

加权分数傅里叶变换信号参数估计方法

马鹏辉^{1,2}, 李艳斌¹

(1. 中国电子科技集团公司第54研究所, 石家庄 050081;

2. 河北省电磁频谱认知与管控重点实验室, 石家庄 050011)

摘要: 加权分数傅里叶变换 (WFRFT) 信号具有抗截获和抗调制识别等优点, 在未来混合载波通信领域得到了广泛的应用; 目前的研究大多集中在混合载波的应用及特性分析上, 而在 WFRFT 参数估计方面研究较少; 为了解决非协作通信场景中参数未知的问题, 提出了一种基于 Shintaro_K 特征量的 WFRFT 参数估计理论; 首先通过理论推导得到, 最小化接收信号的 Shintaro_K 值可以准确估计出参数, 然后对抛物线搜索算法进行改进, 来搜索 Shintaro_K 特征量的最小值点; 仿真结果表明, 该 WFRFT 参数估计理论有效可靠, 且与已有的研究方法相比, 该方法具有相似的参数估计准确度, 但具有更少的搜索次数和计算复杂度。

关键词: 加权分数傅里叶变换; 参数估计; Shintaro_K 特征量; 改进的抛物线搜索算法; 信息对抗

Estimation Method for Weighted Fractional Fourier Transform Signal Parameters

MA Penghui^{1,2}, LI Yanbin¹

(1. 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China;

2. Hebei Province Key Laboratory of Electromagnetic Spectrum Cognition and Control, Shijiazhuang 050011, China)

Abstract: Weighted fractional Fourier transform (WFRFT) signal has the features of anti-interception and anti-modulation recognition, and it is widely used in hybrid carrier communication. At present, most researches are applied in the application and characteristic analysis of hybrid carrier, but less in the parameter estimation of WFRFT. In order to solve the problem of unknown parameters in non-cooperative communication scenarios, a WFRFT parameter estimation theory based on Shintaro_K eigenvalue is proposed. Firstly, the parameters are accurately estimated the Shintaro_K value of the minimum reception signal through theoretical derivation, and then improving the parabola search algorithm to search the minimum value of the Shintaro_K eigenvalue. The simulation results show that the WFRFT parameter estimation theory is effective and reliable, and the method has similar parameter estimation accuracy compared with the existing methods, but with less search times and computational complexity.

Keywords: WFRFT; parameter estimation; Shintaro_K eigenvalues; improved parabolic search algorithm; information confrontation

0 引言

自 Shih 提出经典 WFRFT 理论^[1]以来, WFRFT 的内涵得到了广泛而深入的研究。文献 [2] 首先将 WFRFT 应用到通信系统, 提出了基于 WFRFT 的数字通信系统框架, 该系统可以看作是双载波和单载波系统的融合, 属于一种混合载波体制, 可以兼容当前的通信系统^[2-3], 且在抗干扰性能^[4-9]和抗拦截能力^[8-12]方面优于多载波或单载波系统。

作为一种新型调制信号, WFRFT 信号的研究主要集中在正向通信系统的应用及其性能分析上。在通信信道状态相同的情况下, 通过选择恰当的参数 α , 混合载波通信系统可以提高系统性能^[13-15], 而且在具有严重码间干扰和载波间干扰的通信信道中, 混合载波通信系统仍然具有较好的

性能^[16]。由于其时频分布和星座的分集特性, 混合载波通信系统被应用于许多通信场景, 如水声通信、物理层保密通信和双极化卫星通信、加密通信等。文献 [17] 在水声通信领域提出了一种基于 WFRFT 的混合载波调制方案, 由于 WFRFT 的时频分布能更好地匹配水声信道的双色散特性, 证明了该调制方案在水声信道中的误码率优于多载波和单载波调制。文献 [18] 提出了一种基于 WFRFT 的物理层安全用户协作策略, WFRFT 信号的高斯分量可以作为窃听者的人工噪声, 而不会对目标用户造成影响。由于星座的模糊特性, 文献 [19-20] 在基于偏振调制的双极化卫星系统中采用了 WFRFT 处理技术, 证明了可以获得满意的安全性能。

针对当前多参数 (MP, multiple parameters) WFRFT

收稿日期: 2023-10-13; 修回日期: 2023-10-27。

基金项目: 国家自然科学基金(U19B2028)。

作者简介: 马鹏辉(1999-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 李艳斌(1966-), 男, 副总工程师。

引用格式: 马鹏辉, 李艳斌. 加权分数傅里叶变换信号参数估计方法[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(1): 209-216.

