

面向通感一体化的跳频线性调频信号设计与检测方法

申紫璇¹, 谢 磊², 郭 明¹

(1. 南京理工大学紫金学院电子工程与光电技术学院,南京 210023;2. 东南大学网络空间安全学院,南京 211189)

摘要: 针对以感知波形为基础的信号在通感一体化(Integrated sensing and communication, ISAC)系统中面临通信速率低、易被截获等问题,本文设计了一种基于正交相移键控(Quadrature phase shift keying, QPSK)与线性调频信号(Linear frequency modulation, LFM)的多路跳频传输架构。该架构利用多个LFM信号同时在重叠的频谱区间传输以提高符号速率,并通过LFM子载波的跳频特性实现加密通信。此外,通过结合动态前导码与数据的时分复用机制,该方案有效地提升了多路LFM信号的路径索引和参数估计精度。针对符号解调,本文提出两种基于非相干离散傅里叶变换(Noncoherent discrete chirp Fourier transform, NC-DCFT)的多峰值检测算法。仿真结果表明,在相同符号速率约束下,本文所提出的多路并行架构在误码率方面优于传统单路方案,当信噪比为0 dB时,4路并行架构的误码率相较于单路方案降低了一个数量级。同时,动态前导码方案满足不同场景下的路径索引识别需求,在信噪比为0 dB时,归一化均方差均低于 10^{-2} 。此外,面向功率均衡、功率差异显著及载波参数保护间隔较小3种复杂场景设计的符号检测算法,在其适配场景下均可实现误码率低于 10^{-2} 。最后,跳频机制显著增强了系统的抗截获能力,即使50%参数泄露,第3方对信号的恢复概率(Probability of accurate recovery, PAR)仍被压制在7%以下,验证了该方案的鲁棒性与应用价值。

关键词: 通感一体化;正交相移键控-线性调频信号;非相干离散傅里叶变换;最小均方差联合检测算法;串行干扰消除联合检测算法

中图分类号: TN914 **文献标志码:** A

Design and Detection of Frequency-Hopping LFM Signals for ISAC Systems

SHEN Zixuan¹, XIE Lei², GUO Ming¹

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology ZiJin College, Nanjing 210023, China;2. School of Cyber Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 211189, China)

Abstract: To cope with the challenges of low communication rate and susceptibility to interception of sensing-centric waveforms in integrated sensing and communication (ISAC) systems, this paper designs a multi-channel frequency-hopping transmission architecture based on quadrature phase shift keying (QPSK) and linear frequency modulation (LFM) signals. This architecture transmits multiple LFM signals simultaneously within overlapping spectral bands to enhance the symbol rate. Encrypted communication is achieved by the frequency-hopping characteristics of the LFM subcarriers. Furthermore, the time-division multiplexing (TDM) mechanism of dynamic preambles and data improves the accuracy of path indexing

基金项目:南京理工大学紫金学院校级科学项目(2025ZRKX0401009);江苏省高等学校基础科学(自然科学)研究面上项目(25KJD510005)。

收稿日期:2025-06-09;修订日期:2025-09-10

and parameter estimation for multi-path LFM signals. Simulation results show that under identical symbol rate constraints, the proposed multi-channel parallel architecture achieves superior bit error rate (BER) performance compared to traditional single-channel schemes. Specifically, the BER of the four-channel architecture at 0 dB SNR is reduced by one order of magnitude relative to the single-channel scheme. Additionally, the dynamic preamble scheme meets the requirements for path index identification across various scenarios. At 0 dB SNR, the normalized mean square error (NMSE) remains below 10^{-2} . Furthermore, both the proposed symbol demodulation algorithms achieve a BER below 10^{-2} at 0 dB SNR in their respective scenarios. Moreover, the frequency hopping mechanism significantly enhances the system's anti-intercept capability. Even with 50% parameter leakage, the probability of accurate recovery (PAR) of signal parameters by the third parties remains suppressed below 7%, validating the robustness and application value of the solution.

Key words: integrated sensing and communication (ISAC); quadrature phase shift keying (QPSK)-linear frequency modulation (LFM); noncoherent discrete chirp Fourier transform (NC-DCFT); minimum mean square error (MMSE) joint detection algorithm; successive interference cancellation (SIC) joint detection algorithm

引言

随着5G向6G^[1]演进,通感一体化(Integrated sensing and communication, ISAC)被视为未来智能无线系统的关键技术之一^[2-3]。然而,现有的ISAC系统的波形设计在通信和感知的功能整合方面存在显著挑战^[4]。如文献[5]所提出,如何构建一种兼具加密通信能力与高精度雷达感知性能的复合波形,是当前ISAC研究的核心问题之一。

目前,ISAC波形设计主要分为3类^[6]:(1)以通信波形为基础添加感知功能;(2)以感知波形为基础嵌入通信信息;(3)基于正交时频空(Orthogonal time frequency space, OTFS)的时延-多普勒(Delay-Doppler, DD)域正交性联合波形设计。在以通信波形为基础的ISAC波形设计中,正交频分复用信号被广泛采用^[7]。该方法可以直接复用现有通信系统,但受限于多普勒敏感性和感知精度等问题^[8]。而以感知波形为基础的ISAC系统通常通过对雷达信号参数进行调制以嵌入通信信息^[9]。此方案有着较强的抗干扰能力,可以实现高精度感知^[10],但其通信速率受限于雷达的脉冲重复频率^[11]。基于OTFS的ISAC系统借助DD域的二维正交性,在复杂传输环境仍能有效地保持传输效率。但因其复杂度较高,尚未被大规模部署^[12]。本文聚焦于以感知波形为基础的ISAC设计,旨在兼顾感知精度与通信能力,适用于军事侦察、车载雷达等对感知性能要求较高的场景^[13]。在常见的雷达感知信号中,线性调频(Linear frequency modulation, LFM)信号凭借其较强的多普勒容忍性、较大的时宽带宽积以及尖锐的自相关特性成为以感知波形为基础的ISAC系统的潜在候选波形^[14]。

为实现基于LFM波形的ISAC系统设计,已有研究围绕其调制方式完成通信功能。通过相位调制,文献[15]提出了基于相移键控(Phase shift keying, PSK)的LFM太赫兹通感一体化传输方案。而在频率调制方面,文献[16]完成基于最小频移键控与LFM的光载太赫兹通感一体化信号模式。为从接收端准确提取通信信息,系统需对LFM载波的初始频率与调频斜率等参数进行精确估计,已有多种方法,如匹配滤波法^[17]、分数自相关(Fractional auto-correlation, FrAc)和分数傅里叶变换(Fractional Fourier transform, FrFT)算法^[18]、离散啁啾傅里叶变换(Discrete chirp Fourier transform, DCFT)算法^[19]、非相干离散啁啾傅里叶变换(Noncoherent discrete chirp Fourier transform, NC-DCFT)算法^[20]。

尽管基于LFM的一体化波形设计与参数估计已较为完善,但LFM固有的线性时频特征使其存在明显的可预测性,导致信号更易被截获,造成巨大的安全隐患^[21]。目前,相关研究尚未在信号结构层面提出有效的抗侦测机制。因此,亟需从新型信号设计与调制机制出发,提升以LFM为代表的感知波形在ISAC系统中的抗侦测能力。

针对ISAC在强感知需求场景下面临的通信速率受限与抗截获能力薄弱的问题^[15]。本文提出一种基于正交相移键控(Quadrature phase shift keying, QPSK)的多路并行信号传输方案。该方案通过在可用频带内生成完全随机的跳频序列,动态调整各路LFM子载波的初始频率与调频斜率,使信号参数具有不可预测性,从而提升系统的抗截获能力。为增强多路信号的解调精度,本文引入时分复用机制。在每个传输周期为各路LFM子载波嵌入经过处理的序列,用于接收端路径索引识别。随后,经过QPSK调制的通信数据被加载在各自对应的LFM子载波上,以此实现通信信息的有效传输。该多路跳频架构不仅提升了系统的符号传输速率,同时也增强了信号间的可分离性与鲁棒性。

首先,本文所搭建的A路传输模型使系统总符号速率提升至单路传输的A倍,突破了传统LFM信号对速率的限制。其次,本文提出的动态前导码嵌入方案解决了系统中多路信号索引模糊的问题,为后续的QPSK解调提供支持。此外,通过完全随机生成的跳频序列动态控制各路子载波的时频参数,打破了LFM信号固有的线性时频映射特征,使得瞬时信号参数对包括合法接收端在内的所有观测者均具有不可预测性,以提升信号的抗截获能力。最后,为解决完全随机跳频机制下的通信数据盲检测与多路传输模式下的子载波干扰问题,本文设计了两种基于NC-DCFT的多峰值联合检测算法,有效实现了多路LFM信号的精确分离与QPSK符号的盲检测。

1 基础系统模型

本文以QPSK调制的LFM ISAC波形为研究对象,搭建基于感知信号的ISAC系统模型。本章将介绍该波形所涉及的理论知识,包括:LFM信号的时频域特点、QPSK调制的星座映射原理、传统QPSK-LFM系统模型,以及传统的LFM信号参数估计算法。上述内容为后续系统设计与算法构建提供了理论支持。

1.1 基础 LFM 信号

常见的LFM信号表达式^[15]为

$$\Phi(t) = e^{j2\pi(f_k t + \frac{1}{2}f_l t^2)} \quad (1)$$

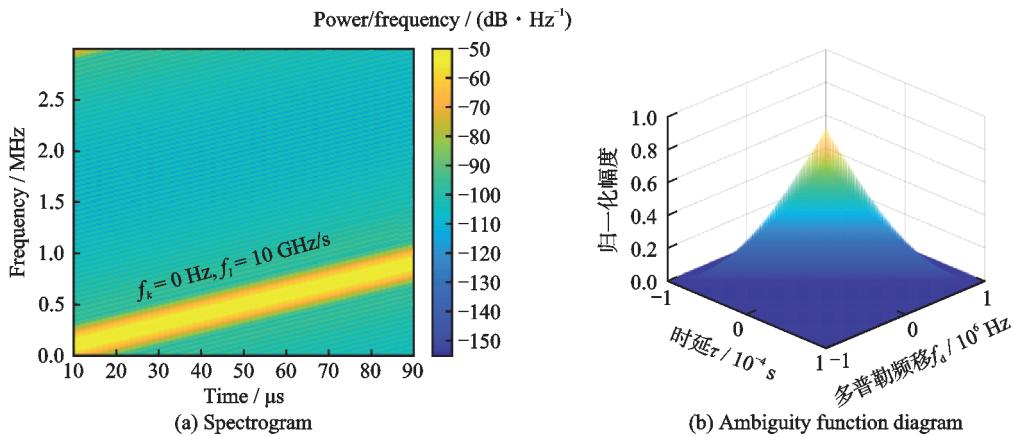
式中: f_k 为信号的初始频率, f_l 为信号的调频斜率。LFM信号的时频谱图以及模糊函数图^[22]如图1所示。图1(a)展示了时频谱图的频率随时间呈线性变化,表现为斜直线状;图1(b)展示的模糊函数图呈“斜刀刃”状,其主瓣沿DD频移的对角线方向延伸,表现出时延与多普勒频移的强线性关联,二者共同决定了模糊函数值,任一维度的扰动将会导致另一维度的测量值产生线性误差,反映了该信号的模糊函数值受DD域的强耦合性影响。

