨率通常满足如下关系:

$$\frac{\Delta f_{\max}}{B_{\text{sub}}} \approx \frac{1/2T}{k/T} = \frac{1}{2k}. \quad (19)$$

其中, k 为子带内包含的频点数.上述检测机制采用串联工作方式,仅当信号特征同时满足幅度相关性强、频率匹配度高的准则时,系统才会生成跨信道标识,以确保判决的准确性与可靠性.

2.3.3 子信道处理流程

针对信号存在性检测得到有信号的子信道,处理流程可以分为两个层次.

(1) 对子带进行信号包络提取.首先获取信号的瞬时幅度特征,并对相邻信道内的信号包络进行互相关运算,计算得到幅值相关系数 ρ ,量化分析其幅度波动的一致性.子带幅度的相关性是基于宽带信号在多个滤波器组分解后,时域包络的特性确定的.根据信号处理理论,当同一宽带信号被分解到相邻的子带中,其包络能量表现出高度的一致性.根据文献表明^[16],对于带限信号,子带能量,相关系数大于 0.8,则可以被认为是同源信号.本文结合实验数据分析,选取

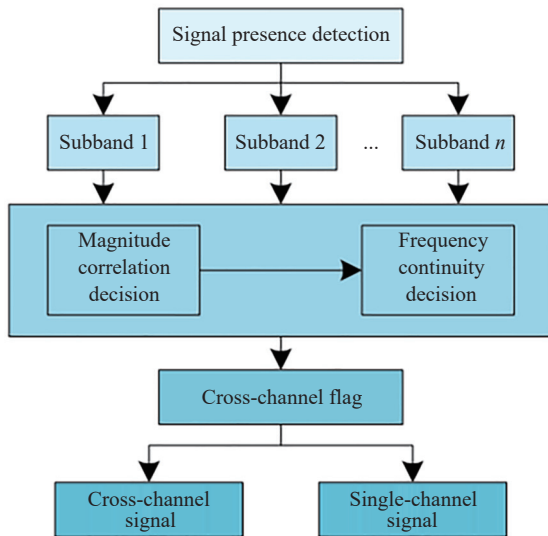


图4 跨信道判决流程

Fig. 4 Cross-channel decision flowchart

$\rho > 0.85$ 以达到误判率低于 5%。

(2) 对子带进行频率连续性分析. 频率相关性阈值的设定考虑了信号经滤波器组分解后频谱在相邻子带间的连续性. 根据频谱分解理论^[17], 跨信道的信号频谱能量在子带的边界处呈现连续性, 而干扰或非同源信号则表现为频谱的不连续性. 由于滤波器组的设计过渡带会直接影响频率判决的准确性. 在本实验的系统中, 原型 FIR 滤波器的滚降系数为 0.25, 理论过渡带宽为 $0.125 B_{\text{sub}}$, (B_{sub} 为子带的通带). 当 $\Delta f < 0.15 B_{\text{sub}}$ 时, 跨信道的频率连续性检测准确率可达到 95% 以上.

双重检测机制采用串联工作方式, 当信号特征同时满足幅值相关性强、频率连续性好两项准则时, 系统才会生成跨信道标识.

3 实验与结果

针对上述信道化的设计方案, 分为两部分进行实验验证. 第一部分, 使用数值仿真软件进行信号的生成与信道化仿真测试, 并对信道化前后的处理结果进行分析与对比, 展示出动态信道化处理的优化效果. 第二部分, 使用射频接收机平台进行信号接收与信道化处理的硬件实测, 将采集信号输入 FPGA 进行数据处理, 并将处理结果与采集信号进行对比分析, 实现信道化提升效果的硬件测试验证.