对于星座的变化缺乏理论研究的问题,文献 [21-22] 从参数对星座带来的影响出发,分析了 MP-WFRFT 星座的变化规律,提出了一种基于 MP-WFRFT 的星座预编码优化模型。为解决卫星通信信号隐蔽性不足的问题,文献 [23] 提出一种基于 MP-WFRFT 的通信方法,该方法可将通信信号调制特征改变为其他类型,以提高卫星通信信号的安全性能。

考虑到混合载波体制在通信系统中的种种优势,对于非协作通信场景,在未知 WFRFT 信号参数的情况下,只有对其进行精确的估计,才能进行后续的调制识别和解调,因此,对 WFRFT 信号的参数估计方法进行研究对现代通信对抗有至关重要的意义。目前针对 WFRFT 信号参数估计问题研究较少,文献 [24] 提出了一种基于高阶累积量的 WFRFT 信号参数估计方法。首先,通过理论推导,得出最小化四阶累积量 C42 可得到最优的 WFRFT 接收阶,然后,设计了一种组合搜索算法来对 C42 最小值进行搜索,从而实现参数估计。

本文通过理论推导建立 Shintaro_K 特征量^[25]与 WFRFT 信号调制阶数的对应关系,绘制出关系曲线,根据曲线特点对抛物线算法进行改进,利用改进算法对曲线进行搜索,获得最优的 WFRFT 信号接收阶,从而实现参数估计。与文献 [24] 所提的参数估计方法进行对比,证明了本文所提方法具有相同的参数估计准确度,但具有更小的计算复杂度和更少的最优值搜索次数。

1 WFRFT 基本原理

1.1 WFRFT 定义及通信机理

对于任意复数序列 X_0 , 定义 X_0 的 WFRFT 为:

$$W^* X_0 = w_0(\alpha) X_0 + w_1(\alpha) X_1 + w_2(\alpha) X_2 + w_3(\alpha) X_3 \quad (1)$$

其中: $\{X_0, X_1, X_2, X_3\}$ 分别是 X_0 的 0~3 倍 DFT。DFT 和 IDFT 的定义为:

$$\begin{cases} X(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi/Nkn} \\ x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi/Nkn} \end{cases} \quad (2)$$

其中: $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 为加权系数且定义为:

$$w_l(\alpha) = \cos\left(\frac{(\alpha-l)\pi}{4}\right) \cos\left(\frac{2(\alpha-l)\pi}{4}\right) \exp\left(\frac{3(\alpha-l)\pi j}{4}\right), (l=0, 1, 2, 3) \quad (3)$$

根据公式 (3), 可以看出, $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 随 α 呈周期性变化, 且周期为 4, 因此, α 通常在 $[-2, 2]$ 或 $[0, 4]$ 区间内取值。在区间 $[0, 4]$ 内, $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 的模长随参数 α 的变化规律如图 1 所示。

在 $[0, 1]$ 区间内, 加权系数 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 各自随 α 在复平面上的变化规律如图 2 所示, 从图中可以看出, 随着参数 α 的增大, 曲线上的点沿着顺时针方向运动, 加权系数 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 的曲线组合在一起形成了一条闭合的光滑曲线, 同时, 对于 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2,$

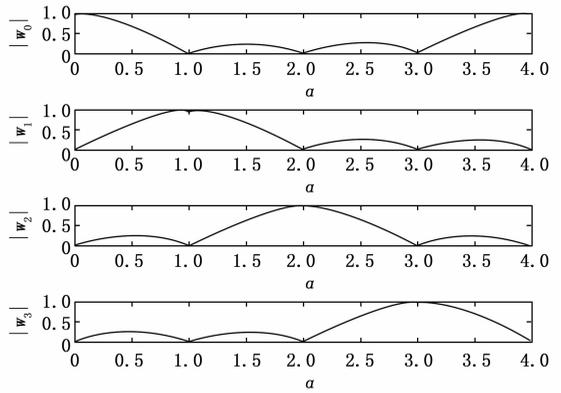


图 1 加权系数的模长随参数 α 的变化曲线

3) 中的任意一个系数, 其在 α 全周期内的运行轨迹为此曲线, 变化的具体顺序为: $\rightarrow w_0 \rightarrow w_3 \rightarrow w_2 \rightarrow w_1 \rightarrow w_0 \rightarrow$ 。

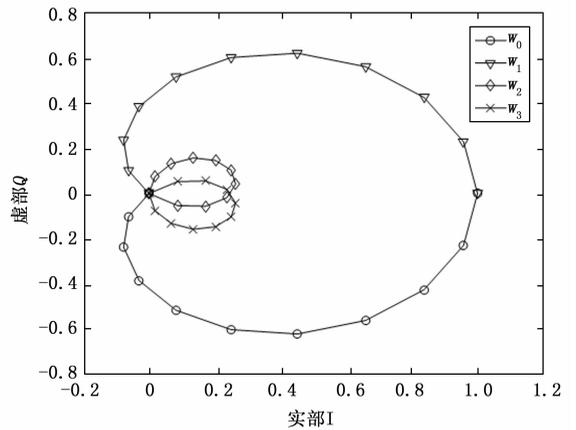


图 2 加权系数随 α 在区间 $[0, 1]$ 的变化规律

根据公式 (1), WFRFT 在通信中的物理意义^[2]可理解为: 信息数据 X_0 经过串并转换后分别进入 4 个支路进行处理, 其中 0 支路和 2 支路的数据在加权处理之前没有经过离散傅里叶变换 (DFT) 模块, 输出为原始时域信号, 对应于单载波的通信模型; 1 支路和 3 支路的数据在加权处理之前都经过了 DFT 模块, 则对应于以正交频分多路复用为代表的多载波通信模型。在 4 个支路的共同作用下, WFRFT 是一种同时具有单载波和多载波的混合载波通信模型, 如图 3 所示。