1.2 QPSK 调制

QPSK通过对二进制码元实施正交载波调制以实现数据传输,QPSK符号可被表示为

$$\gamma \in \{e^{j\pi/4}, e^{j3\pi/4}, e^{j5\pi/4}, e^{j7\pi/4}\} \quad (2)$$

式中 γ 代表QPSK符号,集合中的每个复数值对应星座图中的一个相位点。如图2所示,4个符号点分别映射为二进制码元10、00、01和11,构成2比特格雷编码。通常用符号速率 R_s 来衡量系统的传输效率,定义为每秒传输的QPSK符号个数^[23]。

图1 $f_k = 0 \text{ Hz}, f_l = 10 \text{ GHz/s}, f_s = 3 \text{ MHz}, T = 0.1 \text{ ms}$ 的 LFM 信号典型特性Fig.1 LFM signal with $f_k = 0 \text{ Hz}, f_l = 10 \text{ GHz/s}, f_s = 3 \text{ MHz}, T = 0.1 \text{ ms}$

1.3 QPSK-LFM 系统传输模型

在 QPSK-LFM 系统中,发送端将 QPSK 符号嵌入 LFM 的相位维度^[15],这种设计旨在同时满足数据传输与目标检测的双重需求。系统模型如图 3 所示。发送端在 t 时刻生成的 QPSK-LFM 信号 $s(t)$ 表示为

$$s(t) = \gamma(t) \cdot \Phi(t) \quad (3)$$

式中: $\gamma(t)$ 为 t 时刻的 QPSK 符号, $\Phi(t)$ 为 t 时刻的 LFM 信号。

在加性高斯白噪声 (Additive white Gaussian noise, AWGN) 信道环境下,在 t 时刻的接收信号 $y(t)$ 表示为

$$y(t) = s(t) e^{j\theta(t)} + w(t) \quad (4)$$

式中: $\theta(t) \in [0, 2\pi]$ 表示在 t 时刻由发射天线引入的随机相位扰动, $w(t)$ 为 t 时刻的 AWGN, 服从 $CN(0, \sigma^2)$ 分布, σ^2 为噪声的功率。

QPSK-LFM 信号的模糊函数如图 4 所示,QPSK 调制导致了 LFM 信号模糊函数图^[22]发生结构性变化,其由图 1(b) 中的“斜刀刃”状转变为具有不规则旁瓣的结构,表明 QPSK 的随机相位跳变破坏了 LFM 信号原有的连续相位性,打破 LFM 模糊函数中的线性耦合项,导致模糊函数的主瓣能量重新分布。旁瓣与主瓣延对角线的连续性中断反映出耦合路径断裂,DD 频移的测量误差不再线性绑定,体现耦合性弱化。这种弱化导致模糊函数的取值对时延或多普勒频移单一维度的变化更为敏感,为其在各自维度上实现更精确的参数估计奠定了基础。其主瓣仍然保持锐利性,且旁瓣的能量分布远离主瓣,反映出 QPSK-LFM 信号主瓣的感知性能未受显著影响^[24]。这一特性表明,QPSK-LFM 信号在通信功能引入的同时,仍保留良好的感知能力。因此本文选取 QPSK-LFM 信号作为 ISAC 研究对象,重点从通信性能角度进行分析与改进。

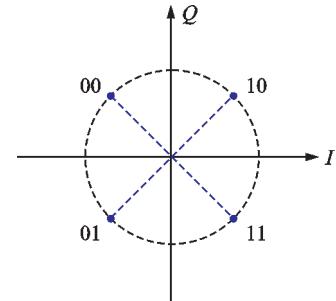


图2 QPSK 映射星座图

Fig.2 Constellation diagram of QPSK modulation

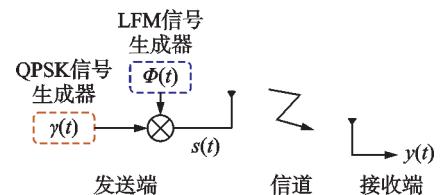


图3 QPSK-LFM 系统传输模型图

Fig.3 Diagram of the QPSK-LFM transmission system

1.4 接收端匹配滤波算法

LFM信号作为现代雷达中应用最广泛的信号,准确估计其目标回波的初始频率和调频斜率参数至关重要。在电子对抗场景中,截获敌方雷达信号并精确估计其参数为识别其工作模式、定位辐射源以及生成虚假回波信号的基础^[25]。在自身雷达系统中,参数估计的精度是实现目标检测、距离测量和速度感知等任务的核心^[26],对维持雷达探测性能起着决定性作用^[27];在ISAC系统中,参数估计为通信信号的分离、均衡以及解调提供关键依据^[20]。

匹配滤波法是目前最常用的LFM信号参数估计算法之一^[17]。该方法将接收信号 $y(t)$ 与接收端预设的LFM信号进行互相关运算,从而实现对初始频率 f_k 与调频斜率 f_l 的联合估计,该过程可表示为

$$Y_{MF}(f_k^{MF}, f_l^{MF}) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f_k^{MF}t + \frac{1}{2}f_l^{MF}t^2)} y(t) dt \quad (5)$$

式中 f_k^{MF} 和 f_l^{MF} 分别为接收端预设的LFM信号的初始频率和调频斜率。基于此,LFM信号的参数估计结果可通过最大化匹配滤波器的输出模值实现,即

$$(\tilde{f}_k, \tilde{f}_l) = \arg \max_{f_k^{MF}, f_l^{MF}} |Y_{MF}(f_k^{MF}, f_l^{MF})| \quad (6)$$

该方法通过在 f_k-f_l 平面进行二维搜索以寻找峰值,从而实现对LFM信号参数的联合估计。然而,其计算量随参数预设点数呈平方增长,导致该算法在高分辨率或高速动态场景下难以满足实时处理需求^[18]。

2 改进的系统模型

本节针对所提出的多路跳频QPSK-LFM系统,依次阐述其中的多路并行架构、前导码设计方案、以及LFM跳频机制,最后介绍整体系统模型与波形结构,为后续的参数估计算法以及信号检测奠定基础。

2.1 多路并行 LFM 架构

本文提出的多路并行LFM架构如图5所示。系统设计引入 A 条并行子路径,各路径彼此独立,每一路通过QPSK调制数据信号到LFM子载波上。根据式(3),第 a 条路径在 t 时刻的发射信号 $s_a(t)$ 表示为

$$s_a(t) = \gamma_a(t) \cdot \Phi_a(t) \quad (7)$$

式中: $\gamma_a(t)$ 表示第 a 条路径在 t 时刻的QPSK符号, $\Phi_a(t)$ 表示第 a 条路径在 t 时刻使用的LFM子载波。发射端信号 $s(t)$

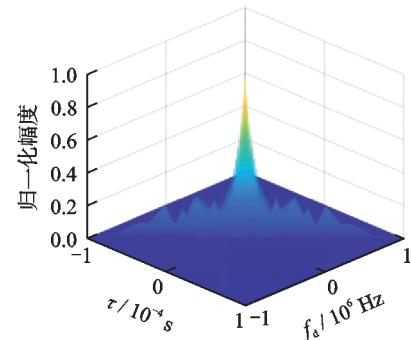


图4 $T = 0.1$ ms, $f_k = 0$ Hz, $f_l = 10$ GHz/s, $f_s = 2$ MHz, $R_s = 50$ kBaud 的 QPSK-LFM 信号模糊函数图

Fig.4 Ambiguity function diagram of QPSK-LFM signal with $T = 0.1$ ms, $f_k = 0$ Hz, $f_l = 10$ GHz/s, $f_s = 2$ MHz, $R_s = 50$ kBaud

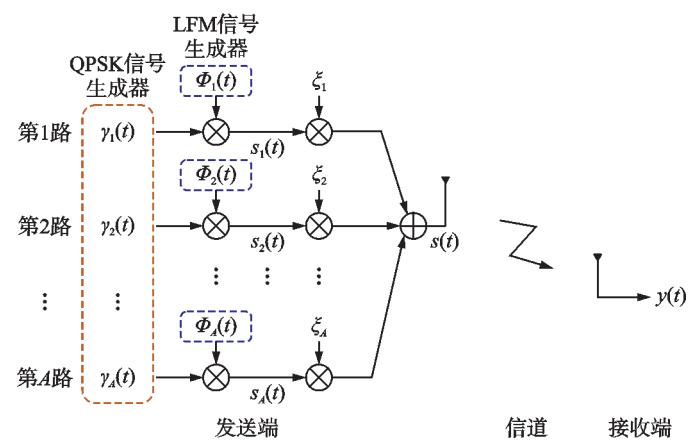


图5 多路并行 LFM 系统传输模型图

Fig.5 Block diagram of the multi-channel parallel LFM transmission system

由各子路径信号经能量归一化处理后叠加而成

$$s(t) = \sum_{a=1}^A \xi_a s_a(t) \quad (8)$$

式中: A 为多路QPSK-LFM模型的总路数, $\xi_a \in \mathbb{R}^+$ 为第 a 路信号的加权系数,需满足能量归一化约束条件: $\sum_{a=1}^A \xi_a^2 = 1$ 。