3.1 软件仿真验证

通过数值仿真软件进行仿真验证, 实现信道划分、信号检测及信道合并等三个实验过程的仿真. 本文设计一个采样时钟频率为 $f_s = 1000$ MHz, 子信道数 $M = 16$ 的动态信道化系统, 系统监测带宽为 $B = 500$ MHz, 每个子信道的带宽约为 31.25 MHz, 设置过渡带宽为 7.8125 MHz, 原型 FIR 滤波器滚降系数 $\beta = 0.25$, 阶数为 512, 此时阻带衰减达到 -60 dB. 由于对信号进行了 $D = 8$ 倍抽取, 信号采样速率降为 125 MHz.

同时输入 3 路信号, 分别为线性调频 (Linear Frequency-Modulated signal, LFM) 信号、正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 信号和二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 信号, 将信号幅度进行归一化处理, 并设置初始信噪比 $\text{SNR} = 10$ dB. LFM 信号: 调制起始频率为 40 MHz, 调制带宽为 30 MHz, 调频斜率为 $5 \text{ MHz} \cdot \mu\text{s}^{-1}$. QPSK 信号: 调制中心频率为 160 MHz, 信号带宽为 60 MHz. BPSK 信号: 调制中心频率为 280 MHz, 信号带宽为 40 MHz.

通过构建多信号并发采集实验场景, 在 500 MHz 监测带宽内实现 16 通道的均匀信道化处理系统. 如图 5 所示, 三个同时到达的宽带信号经过数字信道化处理, 其频谱能量被精确分离到各个子信道中.