由公式 (3) 可见, 4 个支路的加权系数 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 满足:

$$|w_0|^2 + |w_1|^2 + |w_2|^2 + |w_3|^2 = 1 \quad (4)$$

由此可见, WFRFT 通信信号中单、多载波占比由参数 α 决定, 当 α 为 0 时, $w_0=1, w_1=w_2=w_3=0$, WFRFT 的通信模型等价于传统单载波通信模型; 当 α 为 1 时, $w_1=1, w_0=w_2=w_3=0$, WFRFT 的通信模型等价于以正交频分多路复用为代表的多载波通信模型。

1.2 WFRFT 信号特性

参数 α 决定了每个加权系数 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$)

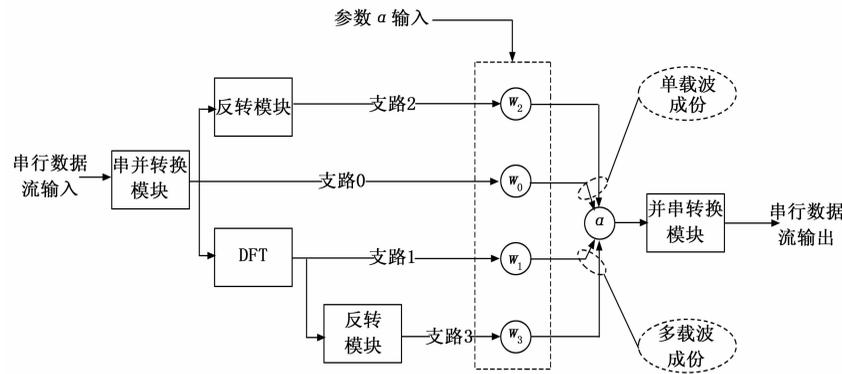


图 3 WFRFT 通信模型

的数值, 即决定了 4 个支路分量对最终信号特征的贡献程度。随着参数 α 的增减, 被加权信号的星座在复平面上将呈现旋转、扩散或压缩的变化。每个加权系数 $w_l(\alpha)$ ($l=0, 1, 2, 3$) 的旋转角度为:

$$\theta_l = \arctan \frac{\text{Im}[w_l(\alpha)]}{\text{Re}[w_l(\alpha)]} = \arctan \frac{\pm \sin\left[\frac{3\pi(\alpha-l)}{4}\right]}{\cos\left[\frac{3\pi(\alpha-l)}{4}\right]} = \frac{\pm 3\pi(\alpha-l)}{4}, l = 0, 1, 2, 3 \quad (5)$$

这一角度决定了信号的每个分量在复平面上图形的旋转趋势, 这 4 个分量共同决定了被加权信号在复平面上最终呈现出的样式。

设被加权序列可以表示成为以下形式:

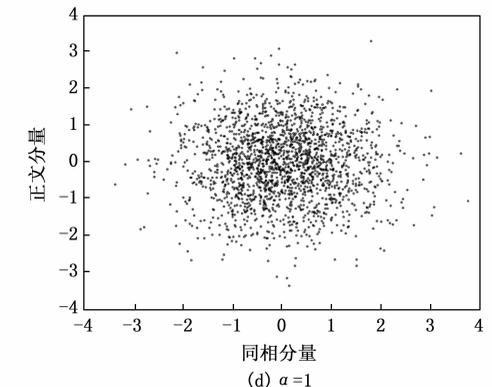
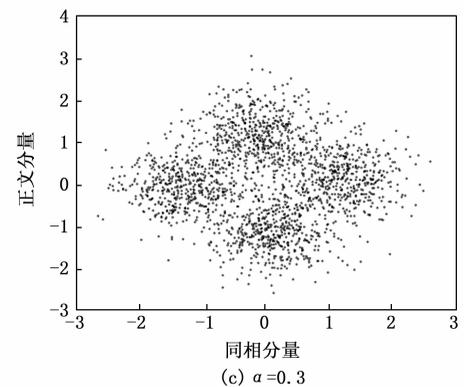
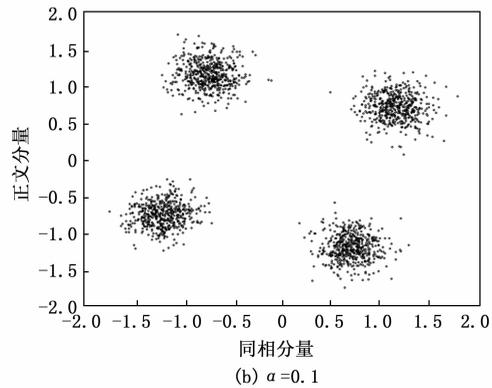
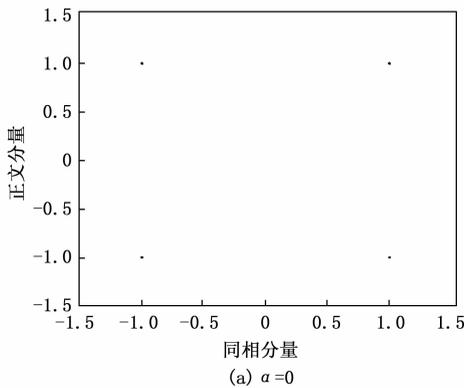