2.2 动态前导码设计

本文采用动态前导码嵌入方案,在每路信号的起始处嵌入长度为 B 的前导码序列,以实现多路信号的路径识别与分离,其中 B 为大于等于0的整数。当 $B=0$ 时,不嵌入前导码,接收端基于发射端并行信号的加权系数实现各路LFM信号的索引识别。当 $B>0$ 时,嵌入前导码,用于解决权重相等或差异较小时,能量差异法因判决门限模糊而失效的情况。此时选用正交的Walsh码^[28]作为前导码,第 a 路信号的前导码序列 $\{\mu_{a,b}\}$ 满足如下正交性条件

$$\sum_{b=0}^{B-1} \mu_{a,b} \cdot \mu_{a',b}^* = \begin{cases} B & a = a' \\ 0 & a \neq a' \end{cases} \quad (9)$$

式中 $a, a' \in \{1, 2, \dots, A\}$ 。不同路的前导码序列严格正交,确保接收端可通过相关运算识别出载波索引。Walsh码的正交性要求其长度 B 为2的整数次幂^[28],为保证每一路都有唯一的正交前导码, B 应为大于或等于路数 A 的最小2的整数次幂,即

$$B = 2^{\lceil \log_2 A \rceil} \quad (10)$$

式中“ $\lceil \cdot \rceil$ ”表示向上取整。在本方案中,前导码为取值-1和1的正交Walsh码,并通过相位调制的方式加载到LFM载波上。这种设计与QPSK调制的数据部分在信号结构上保持一致,使得接收端在对LFM进行参数估计、信号解调等模块中,能够对前导码和数据部分采用统一的处理框架,确保了系统架构的整体性。

2.3 多路跳频LFM信号

在本文提出的多路LFM系统架构中,各路LFM信号的初始频率和调频斜率随信号的传输周期完全随机跳变,定义该信号模式为多路跳频LFM信号。每隔传输周期 T_p ,每一路LFM信号的初始频率和调频斜率在可用频带内随机更新一次,其时域表达式为

$$\Phi_{a,p}(t) = e^{j2\pi [f_k^{(a,p)}(t-pT_p) + \frac{1}{2} f_l^{(a,p)}(t-pT_p)^2]} \quad (11)$$

式中 $f_k^{(a,p)}$ 和 $f_l^{(a,p)}$ 分别表示第 a 路LFM信号在第 p 个传输周期内的初始频率和调频斜率,其组合序列 $\{f_k^{(a,p)}, f_l^{(a,p)}\}$ 构成完全随机跳频序列。在发送端,跳频序列控制子载波的初始频率和调频斜率,使得LFM信号的频率参数随传输周期 T_p 动态调整,其值从满足约束条件的频带中完全随机生成,不依赖确定性规则。这种机制使瞬时信号参数对包括合法接收端在内的任何节点均具有不可预测性,从而提升信号的抗截获概率与系统的整体安全性。为避免不同路径之间的频率重叠干扰,在任意一个传输周期 T_p 内,跳频序列需满足以下约束

$$\begin{cases} |f_k^{(a,p)} - f_k^{(a_j,p)}| > B_k \\ |f_l^{(a,p)} - f_l^{(a_j,p)}| > B_l \end{cases} \quad (12)$$

式中: $a_i, a_j \in \{1, 2, \dots, A\}$ 且 $a_i \neq a_j$, B_k 和 B_l 分别为初始频率和调频斜率的最小保护间隔。

图6展示了双路径跳频架构下的LFM时频谱图。如图6所示,信号的初始频率 f_k 和调频斜率 f_l 在不同传输周期呈现出无规律的跳变特性,在时频谱上表现为不连续且无固定模式的斜线轨迹,这种完全随机的时频特性大幅度降低了信号的可预测性与被截获概率;同时,同一传输周期内,不同路径的LFM信号在时频谱上呈现清晰分离特性,便于接收端对多路信号进行解调。

2.4 多路跳频QPSK-LFM系统

本文所提出的多路跳频QPSK-LFM通信系统的整体结构如图7所示。系统内各路径彼此独立,第 a 路的LFM子载波 $\Phi_a(t)$ 通过跳频序列控制其初始频率和调频斜率发生周期性跳变。在每个传输周期 T_p 内,信号由符号长度为 B 的前导码字段 $\{\mu_a\}$,以及包含 M 个QPSK符号的通信数据字段 γ_a 两部分构成,其中 $B+M=T_p \cdot R_s$ 。两种字段通过时分复用方式嵌入至LFM信号的相位域,从而构造出本文提出的单个子载波的QPSK-LFM的波形 $s_a(t)$ 。各子路径信号在发射端进行叠加,形成复合波形 $s(t)$,经过无线信道传输后到达接收端,接收信号记作 $y(t)$ 。

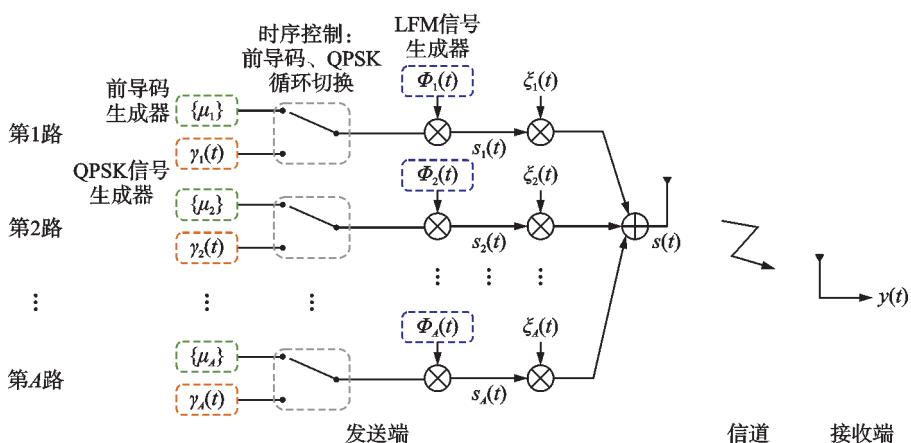


图7 多路跳频QPSK-LFM系统传输模型图

Fig.7 Block diagram of the multiplexed frequency-hopping QPSK-LFM transmission system

假定系统中发射信号的跳频总次数为 P ,系统发射端输出的第 a 路信号 $s_a(t)$ 可表示为

$$s_a(t) = \sum_{p=1}^P \left[\sum_{b=1}^B \mu_{a,b} \cdot \Phi_{a,p}(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - pT_p - (b-1)\Delta t}{\Delta t}\right) + \sum_{m=1}^M \gamma_{a,p,m} \cdot \Phi_{a,p}(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - pT_p - B\Delta t - (m-1)\Delta t}{\Delta t}\right) \right] \quad (13)$$

式中: $a = 1, 2, \dots, A$ 表示第 a 条路径; $p = 1, 2, \dots, P$ 表示第 p 个传输周期; $b = 1, 2, \dots, B$ 表示前导码的

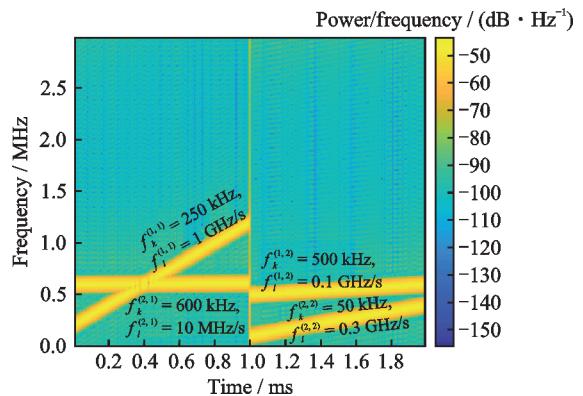


图6 $T = 2$ ms, $T_p = 1$ ms, $A = 2$, $B_k = 23.43$ kHz, $B_l = 39.06$ MHz/s的双路径跳频的LFM时频谱图示例

Fig.6 Spectrogram of dual-path frequency hopping LFM signals with $T = 2$ ms, $T_p = 1$ ms, $A = 2$, $B_k = 23.43$ kHz, $B_l = 39.06$ MHz/s

第 b 个符号;对于前导码字段, $\{\mu_{a,b}\}$ 为第 a 条路径对应的前导码符号序列, $\phi_{a,p}(t)$ 表示第 a 条路径在第 p 个传输周期内使用的 LFM 子载波;在通信符号字段中, $\gamma_{a,p,m}$ 表示第 a 条路径在第 p 个传输周期内的第 m 个 QPSK 符号;每个符号的持续时间记为 $\Delta t = \frac{T_p}{M+B}$;矩形脉冲函数定义为 $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$, 用于实现时序控制, 同时限定信号的有效激活时间。

根据式(8), A 路并行架构的发射端信号 $s(t)$ 由各子路径信号经能量归一化处理后叠加而成。上述模型为理想连续时间表达式, 实际系统中信号处理需基于离散采样实现。假定采样频率为 f_s , 则发送端的合成信号 $s[n] = s(n/f_s)$ 。结合式(4)和式(8), 接收信号 $y[n]$ 可表示为

$$y[n] = s[n] e^{j\theta[n]} + w[n] \quad (14)$$

3 多峰值联合检测算法

本文采用多路跳频的 QPSK-LFM 系统模型, 在接收端需对每个传输周期内的信号进行时分处理, 依次完成多路 LFM 子载波重构、路径索引及 QPSK 符号解调。由于各传输周期的信号处理流程具有一致性, 本章以 $P=1$ 的单传输周期为例, 介绍 LFM 信号参数估计与 QPSK 符号检测的协同处理流程。该流程可扩展至全时段多周期的完整信号处理场景。

3.1 NC-DCFT 参数估计算法

匹配滤波法是目前 LFM 信号参数估计的主流方法, 算法原理详见 2.4 节。该方法通过最大化输出信噪比以实现参数估计, 但其计算复杂度随参数搜索点数呈平方级增长^[17]。针对本文提出的多路跳频 QPSK-LFM 系统, 若采用匹配滤波法进行参数估计, 其计算量将急剧增加。此外, 该方法会受到 QPSK 符号相位跳变的影响, 进而降低参数估计精度。为此, 本文引入 NC-DCFT 算法^[20], 在降低计算复杂度的同时, 依赖可调的频率搜索范围以及频率搜索精度实现参数估计性能的提升。该算法采用符号分块处理和范数累加机制, 抑制了 QPSK 信号的相位跳变干扰, 适用于本文的 QPSK-LFM 一体化波形。