信道化处理后的信号频域分析如图 6 所示. 实验

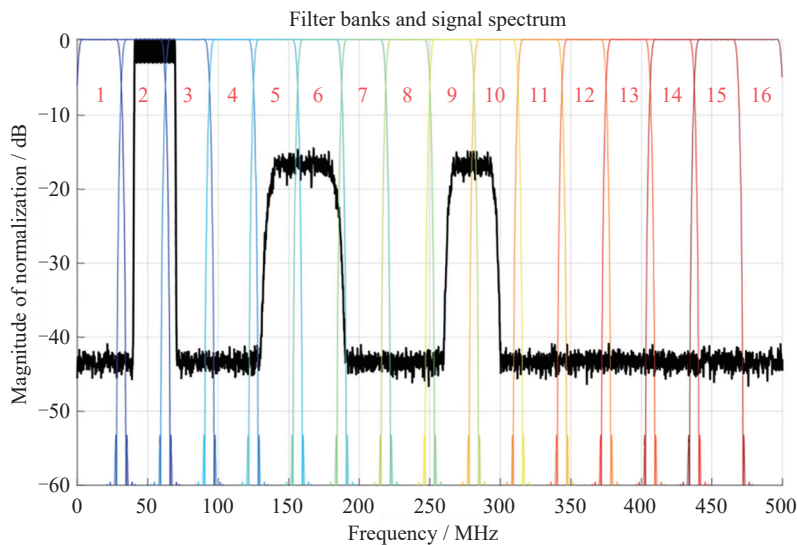


图 5 滤波器组信道化

Fig. 5 Filter bank channelization diagram

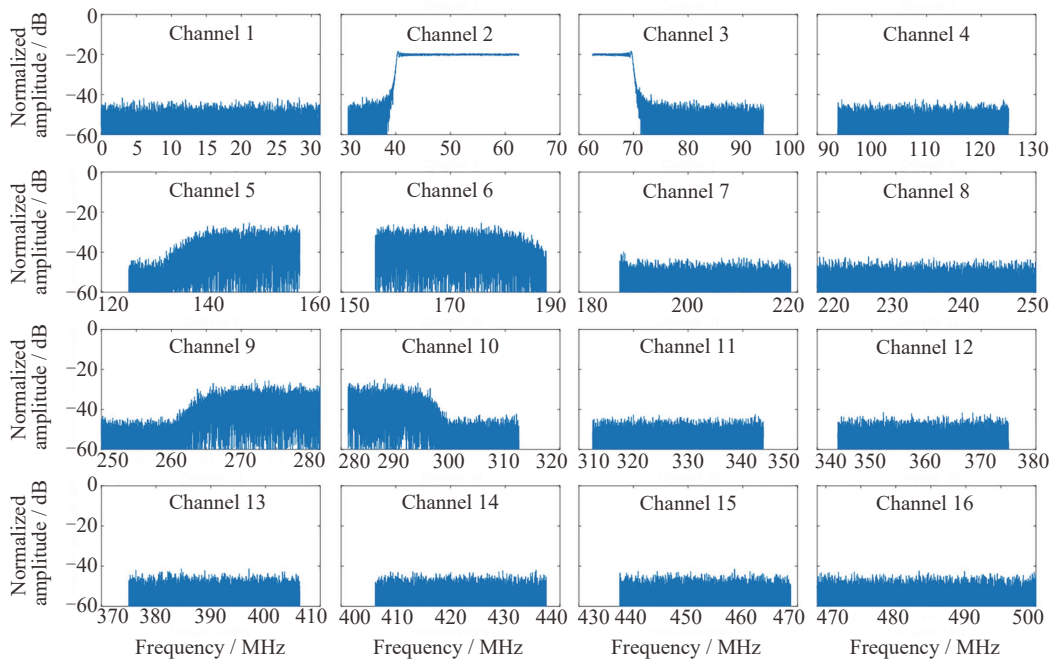


图6 子信道频域

Fig. 6 Sub-bands frequency domain diagram

数据表明, 系统背景噪声基底稳定在 -45 dB 量级. 不同类型的信号功率特征呈现显著差异: 线性调频 LFM 信号以 -20 dB 的峰值幅度显著高于噪声基底, 而 QPSK 信号与 BPSK 数字调制信号分别以 -30 dB 的幅度分布于不同的频段. 本研究在 16 通道均匀滤波器组架构下, 通过自适应阈值的 Optimized-CFAR 优化的恒虚警率检测算法, 确认在子信道 2, 3, 5, 6, 9, 10 存在有效信号输出. 进一步频谱定位分析表明, LFM 信号落在子信道 2, 3 中, QPSK 信号落在子信道 5, 6 中, BPSK 信号落在子信道 9, 10 中, 从而形成了典型的跨信道分布现象. 最后, 对各存在信号子信道进行时频域联合判决, 提取子带中的频率成分, 通过分析子带中有连续相邻频率成分的信号, 判断跨信道的信道是否源自同一信号, 从而输出跨信道标志.

为了定量评估信道化处理系统中子带检测的性能, 实验针对恒虚警率检测算法开展了对比实验. 如图 7 所示, 在信噪比范围为 $-10 \sim 15$ dB 的测试环境下, 团队通过设计蒙特卡罗仿真实验, 比较了本文提出的 Optimized-CFAR 算法与 CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR 及 OS-CFAR 等经典算法^[18]的检测性能.