图 4 信号分布

$X_l(n) = c_l(n) + id_l(n), l = 0, 1, 2, 3$ (6)
 $X_0(n)$ 经过 WFRFT 的结果 $S_0(n)$ 可以表示为:

$$S_0(n) = \sum_{l=0}^3 w_l X_l(n) \quad (7)$$

则 $S_0(n)$ 的相位为:

$$\theta_{s_0} = \arctan \frac{\text{Im}[S_0(n)]}{\text{Re}[S_0(n)]} = \arctan \frac{\sum_{l=0}^3 [c_l \text{Im}(w_l) + d_l \text{Re}(w_l)]}{\sum_{l=0}^3 [c_l \text{Im}(w_l) - d_l \text{Re}(w_l)]} \quad (8)$$

图 4 (a) ~ (d) 为在参数 α 分别等于 0、0.1、0.3 和 1 时, 对 QPSK 信号进行 WFRFT 后在复平面上的分布。从图中可以看出, 随着参数 α 的增大, 原始信号的星座点逐渐旋转、扩散, 星座点之间的界限逐渐模糊, 最终星座混叠在一起无法区分, 呈现出一种类高斯的分布状况。WFRFT 对原始信号在复平面上带来的这种变化, 将对变换后信号的检测、调制方式识别和解调造成很大困难, 进而提供了一种有效抗检测抗识别的信号加密手段。

在接收端, 只有得到变换参数 α , 然后经过相应的逆变换才能恢复出正确的星座图, 才能进行后续的调制识别和解调。

2 WFRFT 信号参数估计方法

2.1 WFRFT 信号 Shintaro_K 值的计算

Shintaro_K 参数实际上是信号包络四次方的均值与包络平方的均值平方的二倍之差, 定义如下:

$$Shintaro_K = E[u^2(t)] - 2\{E[u(t)]\}^2 \quad (9)$$

式中, $u(t)$ 为信号包络的平方。

对于随机序列 X , X 的 $Shintaro_K$ 值可表示为:

$$Shintaro_K(X_0) = E[(XX^*)^2] - 2[E(XX^*)]^2 \quad (10)$$

假设发送方对信息数据 X_0 进行参数为 α_r 的 WFRFT, 在理想无噪环境下进行传输, 接收方接收到的信号为 $W^{\alpha} X_0$, 对其进行参数为 α_r 的逆 WFRFT, 根据 WFRFT 的可加性, 可得:

$$W^{\alpha_r}[W^{\alpha}(X_0)] = W^{\alpha_r+\alpha} X_0 = W^{\Delta\alpha} X_0 \quad (11)$$

当 $\Delta\alpha=0$ 时, $W^{\Delta\alpha} X_0 = X_0$, 即接收方对接收到的 WFRFT 信号进行参数 $\alpha_r = -\alpha_r$ 的逆变换, 方可得到原始的信息数据。对上式求其 $Shintaro_K$ 值, 得到:

$$Shintaro_K(W^{\Delta\alpha} X_0) = Shintaro_K(\omega_0(\Delta\alpha)X_0 + \omega_1(\Delta\alpha)X_1 + \omega_2(\Delta\alpha)X_2 + \omega_3(\Delta\alpha)X_3) \quad (12)$$

当序列长度足够大时, $X_l (l=0, 1, 2, 3)$ 可看作 4 个不相关的随机序列, 因此:

$$Shintaro_K(W^{\Delta\alpha} X_0) = |\omega_0(\Delta\alpha)|^4 Shintaro_K(X_0) + |\omega_1(\Delta\alpha)|^4 Shintaro_K(X_1) + |\omega_2(\Delta\alpha)|^4 Shintaro_K(X_2) + |\omega_3(\Delta\alpha)|^4 Shintaro_K(X_3) \quad (13)$$

由于 X_1 和 X_3 分别是 X_0 和 X_2 的归一化 DFT, 当序列长度足够大时, X_1 和 X_3 是渐进高斯分布。由于 $Shintaro_K$ 参数完全不受加性高斯白噪声的影响^[25], 因此 $Shintaro_K(X_1)$ 和 $Shintaro_K(X_3)$ 趋近于零。将 $|\omega_0(\Delta\alpha)|^4$ 简记为 $|\omega_0|^4$, $|\omega_2(\Delta\alpha)|^4$ 简记为 $|\omega_2|^4$, $Shintaro_K(X_0)$ 记为 S 。由于 X_0 和 X_2 具有相同的分布性质, 可以得到 $Shintaro_K(X_0) = Shintaro_K(X_2) = S$, 则上式 (13) 可以改写为:

$$Shintaro_K(W^{\Delta\alpha} X_0) = (|\omega_0|^4 + |\omega_2|^4) \cdot S = \left(\left| \cos\left[\frac{(\Delta\alpha-0)\pi}{4}\right] \cos\left[\frac{2(\Delta\alpha-0)\pi}{4}\right] \right|^4 + \left| \cos\left[\frac{(\Delta\alpha-2)\pi}{4}\right] \cos\left[\frac{2(\Delta\alpha-2)\pi}{4}\right] \right|^4 \right) \cdot S = \left(\left| \cos\left[\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{4}\right] \cos\left[\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{2}\right] \right|^4 + \left| \sin\left[\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{4}\right] \cos\left[\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{2}\right] \right|^4 \right) \cdot S = 0.5 \cdot \left[\left(\cos\left(\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{2}\right) \right)^4 + \left(\cos\left(\frac{\Delta\alpha \cdot \pi}{2}\right) \right)^6 \right] \cdot S \quad (14)$$