维度为 K 的 NC-DCFT 矩阵 X_{NC} 为

$$X_{\text{NC}}[l_0, k_0] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{n=m_i}^{m_i+n_i-1} x[n] W_K^{(\zeta l_0 + \rho)n^2 + (\eta k_0 + \lambda)n} \right|^2 \quad (15)$$

式中: $l_0, k_0 = 0, 1, \dots, K-1$; N 为接收端信号 $x[n]$ 的采样点数; M 为信号中包含的 QPSK 符号个数; m_i 为第 i 个符号的采样起点索引; n_i 为该符号的总采样点数; 旋转因子 $W_K = e^{-j2\pi/K}$; “ $|\cdot|^2$ ” 表示模平方运算。可调因子 $\zeta, \eta, \rho, \lambda$ 由设定的搜索范围 $[f_l^{\min}, f_l^{\max}], [f_k^{\min}, f_k^{\max}]$, 采样频率 f_s , 以及频率分辨率 K 共同决定, 即

$$\begin{cases} \zeta = \frac{K(f_l^{\max} - f_l^{\min})}{2f_s^2(K-1)} \\ \eta = \frac{K(f_k^{\max} - f_k^{\min})}{f_s(K-1)} \\ \rho = \frac{Kf_l^{\min}}{2f_s^2} \\ \lambda = \frac{Kf_k^{\min}}{f_s} \end{cases} \quad (16)$$

在 NC-DCFT 矩阵 X_{NC} 中定位峰值坐标 (\tilde{l}, \tilde{k}) , 并估计出参数

$$\begin{cases} \tilde{l} = \frac{2}{K} f_s^2 (\zeta \tilde{l} + \rho) \\ \tilde{k} = \frac{1}{K} f_s (\eta \tilde{k} + \lambda) \end{cases} \quad (17)$$

如图 8 所示, NC-DCFT 算法将搜索范围缩小到自定义的 $[f_l^{\min}, f_l^{\max}]$ 、 $[f_k^{\min}, f_k^{\max}]$, 同时通过调节频率分辨率点数 K , 有效解决了传统 DCFT 频率分辨率固定所导致的参数估计精度受限的问题。

3.2 基于 MMSE 的 NC-DCFT 多峰值联合检测算法

针对多路跳频 QPSK-LFM 复合信号模型, 假定接收端已知各路加权系数 ξ_a , 本文提出了一种基于 MMSE 的 NC-DCFT 多峰值联合检测算法。本算法依次执行以下 3 个步骤:首先, 在 NC-DCFT 矩阵中进行多峰值搜索, 根据搜索出的多个峰值重建出多路 LFM 载波;其次, 依据多路信号功率差异是否显著, 对重建出的多路 LFM 载波选用不同的索引定位方式;最后, 根据 MMSE 准则联合检测所有路径的 QPSK 符号。算法流程图如图 9 所示。

3.2.1 基于 NC-DCFT 的多峰值搜索机制

根据式(8,15), 信号分量的加权系数 ξ_a 将直接影响其在 NC-DCFT 矩阵中的峰值幅度

$$H_{\text{peak}}^{(a)} \propto \xi_a^2 \quad (18)$$

式中: $H_{\text{peak}}^{(a)}$ 表示第 a 路 LFM 信号分量在矩阵 X_{NC} 中的峰值幅度, ξ_a 表示第 a 路 LFM 信号分量的加权系数。图 10 展示了双路径 QPSK-LFM 信号的 NC-DCFT 矩阵幅度分布图。如图 10(a) 所示, 当两路信号的加权系数不同时, 各路 LFM 信号的能量呈层级分布, 强分量在输出矩阵 X_{NC} 中形成主导峰值, 而弱分量则对应次峰; 如图 10(b) 所示, 当两路信号具有相同加权功率时, 两路径 LFM 信号的理论幅度一致, 但受限于 NC-DCFT 的分辨率与搜索精度, 其峰值幅度在实际中仍会出现轻微差异。

在输出矩阵 X_{NC} 中搜索多分量 LFM 信号所对应的多个峰值, 具体步骤如下。

(1) 主峰值提取。将 NC-DCFT 输出结果中的峰值按幅度进行排序, 选取数值最大峰值记作主分量 z_1 , 其坐标为 $(\tilde{l}_{z_1}, \tilde{k}_{z_1})$, 构建其对应的 LFM 模板信号 $\tilde{\Phi}_{z_1}[n] = e^{j2\pi\tilde{f}_k^{(z_1)}\frac{n}{f_s} + j\pi\tilde{f}_l^{(z_1)}\frac{n^2}{f_s^2}}$ 。其中, $\tilde{f}_k^{(z_1, p)}$ 和 $\tilde{f}_l^{(z_1, p)}$ 为该主分量在第 p 个传输周期内的初始频率和调频斜率估计值, 可通过式(17)计算。此时 z_1 为能量最大分量, 需进一步确定其路径索引。

(2) 构建保护区域。为避免主峰旁瓣干扰次峰检测, 根据式(12), 以主峰坐标 $(\tilde{l}_{z_1}, \tilde{k}_{z_1})$ 为中心, 设置保护区域

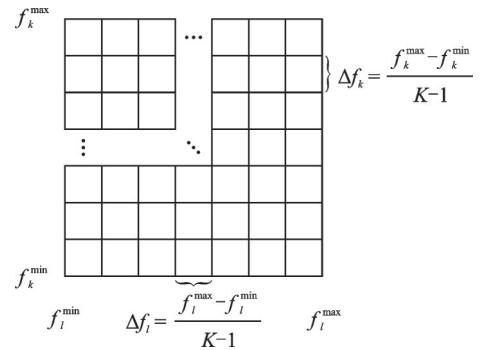


图 8 NC-DCFT 参数估计搜索图

Fig.8 Parameter estimation search diagram for NC-DCFT

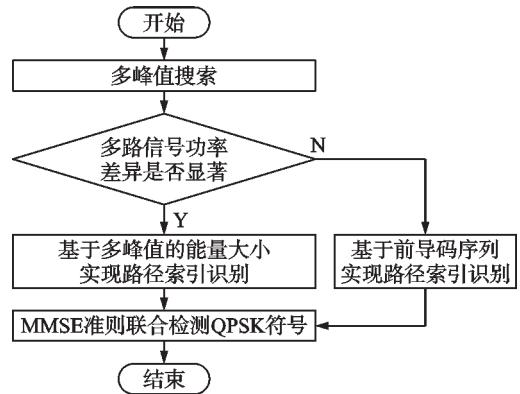


图 9 基于 MMSE 的 NC-DCFT 多峰值联合检测算法流程图

Fig.9 Flowchart of the MMSE-based multi-peak joint detection algorithm for NC-DCFT

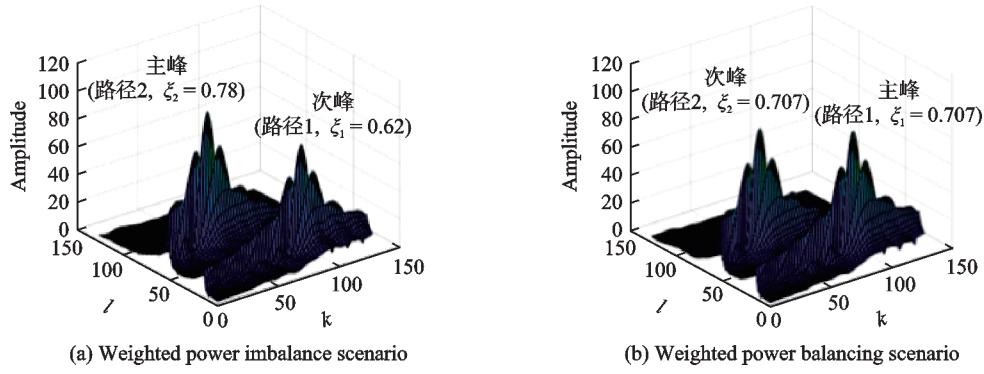


图 10 双路径 QPSK-LFM 信号的 NC-DCFT 矩阵幅度分布图

Fig.10 Amplitude distribution of the NC-DCFT matrix for dual-path QPSK-LFM signals

$$G_1 = \{(l, k) | |l - \tilde{l}_{z_1}| \leq D_l \cup |k - \tilde{k}_{z_1}| \leq D_k\} \quad (19)$$

式中 D_l 和 D_k 分别表示输出矩阵中 l 轴和 k 轴的保护距离,由式(12)中定义的最小保护间隔决定,即

$$\begin{cases} D_l = B_l \frac{K-1}{f_l^{\max} - f_l^{\min}} \\ D_k = B_k \frac{K-1}{f_k^{\max} - f_k^{\min}} \end{cases} \quad (20)$$

(3)重检测与迭代更新。在剔除保护区域 G_p 内的所有候选点后,重新搜索矩阵 X_{NC} 中的下一个最大峰值。该过程重复 $A-1$ 次,最终确定 A 个显著峰值点 $(\tilde{l}_{z_u}, \tilde{k}_{z_u})$

$$(\tilde{l}_{z_u}, \tilde{k}_{z_u}) = \arg \max_{\substack{(l, k) \notin \bigcup_{a=1}^{u-1} G_a}} X_{NC}[l, k] \quad (21)$$

式中: z_u 表示第 u 个次强分量 ($2 \leq u \leq A$), G_a 为第 a 个强分量对应的保护区域。根据式(21)中得到的坐标,相应的 A 个不同路径的 LFM 分量依次表示为

$$\tilde{\Phi}_{z_m}[n] = e^{j2\pi \tilde{f}_k^{(z_m)} \frac{n}{f_s} + j\pi \tilde{f}_l^{(z_m)} \frac{n^2}{f_s^2}} \quad (22)$$

3.2.2 多路信号的路径索引定位

在 3.2.1 节所述的多峰值搜索机制中,接收端通过对 X_{NC} 矩阵的峰值检测重构出多路 LFM 信号,其按能量峰值幅度降序排列,依次标记为 z_1, z_2, \dots, z_A 。然而,此顺序与发送端路径索引并非一一对应的关系。当多路信号功率差异显著时,可直接根据多峰值的能量大小排序实现路径索引识别,此时无需前导码,即 $B=0$;当功率差异较小时,本文基于 $B>0$ 的动态前导码序列,提出一种全排列搜索与最小误差匹配算法。该算法通过遍历所有可能的 LFM 信号索引组合,选取与接收信号最为匹配的排列方式。