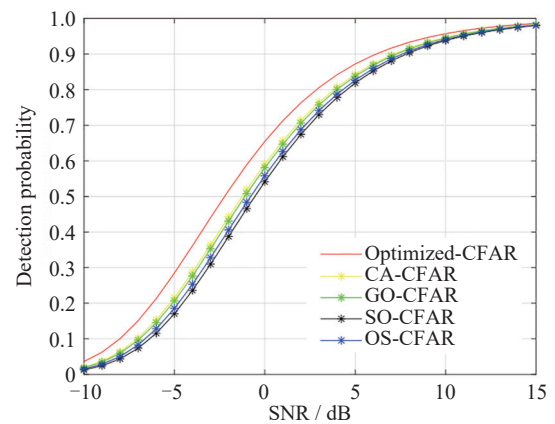


图7 CFAR 检测概率对比

Fig. 7 Comparison of CFAR detection probabilities

实验数据显示, 本文提出的 Optimized-CFAR 算法在低信噪比区域 ($\text{SNR} < 5$ dB) 表现出显著优势: 当 $\text{SNR} = -5$ dB 时, 其检测概率达 0.28 ± 0.02 , 较 CA-CFAR (0.21 ± 0.01)、SO-CFAR (0.17 ± 0.01) 等传统算法提升 $31.9\% \sim 67.2\%$; 随着信噪比的升高, 该算法的性能优势持续显著, 当 $\text{SNR} = 10$ dB 时, 其检测概率达到 0.95 ± 0.01 , 优于次优算法 CA-CFAR 约 2.5% ; 当 $\text{SNR} = 15$ dB 时, Optimized-CFAR 实现峰值检测概率 98.6% , 其检测性能曲线整体位于其他对

比算法簇的上包络位置。

通过算法机理分析可知, 该优化方案通过自适应阈值调节机制有效解决了传统 CFAR 算法在低信噪比和多目标场景下的检测概率较低问题。特别是在 $\text{SNR} = 0 \sim 5 \text{ dB}$ 的关键工作区间, 其检测概率较典型算法提高 $6.5\% \sim 20.9\%$, 表明该算法具有更强的环境适应性, 这为复杂电磁环境下跨信道信号的可靠检测提供了有力支撑。

3.2 硬件实现验证

为验证信道化分析-综合系统的实际性能, 本研究构建了完整的电磁频谱监测射频前端处理链路, 射频前端采集信号输入数字处理单元, 其数字单元核心模块包括: 信道化分析-综合模块、子带频谱检测模块及跨信道信号判决模块。实验采用 Zynq UltraScale+ ZCU102 异构计算平台与 ADRV9009 宽带射频收发器构建硬件验证系统, 受芯片性能限制, 系统监视带宽设定为 200 MHz , 基带采样率配置为 500 MSPS 。图 8 给出了系统硬件测试的物理实现方案。

针对工程应用对实时性的严苛要求, 本设计采用四级流水线优化的并行处理架构, 通过将旋转因子量化为 10 位定点数并预存储为权重系数, 显著提升了基 2 FFT 蝶形运算效率。针对多相滤波器组的输出特性, 子信道的加权求和过程可等效为 16 点 FFT 运算, 其中每级蝶形运算通过复数乘加单元实现, 同时采用饱和截断与算术右移相结合的位宽控制策略^[19], 将每级运算输出稳定在 16 位有效数据, 有效抑制了运算过程中的位宽膨胀问题。为确保时序一致性, 通过 D 触发器构建延迟匹配网络, 将四级流水线的数

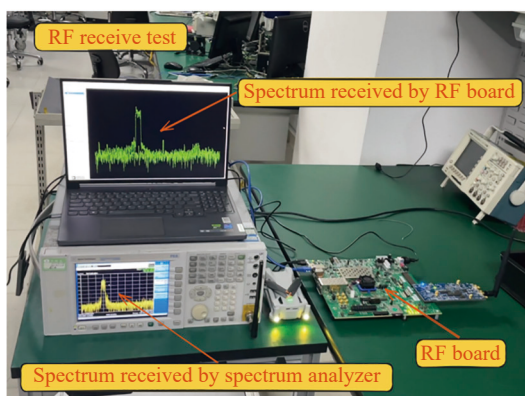


图 8 系统硬件测试

Fig. 8 System hardware test

输出偏差严格控制在 ± 0.5 个时钟周期内。在硬件优化方面, 调用 Complex Multiplier IP 核实现四级流水化的复数乘法运算, 将关键路径延迟降低至 6 个时钟周期。实验测试表明, 该架构在 Zynq UltraScale+ 平台上的 FFT 计算吞吐率达到 1.6 GSPS , 处理延迟小于 $2 \mu\text{s}$, 充分满足宽带信号实时处理需求。