通过求导法, 可以很容易地得到 $|\omega_0|^4 + |\omega_2|^4$ 在 $\Delta\alpha=0$ 处 (参数准确估计处) 取得最大值, 又因为常规信号的 $Shintaro_K$ 值为负值, 如表 1 所示, 因此可以通过最小化接收信号 $Shintaro_K(W^{\Delta\alpha} X_0)$ 来得到参数估计值 α_r 。

表 1 常规信号 $Shintaro_K$ 特征参数理论值

	MPSK	MQAM	OFDM
$Shintaro_K$ 特征量	-1	-1 ~ -0.475	0

2.2 最优解搜索算法

假设发送方参数 α_r 取值范围为 $[0, 1]$, 那么接收方参数 α_r 的取值范围为 $[-1, 0]$, 则参数估计误差 $\Delta\alpha$ 范围为

$[-1, 1]$ 。为了找到获得最优 α_r 的最佳方法, 根据公式 (14) 绘制图 5, 纵轴表示 $|\omega_0|^4 + |\omega_2|^4$ 的值, 横轴表示 $\Delta\alpha$ 的值。从图 5 可以看出, $|\omega_0|^4 + |\omega_2|^4$ 与 $\Delta\alpha$ 之间的函数为单峰函数。在一维优化理论中, 对于单峰函数来说, 抛物线算法是一个很好的选择, 其收敛速度较快, 但需要一定的前提条件, 中间的值要严格小于左右两端的值。因此, 本文将结合曲线的特点, 对抛物线算法进行改进, 提出一种计算更稳定、收敛速度更快的搜索算法。

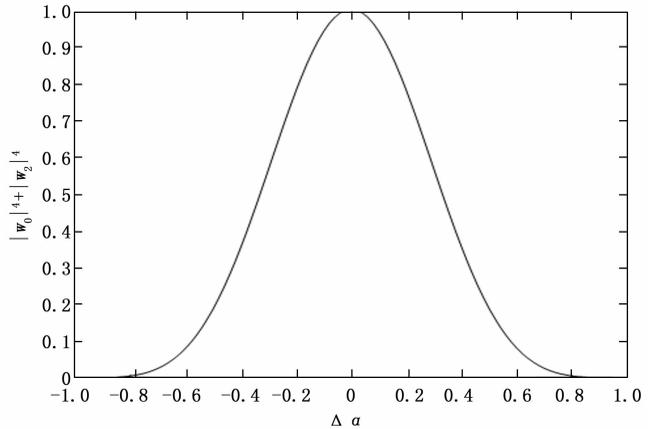


图 5 $|\omega_0|^4 + |\omega_2|^4$ 随 $\Delta\alpha$ 的变化曲线

抛物线算法需要三个初始点 $x_1 < x_2 < x_3$, 传统的抛物线算法在初始点的选择上没有任何处理, 本文将结合曲线特点首先对初始点进行预处理, 然后再进行后续最小值的搜索操作。由于曲线是对称的, 设曲线函数为 $f(x)$, 若 $f(x_1) = f(x_3)$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 那么 x_2 就是曲线的最小值点, 即最优解, 基于此特点, 本文将水平割线法 (如图 6 所示) 引入到初始点的预处理中, 这样可大大减少搜索次数。

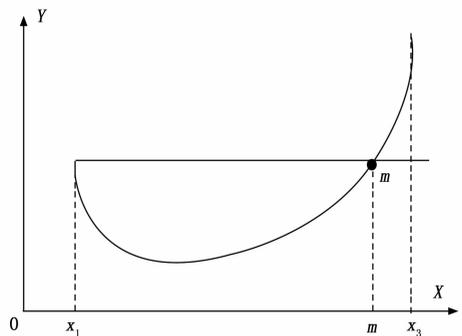


图 6 水平割线法原理图

若 $f(x_1) < f(x_3)$, 过点 x_1 作平行于 x 轴的水平线交曲线于点 m , $m = x_1 - \frac{2f'(x_1)}{f''(x_1)}$, 令 $x_3 = m$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$; 若 $f(x_1) > f(x_3)$, 过点 x_3 作平行于 x 轴的水平线交曲线于点 m , $m = x_3 - \frac{2f'(x_3)}{f''(x_3)}$, 令 $x_1 = m$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$; 若 $f(x_1) = f(x_3)$, 则令 $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$ 。由于水平