定义接收端根据 3.2.1 节多峰值搜索机制所重构出的 A 个 LFM 信号分别为 $\{\Phi_{p_1}, \Phi_{p_2}, \dots, \Phi_{p_A}\}$,现需确定其与发送端 LFM 信号 $\{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_A\}$ 的映射关系,定义映射函数

$$\mathcal{M}: \{\Phi_{p_i}\} \rightarrow \{\Phi_j\} \quad (23)$$

式中 $i, j = 1, 2, \dots, A$ 。

算法步骤如下:

(1)生成所有的 LFM 信号索引排列组合(共 $A!$ 种),计算每一种组合下的前导码信号作为候选信号

$$S_{\text{Candidates}} = \left\{ c_k = \sum_{a=1}^A \Phi_{\delta_k(a)} \cdot \mu_a \right\}_{k=1}^{A!} \quad (24)$$

式中: δ 为索引排列函数, δ_k 为第 k 种排列方式, μ_a 为发送端第 a 路信号的前导码序列。以 $A=2$ 为例:共 $A!=2$ 种排列方式,候选信号集合 $S_{\text{Candidates}} = \{c_1 = \Phi_{p_1} \cdot \mu_1 + \Phi_{p_2} \cdot \mu_2, c_2 = \Phi_{p_2} \cdot \mu_1 + \Phi_{p_1} \cdot \mu_2\}$ 。

(2)计算接收信号中的前导码部分与各个候选信号之间的欧氏距离,并选择最小误差对应的排列方式

$$\hat{k} = \arg \min_k |y_{\text{pre}} - c_k|^2, \quad \hat{M} = \delta_{\hat{k}} \quad (25)$$

式中 y_{pre} 为接收信号中的前导码部分,其长度由前导码的长度 B 以及每一位码的采样点数决定。根据映射方式 \hat{M} ,将3.2.1节估计出的 A 个LFM信号重新排序为 $\tilde{\Phi}_1[n], \tilde{\Phi}_2[n], \dots, \tilde{\Phi}_A[n]$,对应于发送端的第1~ A 路LFM子载波。本算法通过全排列搜索和最小误差匹配,有效克服了系统中多路信号索引的模糊性,为后续的QPSK解调提供支持。

3.2.3 符号检测

接收端估计出各路LFM分量后,根据MMSE准则联合检测所有分量的QPSK符号

$$\{\tilde{\gamma}_1, \tilde{\gamma}_2, \dots, \tilde{\gamma}_A\} = \arg \min_{\gamma_a \in \Gamma} \sum_{n=m_i}^{m_i+n_i-1} \left| y_{\text{QPSK}}[n] - \sum_{a=1}^A \gamma_a \cdot \xi_a \tilde{\Phi}_a[n] \right|^2 \quad (26)$$

式中: y_{QPSK} 为接收信号中的QPSK数据部分, $\Gamma = \{e^{j\pi/4}, e^{j3\pi/4}, e^{j5\pi/4}, e^{j7\pi/4}\}$ 为QPSK符号集, m_i 为第 m 个符号的采样起点索引, n_i 为该符号的总采样点数。该检测方法通过最小化接收信号与重构信号之间的均方误差,实现了多路QPSK符号的联合估计。

3.3 基于SIC的NC-DCFT多峰值联合检测算法

根据3.2节中描述的MMSE检测机制,接收端通过对矩阵 X_{NC} 的多峰值进行搜索,重构出多路LFM分量并为其匹配发射端顺序。该过程会面临旁瓣误检和保护间隔设计挑战。当各路分量权重因子差异显著时,主峰掩蔽效应可能导致次峰检测失败,从而引发误判或遗漏。如图11(a)所示,弱路径的主峰无法从强路径的旁瓣中分离出来。保护间隔较大有助于避免主峰对次峰的覆盖,但会限制LFM信号参数的灵活分配,从而降低系统容量。保护间隔过小可能会使次峰落入主峰的保护区域,导致次峰漏检,如图11(b)所示。

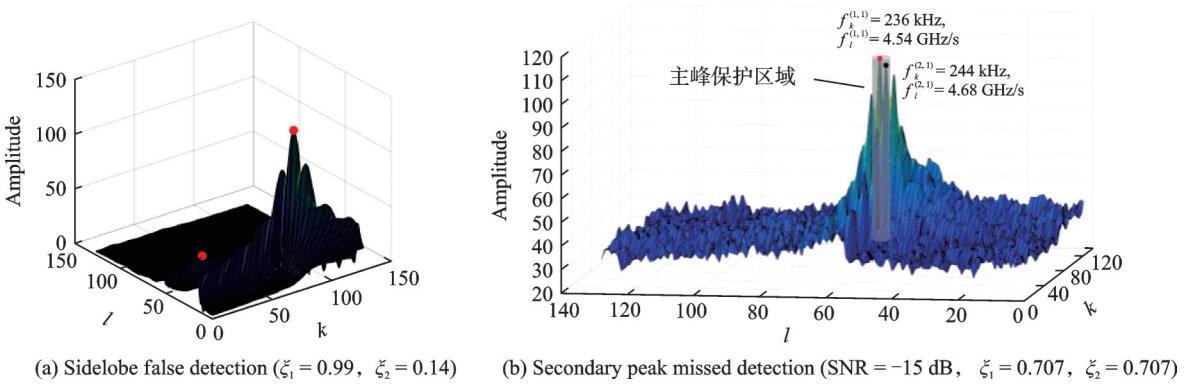


图11 两种场景下的NC-DCFT矩阵幅度分布图

Fig.11 Amplitude distribution of NC-DCFT matrix for two scenarios

为解决上述问题,本文提出一种基于SIC的NC-DCFT多峰值联合检测算法。区别于MMSE算法中需同时估计所有路径的参数以及符号,在SIC算法中,每次迭代仅检测最强分量,并对其进行路径索引识别以及符号判决。随后从接收信号中消除已检测分量,再对剩余信号进行下一轮迭代检测。该算法通过逐级重构机制,实现了主峰旁瓣对弱分量的干扰抑制、突破了保护区域的物理限制,具体流程如图12所示。

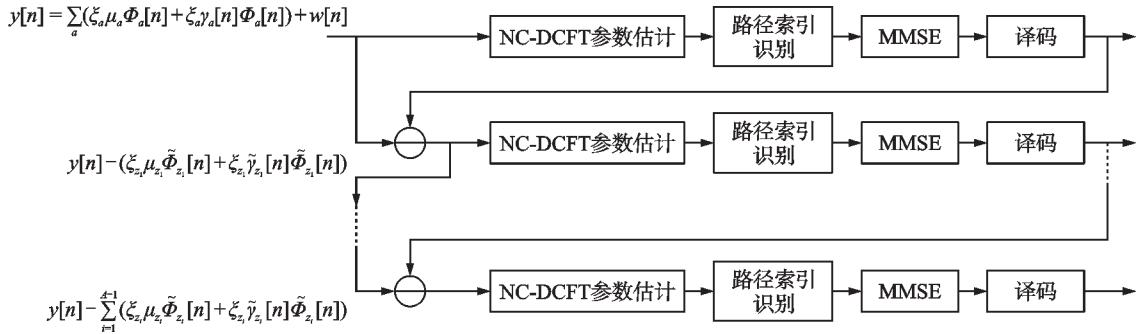


图12 基于SIC的多峰值联合检测算法流程图

Fig.12 Flowchart of the SIC-based multi-peak joint detection algorithm

算法步骤如下。

(1) 主峰检测。定位输出矩阵 X_{NC} 中的峰值坐标 $(\tilde{l}_{z_1}, \tilde{k}_{z_1})$,根据式(17)估计出主分量的初始频率 $\tilde{f}_k^{(z_1)}$

以及调频斜率 $\tilde{f}_l^{(z_1)}$,并重构此LFM分量 $\tilde{\Phi}_{z_1}[n] = e^{\frac{j2\pi\tilde{f}_k^{(z_1)}n}{f_s} + j\pi\tilde{f}_l^{(z_1)}\frac{n^2}{f_s^2}}$ 。

(2) 识别主分量路径索引。当多路信号功率差异显著时,为主分量匹配权重系数最大的路径索引;当功率差异较小时,对主分量中的前导码部分采用MMSE准则进行路径索引识别

$$\tilde{a} = \arg \min_a \left[\sum_{n=0}^{Bn_i-1} |y_{\text{pre}}[n] - \mu_a[n] \cdot \xi_{z_1} \tilde{\Phi}_{z_1}[n]|^2 \right] \quad (27)$$

式中: $a = 1, 2, \dots, A$ 对应着发送端LFM信号的路径索引, B 为每一路前导码的长度, n_i 为每一位前导码符号的总采样点数, ξ_{z_1} 为接收端先验信息中各路加权系数的最大值。该步骤确定了主分量信号对应于发送端的第 \tilde{a} 条路径。

(3) MMSE符号检测。对主分量中的QPSK数据部分采用MMSE准则进行QPSK符号检测,即

$$\tilde{\gamma}_{p_1} = \arg \min_{\gamma \in \Gamma} \left[\sum_{n=m_i}^{m_i+n_i-1} |y_{\text{QPSK}}[n] - \gamma \cdot \xi_{z_1} \tilde{\Phi}_{z_1}[n]|^2 \right] \quad (28)$$

(4) 干扰重构与消除。基于步骤(1~3)重构主分量QPSK-LFM信号 $\xi_{z_1} \mu_{z_1}[n] \tilde{\Phi}_{z_1}[n] + \xi_{z_1} \tilde{\gamma}_{z_1}[n] \tilde{\Phi}_{z_1}[n]$,并从接收信号中消除

$$y_{\text{rest}}[n] = y[n] - \xi_{z_1} \mu_{z_1}[n] \tilde{\Phi}_{z_1}[n] - \xi_{z_1} \tilde{\gamma}_{z_1}[n] \tilde{\Phi}_{z_1}[n] \quad (29)$$

(5) 次峰迭代检测。对残余信号重复步骤(1~4),依次检测出次强分量的参数、对应路径索引、以及对应的QPSK符号,直至所有显著峰值被提取。

4 仿真与分析

本章通过 10^3 次蒙特卡洛实验仿真验证了多路跳频QPSK-LFM系统的可行性和有效性。仿真分为4个部分展开:首先对比在相同符号速率约束条件下,单路系统和多路并行系统的传输性能,验证本