为定量评估跨信道信号重构效果, 通过 FPGAs 开发工具的内部逻辑分析仪实时捕获信道化处理数据流, 并导入计算软件进行频域解析, 生成重构信号频谱图, 得到信号重构频谱如图 9 所示。实验结果表明: 在参考基准为幅度最高点时, 重构后的 LFM 信号在 $40 \sim 70 \text{ MHz}$ 频段内呈现平坦的幅度响应 ($-2 \pm 0.3 \text{ dB}$); QPSK 信号在 $130 \sim 190 \text{ MHz}$ 频段内幅度稳定于 $-10 \pm 1.2 \text{ dB}$, 带内噪声基底降低至 -50 dB 以下。频谱特征分析显示, 重构信号成功消除了跨信道频谱混叠。通过构建输入-输出信号幅度, 采用归一化均方误差 NMSE (e_{NMSE}) 评估信号保真度, 其表达式为

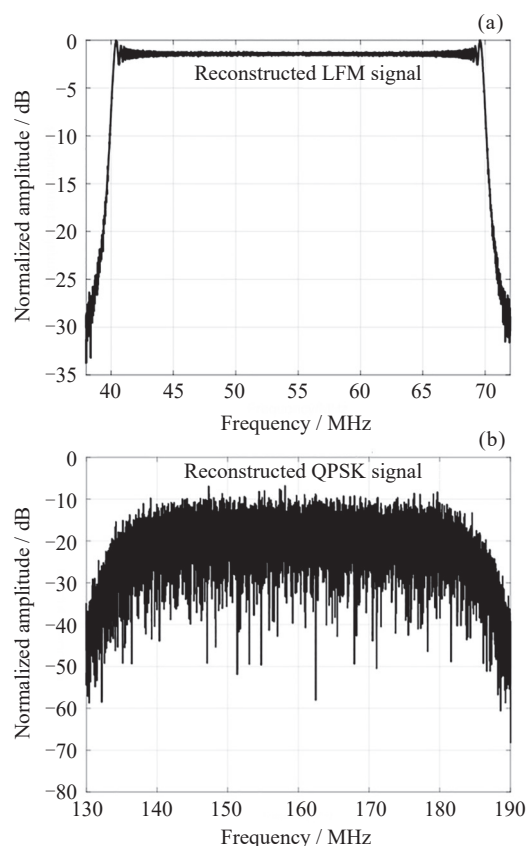


图 9 重构后的信号频谱

Fig. 9 Reconstructed signal spectrum

$$e_{\text{NMSE}} = \frac{\|\mathbf{Y}_{\text{re}} - \mathbf{Y}_{\text{in}}\|_2^2}{\|\mathbf{Y}_{\text{in}}\|_2^2}. \quad (20)$$

其中, $\mathbf{Y}_{\text{re}}$ 与 $\mathbf{Y}_{\text{in}}$ 分别为重构信号与原始输入信号的频域向量, $\|\cdot\|_2^2$ 表示向量的欧几里得范数的平方, 即所有元素平方和. 保真度定义为

$$F = 1 - e_{\text{NMSE}}. \quad (21)$$

同时, 重构信号的幅度均方根误差 e_{RMS} , 其表达式为

$$e_{\text{RMS}} = 20 \lg \left[\sqrt{\frac{\sum (\mathbf{X}_{\text{re}} - \mathbf{X}_{\text{in}})^2}{\sum \mathbf{X}_{\text{in}}^2}} \right]. \quad (22)$$

其中, $\mathbf{X}_{\text{in}}$ 与 $\mathbf{X}_{\text{re}}$ 分别为输入信号与重构信号的时域向量. 实验测得, LFM 信号 NMSE 值为 0.028, 保真度为 0.972; QPSK 信号 NMSE 为 0.035, 保真度为 0.965. 验证了本文提出的动态信道化联合架构在宽带信号保真重构方面的有效性.