割线法的局限性, 点 m 有不存在的情况。因此, 当点 m 存在时, 通过以上方法设置初始点, 可以满足抛物线算法中间的值要严格小于左右两端点值的要求; 当点 m 不存在时, 若 $f(x_1) < f(x_3)$, 令 $x_3 = \frac{x_2+x_3}{2}$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 不断循环更新 x_2 和 x_3 , 直至满足抛物线算法中间的值严格小于左右两端点值的要求; 若 $f(x_1) > f(x_3)$, 令 $x_1 = \frac{x_1+x_2}{2}$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 不断循环更新 x_1 和 x_2 , 直至满足抛物线算法中间的值严格小于左右两端点值的要求。改进抛物线算法流程图如图 7 所示。

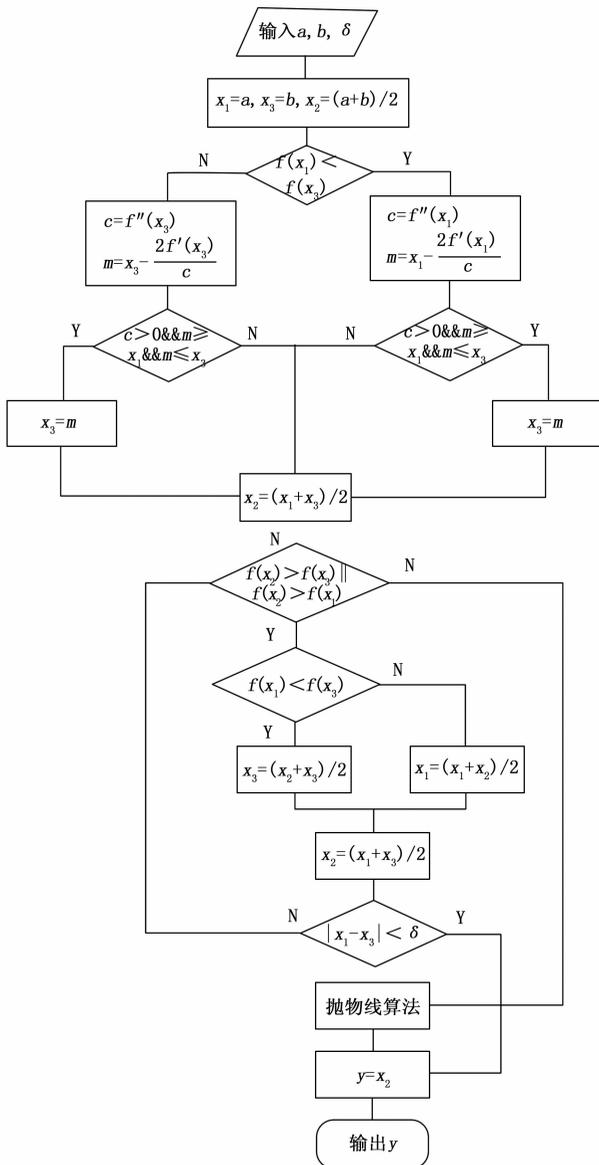


图 7 改进抛物线算法流程图

对初始点进行预处理后, 再转入抛物线搜索算法, 整个算法步骤如下。
初始点预处理算法如下。

Step0: 给定初始区间 $[x_1, x_3]$ 及精度要求 δ , 选取中间点 $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 令搜索次数 $k=0$, 计算 $f(x_1)$ 和 $f(x_3)$ 的值。

Step1: 令 $k=k+1$, 当 $f(x_1) < f(x_3)$ 时, 转入 Step2; 否则, 转入 Step5;

Step2: 计算 $f''(x_1)$ 及 $m = x_1 - \frac{2f'(x_1)}{f''(x_1)}$ 的值, 若 $f''(x_1) > 0$ 且 $m \geq x_1$ 且 $m \leq x_3$, 则令 $x_3 = m$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 然后计算 $f(x_1)$ 、 $f(x_2)$ 及 $f(x_3)$ 的值。转入 Step3。

Step3: 若 $f(x_1) > f(x_2)$ 且 $f(x_2) > f(x_3)$, 转入抛物线算法; 否则, 转入 Step4。

Step4: 令 $x_3 = \frac{x_2+x_3}{2}$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$ 。若 $|x_1 - x_3| \leq \delta$, 则输出 x_2 , 算法结束; 否则, 转入 Step3。

Step5: 计算 $f''(x_3)$ 及 $m = x_3 - \frac{2f'(x_3)}{f''(x_3)}$ 的值, 若 $f''(x_3) > 0$ 且 $m \geq x_1$ 且 $m \leq x_3$, 则令 $x_1 = m$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$ 。然后计算 $f(x_1)$ 、 $f(x_2)$ 及 $f(x_3)$ 的值, 转入 Step6。

Step6: 若 $f(x_1) > f(x_2)$ 且 $f(x_2) > f(x_3)$, 转入抛物线算法; 否则, 转入 Step7。

Step7: 令 $x_1 = \frac{x_2+x_3}{2}$, $x_2 = \frac{x_1+x_3}{2}$, 若 $|x_1 - x_3| \leq \delta$, 则输出 x_2 , 算法结束; 否则, 转入 Step6。

抛物线算法:

Step8: 计算抛物线的中间值如下:

$$b = \frac{(x_2^2 - x_3^2)f(x_1) + (x_3^2 - x_1^2)f(x_2) + (x_1^2 - x_2^2)f(x_3)}{(x_1 - x_2)(x_2 - x_3)(x_3 - x_1)}$$

$$c = \frac{(x_2 - x_3)f(x_1) + (x_3 - x_1)f(x_2) + (x_1 - x_2)f(x_3)}{(x_1 - x_2)(x_2 - x_3)(x_3 - x_1)}$$

Step9: 设置优化点: $xx = \frac{-b}{2c}$ 。

Step10: 将 x_1, x_2, x_3, xx 按升序排列, 定义 r_1, r_2, r_3, r_4 为排序后的元素。如果 $|r_2 - r_3| \leq \delta$, 则输出 xx , 算法结束; 否则, 转入 Step11。

Step11: 如果 $f(r_1) \leq f(r_4)$, 将 x_1, x_2, x_3 更新为 $x_1=r_2, x_2=r_3, x_3=r_4$; 否则, 将 x_1, x_2, x_3 更新为 $x_1=r_1, x_2=r_2, x_3=r_3$ 。令 $k=k+1$, 转入 Step1。

3 实验

基于以上分析, 将发送方 α_i 约束在 $[0, 1]$ 范围内, 则接收方搜索区间 α_r 设置为 $[-1, 0]$, 那么参数估计误差 $\Delta\alpha$ 范围为 $[-1, 1]$ 。下面以 QPSK 信号为例, 通过仿真实验, 分析本文参数估计方法的性能。

生成 QPSK 信号, 采样点数为 2 048, 仿真次数为 100 次, Shintaro_K 值随 $\Delta\alpha$ 的变化趋势如图 8 所示。

由图 8 可以看出, 仿真结果与理论推导结果一致, 可通过最小化接收信号 $Shintaro_K (W^{2\Delta} X_0)$ 进行参数估计。

生成 QPSK 信号, 采样点数为 2 048, 对其进行参数 α

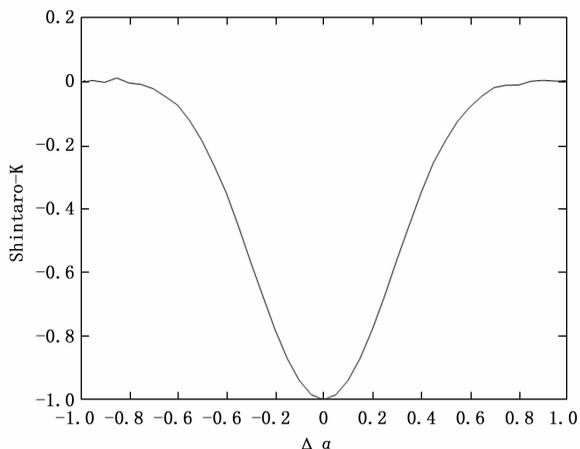


图 8 Shintaro_K 值随 $\Delta\alpha$ 的变化趋势图

$=0.05; 0.05; 0.95$ 的 WFRFT, 不添加噪声, 搜索区间设置为 $\alpha_r = -1; 0.002; 0$, 对每个 α_r 值在搜索区间内进行扫描, 求其 Shintaro_K 值并进行曲线拟合, 然后采用本文的最小值搜索算法估计参数, 从而得到参数估计误差 $|\Delta\alpha|$, 仿真次数为 100 次, 每个 α_r 下的估计误差 $|\Delta\alpha|$ 如图 9 所示。

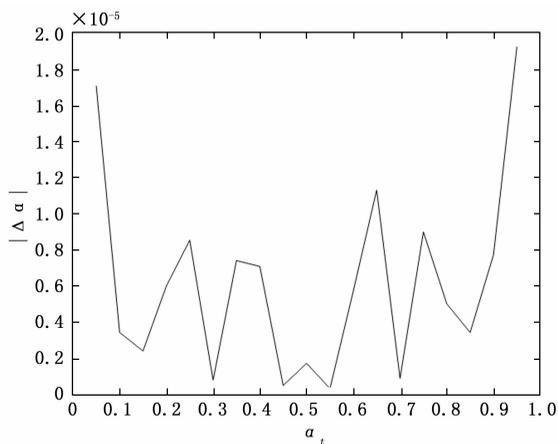


图 9 估计误差 $|\Delta\alpha|$ 随 α_r 的变化

由图 9 可知, 无噪条件下, 在 α_r 取不同值时, 均能得到较小的估计误差 $|\Delta\alpha|$, 可认为本文方法可实现参数的准确估计。

生成 QPSK 信号, 采样点数为 2 048, 在噪声条件下, 信噪比 $SNR=0; 1; 20$ (dB), $\alpha_r = [0.1 0.3 0.6 0.9]$, 搜索区间设置为 $\alpha_r = -1; 0.002; 0$, 仿真次数为 100 次, 估计误差 $|\Delta\alpha|$ 随 α_r 的变化如图 10 所示。