文提出的多路系统的可行性;其次,针对功率相近、功率存在差异以及功率差异显著3种场景,对比两种路径索引识别方法下,LFM初始频率与调频斜率估计值的归一化均方差(Normalized mean square error, NMSE)^[20],其定义为

$$J_{\text{NMSE}} = \frac{1}{V} \sum_{v=1}^V \frac{\|\tilde{f}_v - f_v\|^2}{\|f_v\|^2} \quad (30)$$

式中: V 为蒙特卡洛实验次数, f_v 为第 v 次实验的真实参数值, \tilde{f}_v 为第 v 次实验的参数估计值。进一步,针对接收机信号检测机制,分别在信号功率相近、功率差异显著以及保护间隔较小3种场景下对比本文提出的两种多峰值联合检测算法的误码率(Bit error rate, BER)^[28],其定义为

$$J_{\text{BER}} = \frac{N_{\text{error}}}{N_{\text{total}}} \quad (31)$$

式中: N_{error} 为错误比特数, N_{total} 为传输总比特数。最后,对比未采用跳频方案与采用所提跳频方案两种场景下,非合作第3方对信号的截获概率,并将初始频率 f_k 以及调频斜率 f_l 的准确恢复概率(Probability of accurate recovery, PAR)作为核心性能指标。PAR 定义为在蒙特卡洛实验中,估计参数被判定为准确的概率,即估计参数在误差容限内的概率。具体判定标准如下

$$\left| \frac{\tilde{f}_l^{(p)} - f_l^{(p)}}{f_l^{(p)}} \right| \leq \epsilon_{f_l} \quad \left| \frac{\tilde{f}_k^{(p)} - f_k^{(p)}}{f_k^{(p)}} \right| \leq \epsilon_{f_k} \quad (32)$$

式中: $\tilde{f}_l^{(p)}$ 和 $\tilde{f}_k^{(p)}$ 分别表示第3方在第 p 个跳频周期对调频斜率和初始频率的估计值; $f_l^{(p)}$ 和 $f_k^{(p)}$ 分别为第 p 个跳频周期内调频斜率和初始频率的真实值; ϵ_{f_l} 和 ϵ_{f_k} 分别为对调频斜率和初始频率的允许相对误差容限。仿真参数如表1所示。

4.1 多路信号传输性能分析

本节通过仿真实验分析了多路并行 LFM 传输架构的可行性。采用基于 MMSE 的 NC-DCFT 多峰值联合检测算法,对比3种方案的误码率:单路 QPSK-LFM 系统,符号速率 $R_s = 50$ kBaud;单路 QPSK-LFM 系统,符号速率 $R_s = 200$ kBaud;4路并行 QPSK-LFM 系统,每路符号速率 $R_s = 50$ kBaud。

仿真结果如图13所示。首先,在单路 QPSK-LFM 系统中,符号速率为 200 kBaud 时的 BER 显著高于符号速率为 50 kBaud 的系统,其主要原因在于更高的符号速率导致码元周期缩短,使信道中的符号间干扰加剧。其次,在总符号速率均为 200 kBaud 的约束下,4路并行传输架构

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	参数值
A	2(默认)
T_p /s	10^{-3}
f_s /Hz	10^7
R_s /kBaud	50
B	2
K	128
B_l /(Hz•s ⁻¹)	7.08×10^8
B_k /Hz	3.94×10^4
f_l /(Hz•s ⁻¹)	[10^9 , 10^{10}]
f_k /Hz	[0 , 5×10^5]
调频斜率搜索范围	[10^9 , 10^{10}]
[f_l^{\min}, f_l^{\max}]/(Hz•s ⁻¹)	[f_l^{\min}, f_l^{\max}] / Hz
初始频率搜索范围	[0 , 5×10^5]
ϵ_{f_l} %	6
ϵ_{f_k} %	6

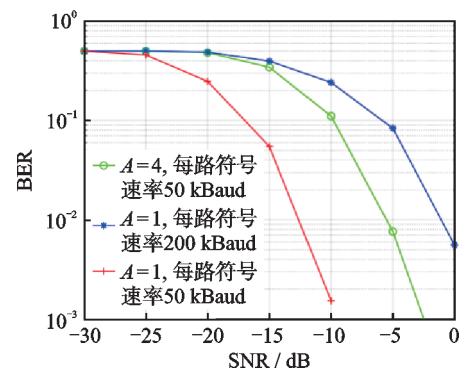


图13 单路系统和4路并行系统在不同符号速率条件下的BER-SNR曲线

Fig.13 BER-SNR curves for single-channel and four-channel parallel systems under different symbol rates

的性能显著优于单路系统,且差距随着SNR的增大而扩大。当 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时,多路传输架构BER约 3.8×10^{-4} ,而单路传输的BER约 5.6×10^{-3} ,这表明多路架构的并行子载波分散了符号间干扰,显著提升了高信噪比环境下的符号判决精度。最后,在相同的单路符号速率 $R_s = 50 \text{ kBaud}$ 条件下,相比单路系统,4路并行系统通过牺牲部分抗误码性能换取了4倍的总符号速率,适用于高信噪比、高吞吐量需求的场景。仿真结果表明,本文提出的多路并行架构可以有效抑制高符号速率引发的符号间干扰,展现了其在高通信速率场景中的优势。

4.2 两种索引识别方法的性能分析

本节对比了基于前导码与基于子载波功率两种子载波索引识别方法的性能,分别针对两路信号功率相近、功率存在差异以及功率差异显著3种场景进行仿真。

当两路信号功率相近时,仿真结果如图14(a)所示。此时基于子载波功率进行索引识别的方法,因无法有效区分幅度相似的信号分量而失效。两路子载波的初始频率 f_k 和调频斜率 f_l 的归一化均方差稳定在0.2左右。相比之下,前导码索引识别机制凭借嵌入的正交Walsh码,展现出显著优势。其NMSE在 $\text{SNR} > -10 \text{ dB}$ 时急剧下降,最终稳定在 10^{-30} 以下,表明在高信噪比条件下,前导码机制能实现近乎无误的子载波索引识别。

当两路信号功率存在差异时,仿真结果如图14(b)所示。当 $\text{SNR} < -25 \text{ dB}$,噪声功率远大于信号,两种索引识别方法的性能相近,均无法实现对参数的可靠估计。随着SNR的增大,两种方法的 f_k, f_l NMSE均急剧下降,并在 $\text{SNR} = -10 \text{ dB}$ 后趋于稳定。在此过程中,基于前导码的索引机制性能显著优于基于功率的索引机制,当 $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ 时,基于前导码的 f_l NMSE约为 2.2×10^{-3} ,基于功率的 f_l NMSE约为 5.7×10^{-3} 。

当两路信号功率差异显著时,仿真结果如图14(c)所示。当 $-25 \text{ dB} < \text{SNR} < -10 \text{ dB}$,两种方法的NMSE均急剧下降,其中基于功率的索引机制直接利用显著的功率差异进行识别,性能略优于基于前导码的方法。例如,当 $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ 时,基于功率的 f_k NMSE约为 1.6×10^{-2} ,而基于前导码的 f_k NMSE约为 2.0×10^{-2} 。当 $\text{SNR} > -10 \text{ dB}$ 时,两种算法性能相近,均稳定于 10^{-2} 以下。

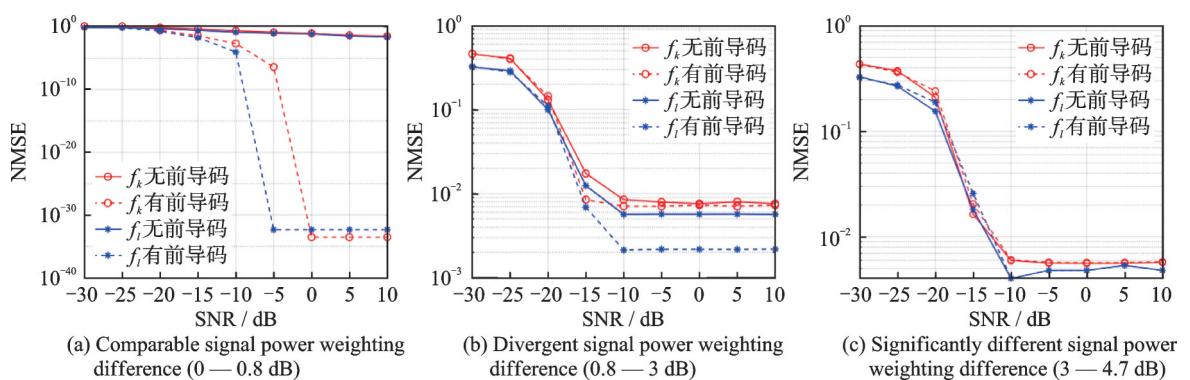


图14 两种索引识别方法的NMSE-SNR曲线
Fig.14 NMSE-SNR curves for two index identification methods

仿真结果表明,是否嵌入前导码以及索引识别方法的选择需综合考量信号功率差异程度与信噪比水平。信号功率差异显著时,基于功率的索引机制复杂度低且有效,同时可以节省前导码开销,从而提升符号速率;而在功率相近或非极端差异场景下,基于前导码的索引机制具有更强的鲁棒性,其前导码资源还可兼用于同步等功能。

4.3 功率相近场景下两种符号检测算法性能分析

本节通过仿真对比了在多路信号功率相近的场景下,MMSE检测算法与SIC检测算法的可行性。设置两路信号的权重差异控制在 $0\sim0.8$ dB,以模拟多路信号功率相近场景。

仿真结果如图15所示,两种算法的强路径检测性能均优于弱路径。原因在于强路径具备更高的SNR,可以更好地抵抗噪声干扰,从而实现更高的判决可靠性。

整体趋势上看,当 $\text{SNR} < -10$ dB时,噪声功率远大于信号,两种算法性能相近,均无法实现可靠判决。随着SNR的增大,MMSE算法凭借多路信号的联合检测机制展现显著优势,其BER在 $\text{SNR} = 10$ dB时趋近于零。其原因在于本场景仿真多路信号功率相近情况,排除主峰旁瓣误检现象,此时SIC的分步消除优势无法体现,整体性能反而因误差累积导致下降^[29]。仿真结果表明,在功率相近条件下,SIC算法的分步消除策略受限,而MMSE算法通过整体联合检测,能够更好地区分路径间的信号,从而体现出更强的鲁棒性。