针对不同信道化架构的硬件实现效率, 表 1 对比了基于低通滤波器组 (Low-Pass Filter Bank, LPFB)、多相滤波器组 (Poly-Phase Filter Bank, PPFB)、频率响应屏蔽 (Frequency Response Masking, FRM) 文献 [20] 方案及本文方法的乘法器资源消耗.

本文提出的方法采用优化的多相结构, 其 DSP48 乘法器使用分为两部分. FFT 运算部分 (64 个单元 $\times$ 4 级 = 256 个) 和多相滤波器部分 (43 个抽头 $\times$ 10 路并行 = 430 个), 另有 1 个用于控制逻辑, 系统总计使用 687 个 DSP48 乘法器. 为进一步提升运算效率, 该方法实现集成了 2 个四级流水的 Complex Multiplier IP 核和 1 个基 2 分解的 FFT IP 核.

为全面评估资源效率, 本文方法与三种现有方法进行了对比. LPFB 方法中, 每个滤波器包含 1620 个 FIR 抽头, 16 路并行处理, 共需 25920 个 DSP48 乘法器. PPFB 方法中, 基于分解结构, 多相部分配置为 103 个抽头和 16 路并行处理, 共需

1648 个 DSP48 乘法器, 另加 4 个用于控制, 总计 1652 个 DSP48 乘法器. 文献方法 [20] 中, 采用 FRM 优化结构, 使用 822 个 DSP48 乘法器.

以 LPFB 方法的乘法器需求 (25920 个, 标准化为 100%) 为基准, 在保证相同阻带衰减 (> 60 dB) 条件下, 本文方法仅需 687 个乘法器 (占基准的 2.65%). 相较于 PPFB 方法的 1652 个乘法器 (占基准 6.37%), 本方法减少了约 58.4% 的资源消耗; 与 FRM 方法的 822 个乘法器 (占基准 3.17%) 相比, 进一步降低了 16.4% 的资源需求.

结果表明, 通过多相分解与 FFT 等效变换相结合的优化策略, 在保持频谱分辨率的同时, 将乘法器资源消耗压缩至传统 LPFB 架构的 1/40 量级. 该优化显著降低了 FPGA 逻辑资源占用率, 为宽带信道化系统的工程化部署提供了可扩展的硬件架构基础.

在 Zynq UltraScale+MPSoC (XCZU9 EG-2 FF-VB1156) 平台上, 保持 200 MHz 监测带宽不变, 测试 16, 32 和 64 信道配置下的性能参数与资源占用情况, 完整评估了 DSP48, BRAM, LUT 和功耗指标, 测试结果列于表 2.

表 2 给出了不同信道配置下系统吞吐率、处理延迟及功耗的量化对比结果. 分析数据内容可以看出, 系统吞吐率随信道数增加呈现非线性增长模式, 从 16 信道的 1.6 GSPS 提升至 64 信道的 4.0 GSPS, 增长率在高信道数区间有所放缓; 处理延迟近似线性增长 (16, 32, 64 信道配置下, 处理延迟分别为 1.72, 3.45, 6.84 μs), 表明算法的时间复杂度与信道数呈线性关系; 功耗同样表现为近似线性增长特性 (16, 32, 64 信道下, 功耗分别为 2.8, 4.5, 8.2 W). 值得注意的是, 通过计算吞吐率/功耗比, 发现 32 信道配置 ($3.2 \text{ GSPS}/4.5 \text{ W} = 0.71 \text{ GSPS} \cdot \text{W}^{-1}$) 实现了较优的能效平衡, 较 16 信道配置 ($1.6 \text{ GSPS}/2.8 \text{ W} = 0.57 \text{ GSPS} \cdot \text{W}^{-1}$) 提升了 24.6%. 因此, 本研究可以对资源

表 1 信道化滤波器组乘法器消耗对比
Table 1 Comparison of multiplier in channelized filter banks

设计方法	乘法器数量	比例/(%)
本方法	687	2.6
LPFB	25920	100
PPFB	1652	6.37
FRM	822	3.17

表 2 不同通道下处理实时性对比
Table 2 Comparison of real-time processing in different channels