4.4 功率差异显著场景下两种符号检测算法性能分析

本节通过仿真对比了在功率差异显著场景下,MMSE检测算法与SIC检测算法的性能。设置两路信号的权重差异控制在 $3\sim4.7$ dB,以模拟两路信号功率差异显著场景,讨论主峰旁瓣幅值高于次峰峰值所导致的旁瓣误检情况。

仿真结果如图16所示。对于SIC检测算法,随着SNR的增大,其BER迅速下降,反映其通过逐级消除强分量干扰、增强弱路径检测能力的机制,有效抑制了主峰旁瓣对弱信号的压制,避免了旁瓣误检现象。尤其在 $\text{SNR} > 0$ dB时,SIC检测算法中强路径的BER可达到0,弱路径稳定于 3.3×10^{-3} 左右,综合路径稳定于 1.65×10^{-3} 左右。而MMSE检测算法在该场景下表现出一定局限性。由于其对路径功率的差异不具备消除机制,导致弱路径在联合检测过程中被强路径主导,其BER稳定维持在0.5左右,难以满足实际通信需求。该结果进一步验证了:检测算法的选择应根据路径功率结构动态适配,SIC更适用于强弱路径显著分离的环境,而MMSE更适用于功率接近或需要联合建模的系统。

4.5 保护间隔对系统性能的权衡分析

根据式(12),同一传输周期内多路LFM信号初始频率和调频斜率之间需满足最小保护间隔,以抑制多路干扰。较大的保护间隔可抑制主峰对次峰的覆盖效应,但会限制LFM信号参数的灵活分配,使得系统容量下降。而保护间隔过小可能会使次峰落入主峰的保护区域,从而导致次峰估计错误的情

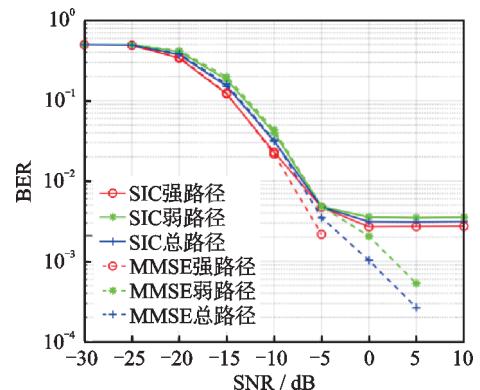


图15 功率相近场景下两种符号检测算法的BER-SNR曲线

Fig.15 BER-SNR curves for two symbol detection algorithms under comparable power scenario

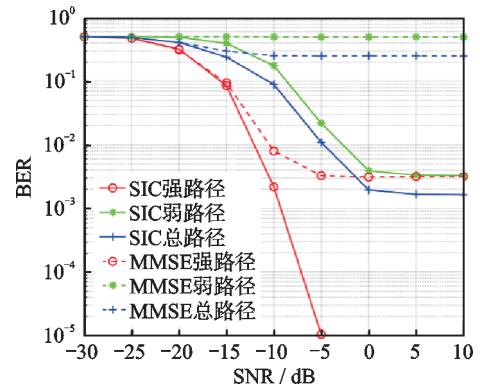


图16 功率差异显著场景下两种符号检测算法的BER-SNR曲线

Fig.16 BER-SNR curves for two symbol detection algorithms under significantly different power scenario

况。本节通过仿真对比了在保护间隔较小的场景下,MMSE 检测算法与 SIC 检测算法的可行性。设置两路 LFM 载波初始频率之差 $\Delta f_k \in (B_k, 1.1B_k)$ 、调频斜率之差 $\Delta f_l \in (B_l, 1.1B_l)$, 分别针对两路信号功率相近以及功率差距显著两种情况进行仿真。

两路信号功率相近时,仿真结果如图 17(a)所示。当 $\text{SNR} < 5 \text{ dB}$ 时,SIC 算法对于弱路径和总路径的检测性能优于 MMSE 算法。其原因在于,在 MMSE 算法的多峰值搜索机制中,当参数的保护间隔较小时,次峰坐标易在噪声干扰下偏移至主峰保护区域,导致次峰漏检。而 SIC 算法通过逐级检测、干扰消除机制有效降低了次峰漏检概率,增强了系统的抗噪声性能。当 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时,SIC 检测算法中综合路径的 BER 约为 6.3×10^{-3} , MMSE 约为 8.9×10^{-3} 。然而,随着 SNR 提升至 10 dB , 噪声对次峰的干扰显著降低,此时 MMSE 算法的联合检测机制体现出更大的优势。当两路信号功率差异显著时,仿真结果如图 17(b)所示。此时主路径旁瓣高于次路径峰值,使得 SIC 算法中的逐级重构机制展现出显著优势。当 $\text{SNR} > 0 \text{ dB}$ 时,SIC 检测算法中综合路径的 BER 稳定在 4×10^{-3} 左右,而 MMSE 稳定在 2.3×10^{-1} 左右。

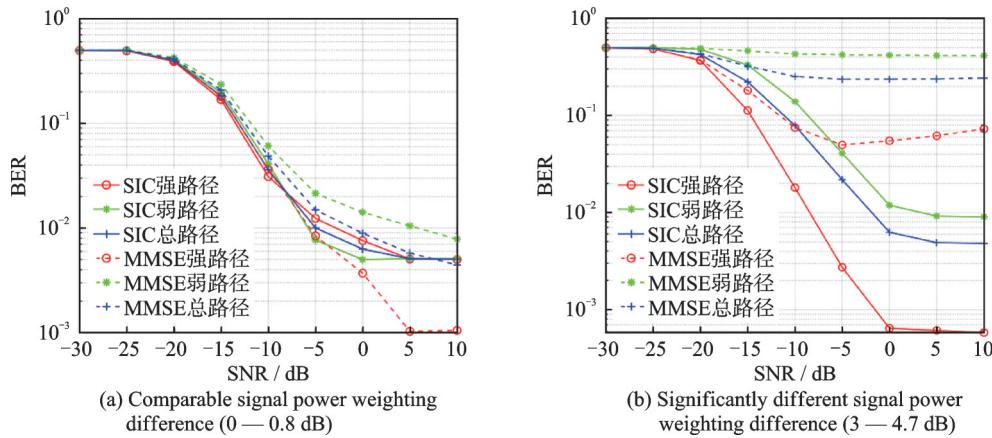


图 17 较小保护间隔场景下两种符号检测算法的 BER-SNR 曲线

Fig.17 BER-SNR curves for two symbol detection algorithms under small guard interval scenario

仿真结果表明,对于较小保护间隔场景,当信号功率相近时,SIC 算法在中低信噪下更具鲁棒性,而 MMSE 算法在高信噪比时表现更佳;当信号功率差异显著时,SIC 算法性能更优。二者性能的差异进一步证实,在实际通信系统中,需依据信道条件与信号特性选择相应的检测算法,从而在复杂场景下实现最优的 BER 性能。

4.6 跳频机制的抗截获性能分析

本节通过仿真实验分析了跳频机制对系统抗截获能力的提升效果,对比了未采用跳频方案与采用所提跳频方案两种场景下,第 3 方对 LFM 信号估计参数的准确恢复概率。其中,在无跳频场景中,LFM 信号参数保持恒定,假设该参数值已泄露,第 3 方知其精确值。在此理想条件下,第 3 方的参数 PAR 为 100%,即

$$P_{\text{r}}^{\text{no hop}} = 100\% \quad (33)$$

而在本文提出的多路跳频方案中,每路信号的调频斜率 f_l 和初始频率 f_k 在满足最小保护间隔约束的离散参数空间中随机跳变,定义 $N_l^{(a)}$ 和 $N_k^{(a)}$ 分别为第 a 路信号调频斜率和初始频率的可选频率点数。考虑到最小保护间隔约束, A 路参数的可选频率点数随路序递减,即

$$\begin{cases} N_l^{(a)} = N_l^{(a-1)} - N_{l, \text{guard}}^{(a-1)} \\ N_k^{(a)} = N_k^{(a-1)} - N_{k, \text{guard}}^{(a-1)} \end{cases} \quad (34)$$

式中: $a = 2, 3, \dots, A$; $N_{l, \text{guard}}^{(a-1)}$ 和 $N_{k, \text{guard}}^{(a-1)}$ 分别表示第 $a-1$ 路信号调频斜率和初始频率在保护间隔约束下需要扣除的频率点数,由式(12)定义的最小保护间隔决定。假设 LFM 信号的参数信息发生泄漏,第 3 方获知的精确 f_l 和 f_k 候选集大小分别为 $Z_l^{(\text{leak})}$ 和 $Z_k^{(\text{leak})}$ 。考虑到允许的相对误差容限 ϵ_{f_l} 和 ϵ_{f_k} ,每一个泄露的候选频率点可覆盖一至多个真实参数点,因此第 3 方根据匹配滤波算法可能正确估计出的参数点数量扩展为 Z_l 和 Z_k ,其中 $Z_l \geq Z_l^{(\text{leak})}$, $Z_k \geq Z_k^{(\text{leak})}$ 。具体地,扩展后的候选集大小取决于发射端设计的参数空间的离散化程度,以及误差容限的大小。在无噪理想条件下,第 3 方估计参数的 PAR 理论上限为

$$P_r^{\text{hop}} = \prod_{a=1}^A \left(\frac{Z_l}{N_l^{(a)}} \times \frac{Z_k}{N_k^{(a)}} \right) \quad (35)$$

为避免仿真计算量过大,本研究选取较小参数规模以高效验证跳频机制的抗截获概率,设置第 1 路参数的可选频率点数 $N_k^{(1)} = N_l^{(1)} = 16$ 。实际系统中,可选频率点数可显著增大,使第 3 方基于匹配滤波的信号估计可行性急剧降低。

仿真结果如图 18 所示。在无跳频场景下,LFM 信号参数保持恒定,第 3 方一旦获知精确参数值,即可近乎完美地重构该信号,此时 PAR 达到 100%,不仅严重削弱了通信链路的保密性,使通信方易受窃听和干扰,还可能导致自身位置、速度等感知信息泄露,对 ISAC 系统构成通信与感知安全的双重威胁。而在本文设计的跳频参数场景下,由于 f_k 和 f_l 在可选值范围内随机跳变,且无固定规则,因此系统展现出较强的抗截获能力。当参数泄露较少时, $Z_l^{(\text{leak})} = Z_k^{(\text{leak})} = 2$ 或 4,PAR 趋于 0,充分体现了该性能。即使信息泄露达到 50%, $Z_l^{(\text{leak})} = Z_k^{(\text{leak})} = 8$,第 3 方的 PAR 仍稳定低于 7%,信号被截获的风险显著降低,为系统提供了有效安全屏障。仿真结果表明,本文提出的跳频机制具有较强的抗截获能力,可有效抵御第 3 方的窃听与干扰,全面满足通信与感知一体化系统的安全需求。