信道数	系统吞吐率/GSPS	处理延迟/ μs	功耗/W
16	1.6	1.72	2.8
32	3.2	3.45	4.5
64	4.0	6.84	8.2

表 3 不同信道数下资源消耗占比
Table 3 Resource consumption proportion under different channels

信道数	使用率/(%)		
	DSP48	BRAM	LUT
16	8.6	12.3	14.7
32	17.3	25.7	28.9
64	34.6	48.2	52.3

受限的星载平台提供有效的工程应用价值。

表 3 给出了不同信道配置下 FPGA 资源的占用情况。实验结果表明, DSP48, BRAM 和 LUT 资源使用率与信道数量之间存在近似线性关系。具体而言, 在信道数从 16 增至 64 的过程中, DSP48 使用率从 8.6% 增至 34.6%, BRAM 使用率从 12.3% 增至 48.2%, LUT 使用率从 14.7% 增至 52.3%, 表明资源利用率随信道数的增加有所提高, 但仍维持在可接受范围内。

4 结论

研究针对天基频谱感知系统中宽带信号跨信道失真问题, 提出了一种基于动态信道化处理的多频段宽带频谱监测系统架构。系统由三个核心模块组成: 可重构信道化滤波器组、子带检测模块和跨信道判决模块。可重构信道化滤波器组通过多相结构实现高效信道划分。子带检测模块采用改进的 Optimized-CFAR 算法生成自适应门限, 提高弱信号检测能力。跨信道判决模块基于信号统计特征, 采用时频域联合分析解决跨信道信号判决问题。通过软件仿真与 FPGA 硬件实现验证, 系统能够有效实现宽带信号的分解与重构, 在低信噪比环境下保持高检测概率, 并显著降低硬件资源消耗。实验结果表明, 15 dB 信噪比条件下, 系统检测概率提升至 98.6%, 重构信号保真度达 0.972, 为天基频谱监测应用提供了高效解决方案。其动态信道化架构为深空探测、卫星频谱监测等任务提供了新的技术途径。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突。

参考文献

[1] XIE Chunmao, ZHANG Chuan, HUANG Ming, *et al.* A review of the applications and development trends of electro-

magnetic spectrum space[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2024, **53**(2): 161-173 (谢春茂, 张川, 黄明, 等. 电磁频谱空间应用及发展趋势综述 [J]. 电子科技大学学报, 2024, **53**(2): 161-173)

[2] XIA Rui, WANG Jingchao, DENG Boyu, *et al.* LEO constellation-based electromagnetic monitoring intelligent processing framework and a review of key technologies[J]. *Chinese Journal of Engineering*, 2023, **45**(5): 807-818 (夏瑞, 王敬超, 邓博宇, 等. 低轨电磁监测智能处理框架与关键技术综述 [J]. 工程科学学报, 2023, **45**(5): 807-818)

[3] HUANG Y, CUI H Y, HOU Y Q, *et al.* Space-based electromagnetic spectrum sensing and situation awareness[J]. *Space: Science & Technology*, 2024, **4**: 0109

[4] KODHELI O, LAGUNAS E, MATURO N, *et al.* Satellite communications in the new space era: a survey and future challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, **23**(1): 70-109

[5] WANG X H, MENG Q, HAN J L, *et al.* Flexible filter bank based on an improved weighted overlap-add algorithm for processing wide bandwidth radio astronomy signals[J]. *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 2015, **127**(958): 1263-1268

[6] GUO Lianping, TIAN Shulin, WANG Zhigang, *et al.* Application of WOLA filterbanks in wideband digital IF processing[J]. *Acta Metrologica Sinica*, 2013, **34**(5): 486-490 (郭连平, 田书林, 王志刚, 等. WOLA 滤波器组在宽带数字中频处理中的应用 [J]. 计量学报, 2013, **34**(5): 486-490)

[7] SU Y. Design of a narrow transition band dynamic digital channelized receiver without Merging adjacent sub-channels[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2020, **1486**(4): 042044

[8] LUO Liyu, GONG Xiaofeng, LUO Ruisen. Design and application of channelized receiver based on multiplier reuse[J]. *Modern Electronics Technique*, 2020, **43**(9): 10-13,20 (罗立宇, 龚晓峰, 雒瑞森. 基于乘法器复用的信道化接收机的设计与应用 [J]. 现代电子技术, 2020, **43**(9): 10-13,20)

[9] LÓPEZ-RISUEÑO G, GRAJAL J, SANZ-OSORIO A. Digital channelized receiver based on time-frequency analysis for signal interception[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2005, **41**(3): 879-898

[10] KIM J, UTOMO D R, DISSANAYAKE A, *et al.* The evolution of channelization receiver architecture: principles and design challenges[J]. *IEEE Access*, 2017, **5**: 25385-25395

[11] HARRIS F J, DICK C, RICE M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, **51**(4): 1395-1412

[12] RUIZ S, DIETZEN T, VAN WATERSCHOOT T, *et al.* A comparison between overlap-save and weighted overlap-add filter banks for multi-channel Wiener filter based noise reduction[C]//2021 29th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). Dublin: IEEE, 2021: 336-340

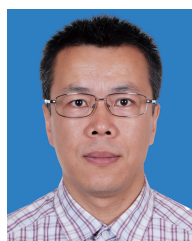
[13] MAHESH R, VINOD A P. Low complexity flexible filter

- banks for uniform and non-uniform channelisation in software radios using coefficient decimation[J]. *IET Circuits, Devices & Systems*, 2011, **5**(3): 232-242
- [14] ZHANG X, WANG X R. Waveform design with controllable modulus dynamic range under spectral constraints[J]. *Signal Processing*, 2021, **189**: 108285
- [15] CONTE E, DE MAIO A, GALDI C. Signal detection in compound-Gaussian noise: Neyman-Pearson and CFAR detectors[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, **48**(2): 419-428
- [16] HARRIS F J. Multirate Signal Processing for Communication Systems[M]. 2nd ed. New York: River Publishers, 2021
- [17] VETTERLI M, KOVACEVIC J. Wavelets and Subband Coding[M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1995
- [18] RAO Yunhua, ZHOU Jiankang, WAN Xianrong, *et al.* CFAR for passive radar based on dynamic ordered matrix[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, **43**(4): 1154-1161 (饶云华, 周健康, 万显荣, 等. 基于动态有序矩阵的外辐射源雷达 CFAR 算法 [J]. *电子与信息学报*, 2021, **43**(4): 1154-1161)
- [19] TENG F, JIAO Y W, YANG W G, *et al.* Multiphase parallel demodulation for remote sensing satellite data transmission—Filter bank based on WOLA structure[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2022, **15**: 9556-9565
- [20] ZHU Zhengyu, ZHOU Ning, LIANG Jing, *et al.* Dynamic channelization structure of WOLA filter banks based on FRM[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2024, **47**(3): 62-68 (朱政宇, 周宁, 梁静, 等. 基于 FRM 的 WOLA 滤波器组动态信道化结构 [J]. *北京邮电大学学报*, 2024, **47**(3): 62-68)

作者简介



饶嘉成 男, 2000 年 5 月出生于江西省抚州市, 现为中国科学院国家空间科学中心硕士研究生, 专业为电磁场与微波技术, 主要研究方向为空间综合电子技术。
E-mail: rao_jc@163.com



黄永辉 (通信作者) 男, 1974 年 1 月出生于辽宁省鞍山市, 现为中国科学院国家空间科学中心研究员, 博士生导师, 主要研究方向为航天器测控通信、射频机器学习 and 空间认知通信等。
E-mail: yonghui@nssc.ac.cn