5 结束语

针对 ISAC 系统中以感知波形为基础的信号面临通信速率受限、抗截获能力薄弱的问题,本文设计了一种基于 QPSK-LFM 的多路跳频传输方案。该方案采用多路并行传输架构以提高符号速率,利用 LFM 子载波的完全随机跳频特性以增强通信安全性,并结合动态前导码与数据的时分复用机制以实现多路径的索引识别。针对接收端无跳频参数先验条件的 QPSK 符号盲检测需求,本文进一步提出两种基于 NC-DCFT 的多峰值检测算法:(1)基于 MMSE 的联合检测算法,适用于各路子载波功率相近场景;(2)基于 SIC 的检测算法,适用于功率差异显著或 LFM 参数相近场景。仿真结果表明,在相同符号速率约束条件下,多路并行传输架构 BER 性能优于传统单路架构,当 SNR 为 0 dB 时,4 路并行架构的 BER 相较于单路方案降低了一个数量级;同时,动态前导码方案满足不同场景下的路径索引识别需求,在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时,均可实现归一化均方差低于 10^{-2} ;此外,两种检测方案分别适配不同场景,在 $\text{SNR} =$

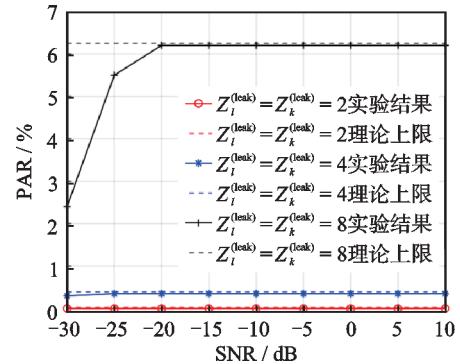


图 18 跳频场景下第 3 方估计参数的 PAR-SNR 曲线

Fig.18 PAR-SNR curves for externally estimated parameters under frequency-hopping scenario

0 dB时,均可实现BER低于 10^{-2} ,满足多路信号检测的可靠性需求。最后,跳频机制极大保障了系统的抗截获能力,即使50%参数泄露,第3方对信号的PAR仍被压制在7%以下。未来工作可进一步探索该系统架构在感知功能上的潜力,例如目标检测精度、参数估计性能等,以实现更高性能的ISAC系统设计。

参考文献:

- [1] ZHOU Y, LIU L, WANG L, et al. Service-aware 6G: An intelligent and open network based on the convergence of communication, computing and caching[J]. *Digital Communication Networks*, 2020, 6(3): 253-260.
- [2] XIE L, SONG S, ELDAR Y C, et al. Collaborative sensing in perceptive mobile networks: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2023, 30(1): 16-23.
- [3] 许欢,徐大专,鞠美玉.瑞利信道的感知通信概率融合系统性能分析[J].*数据采集与处理*,2025,40(2): 446-455.
XU Huan, XU Dazhuan, JU Meiyu. Performance analysis of sensing and communication probability fusion system for Rayleigh channels[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2025, 40(2): 446-455.
- [4] XIE L, LIU F, LUO J, et al. Sensing mutual information with random signals in Gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(10): 9437-9452.
- [5] TANG A, WANG X, ZHANG J A. Interference management for full-duplex ISAC in B5G/6G networks: Architectures, challenges, and solutions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2024, 62(9): 20-26.
- [6] MA H. Integrated sensing and communication—The ISAC technology[C]//Proceedings of 2024 IEEE 2nd International Conference on Sensors, Electronics and Computer Engineering (ICSECE). Jinzhou, China: IEEE, 2024: 225-229.
- [7] CHO W, CHANG K, SHIN W, et al. OFDM-based in-band full-duplex ISAC systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2025, 14(2): 365-369.
- [8] 鲜永菊,赵润昊,邢智童,等.面向通感一体OFDM系统峰均比抑制的研究[J].*西安电子科技大学学报(自然科学版)*,2024,51(6): 40-51.
XIAN Yongju, ZHAO Runhao, XING Zhitong, et al. Research on peak-to-average power ratio reduction in sensing-integrated OFDM systems[J]. *Journal of Xidian University (Natural Science)*, 2024, 51(6): 40-51.
- [9] TEMIZ M, PETERS N J, HORNE C, et al. Radar-centric ISAC through index modulation: Over-the-air experimentation and trade-offs[C]//Proceedings of 2023 IEEE Radar Conference (RadarConf23). San Antonio, USA: IEEE, 2023: 1-6.
- [10] 余显祥,姚雪,杨婧,等.面向感知应用的通感一体化信号设计技术与综述[J].*雷达学报*,2023,12(2): 247-261.
YU Xianxiang, YAO Xue, YANG Jing, et al. Radar-centric DFRC signal design: Overview and future research avenues[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 247-261.
- [11] 高鹏,周飞飞,王启兴,等.6G协同通感一体化技术的性能评估与系统设计[J].*电信科学*,2024,40(8): 94-107.
GAO Peng, ZHOU Feifei, WANG Qixing, et al. Performance evaluation and system design of 6G cooperative integrated sensing and communication technology[J]. *Telecommunications Science*, 2024, 40(8): 94-107.
- [12] ZACHARIA O, VANI DEVI M. Fractional delay and doppler estimation for OTFS based ISAC systems[C]//Proceedings of 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Glasgow, United Kingdom: IEEE, 2023: 1-6.
- [13] 曾婷,才宇,张捷宝,等.面向6G通信感知一体化的关键技术和系统架构研究[J].*无线电通信技术*,2024,50(3): 461-468.
ZENG Ting, CAI Yu, ZHANG Jiebao, et al. Study on key technologies and system architecture of integrated sensing and communication for 6G[J]. *Radio Communications Technology*, 2024, 50(3): 461-468.
- [14] TEMIZ M, PETERS N J, HORNE C, et al. Radar-centric ISAC through index modulation: Over-the-air experimentation and trade-offs[C]//Proceedings of 2023 IEEE Radar Conference (RadarConf23). San Antonio, USA: IEEE, 2023: 1-6.
- [15] LYU Z, ZHANG L, ZHANG H, et al. Radar-centric photonic terahertz integrated sensing and communication system based on LFM-PSK waveform[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(11): 5019-5027.
- [16] 赵峰,钱强,左延群,等.基于MSK-LFM的光载太赫兹通感信号产生与传输方案[J].*西安邮电大学学报*,2024,29(4): 1-12.
ZHAO Feng, QIAN Qiang, ZUO Yanqun, et al. Generation and transmission scheme of integrated sensing and communication signals for terahertz-over-fiber based on MSK-LFM[J]. *Journal of Xi'an University of Posts and*

Telecommunications, 2024, 29(4): 1-12.

- [17] WU X, WU Y, LIU W X, et al. Linear FM/chirped radar receiver matched filter implementation[C]//Proceedings of 2000 2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. Beijing, China: IEEE, 2000: 695-698.
- [18] MOGHADASIAN S S. A fast and accurate method for parameter estimation of multi-component LFM signals[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 1719-1723.
- [19] XIA X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(11): 3122-3133.
- [20] ZHANG K, COUTTS F K, THOMPSON J. Uninformed parameter estimation for passive reception of data modulated LFM waveforms[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2025, 61(1): 135-150.
- [21] 罗美方,郝志梅,王强. LFM-频率编码复合低截获波形信号处理方法[J]. 电子科技大学学报, 2017, 46(2): 335-339.
LUO Meifang, HAO Zhimei, WANG Qiang. Signal processing technique for LFM/FSK hybrid LPI waveform[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017, 46(2): 335-339.
- [22] 张卫,唐希源,顾红,等. OFDM雷达信号模糊函数分析[J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2011, 35(4): 513-518.
ZHANG Wei, TANG Xiyuan, GU Hong, et al. Ambiguity function analysis of OFDM radar signals[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2011, 35(4): 513-518.
- [23] 付谋,罗义军. MPSK/MQAM 符号速率估计算法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2019, 31(3): 390-394.
FU Mou, LUO Yijun. Symbol rate estimation algorithm for MPSK/MQAM signals[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019, 31(3): 390-394.
- [24] 郭徽东. 线性调频相参脉冲雷达信号模糊函数仿真分析[J]. 舰船电子对抗, 2021, 44(6): 56-59, 120.
GUO Huidong. Simulation and analysis of LFM coherent pulse radar signal fuzzy function[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2021, 44(6): 56-59, 120.
- [25] CHEN S, PAN M, WANG X. A method for estimating the parameters of spaceborne synthetic aperture radar LFM under a low signal-to-noise ratio[C]//Proceedings of 2021 IEEE 4th Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC). Chongqing, China: IEEE, 2021: 1426-1432.
- [26] VOLCKER B, OTTERSTEN B. Linear chirp parameter estimation from multichannel data[C]//Proceedings of Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 1999: 238-242.
- [27] MOGHADASIAN S S. A fast and accurate method for parameter estimation of multi-component LFM signals[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022, 29: 1719-1723.
- [28] 郁浩,任科学. 基于全概率公式的M-APSK误码率分析模型[J]. 通信学报, 2024, 45(7): 127-137.
HUAN Hao, REN Kexue. Bit error rate analysis model of M-APSK based on total probability formula[J]. Journal on Communications, 2024, 45(7): 127-137.
- [29] 丁子哲,张贤达. 基于串行干扰消除的V-BLAST检测[J]. 电子学报, 2007, 35(Z1): 19-24.
DING Zizhe, ZHANG Xianda. V-BLAST detection based on successive interference cancellation[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(Z1): 19-24.

作者简介:



申紫璇(1997-),女,讲师,
研究方向:信号处理与通信,E-mail: zxshenhh@163.com。



谢磊(1993-),通信作者,
男,副研究员,研究方向:
通信感知一体化,E-mail:
leixie@seu.edu.cn。



郭明(1992-),女,讲师,
研究方向:阵列信号处理。

(编辑:陈珺)