由图 10 可知, 在有噪条件下, 估计误差 $|\Delta\alpha|$ 与 α_r 的取值无关。通过文献 [24] 可知, 在保证 1% 误比特率的前提下, 当参数估计误差 $|\Delta\alpha| \leq 0.03$ 时, 参数估计误差对误比特率的影响可忽略不计。因此, 只需保证参数估计误差 $|\Delta\alpha| \leq 0.03$, 将 $|\Delta\alpha| \leq 0.03$ 的估计记为有效估计。

在对 α_r 的扫描步进和搜索算法的精度 δ 进行设置时, 设置的越小, 参数估计误差越小, 但计算复杂度也会越大。

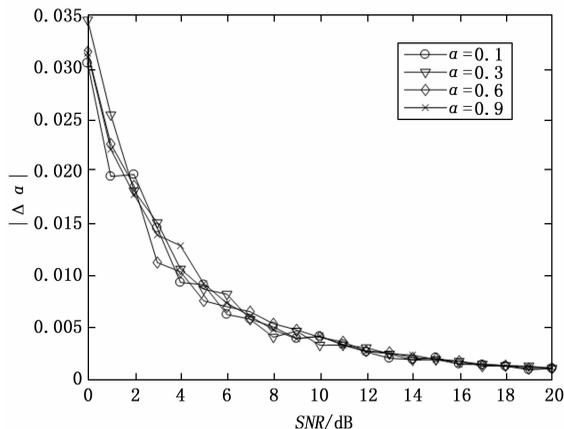


图 10 不同 α_r 下估计误差 $|\Delta\alpha|$ 的变化

根据上面提到的有效估计的概念, 在不影响有效估计次数的前提下, 为了减少计算复杂度, 对 α_r 的扫描步进和搜索算法的精度 δ 进行合理的设置, 本文将 α_r 的扫描步进设置为 0.01, 搜索算法的精度 δ 设置为 0.02, 文献 [24] 的方法精度 δ 的值仍为原文设置的 0.000 1。为了对比本文和文献 [24] 的参数估计方法的性能, 下面将进行对比实验, 实验设置如表 2 所示。

表 2 实验参数设置

对比试验		
	本文	文献[24]
特征量	Shintaro_K	C42
搜索算法	改进抛物线算法	组合搜索算法
扫描步进	0.01	
精度	0.02	0.000 1

在无噪条件下, 生成 QPSK 信号, 采样点数为 2 048, $\alpha_r = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9]$, 采用两种方法进行参数估计, 仿真 100 次, 将总的有效估计次数与总仿真次数的比值定义为成功识别概率, 两种方法的成功识别概率和平均搜索次数如图 11 所示。

由图 11 可知, 在无噪条件下, 两种方法均能实现对参数的有效估计, 但本文的搜索算法可以达到更少的搜索次数。

在噪声条件下, 信噪比 $SNR=0; 1; 15$ (dB), 生成 QPSK 信号, 采样点数为 2 048, 由于估计误差 $|\Delta\alpha|$ 与 α_r 的取值无关, 令 $\alpha_r = 0.87$, 采用两种方法进行参数估计, 仿真 100 次, 两种方法的成功识别概率和平均搜索次数如图 12 所示。

由图 12 可知, 在有噪条件下, 两种方法对参数的有效估计性能相似, 均在信噪比 $SNR \leq 6$ dB 时, 可实现对参数的有效估计, 但本文的搜索算法具有更少的搜索次数。

通过上述在无噪和有噪条件下两种参数估计方法的性能对比, 可以得到, 本文和文献 [24] 中的参数估计方法性能相近, 但本文具有更少的搜索次数, 且计算复杂度较低, 计算复杂度对比如表 3 所示。

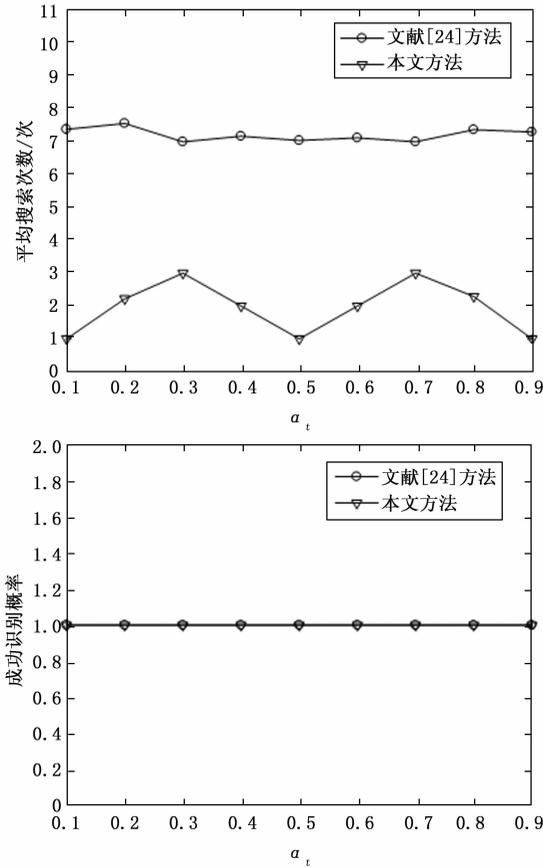


图 11 无噪条件下两种方法的对比

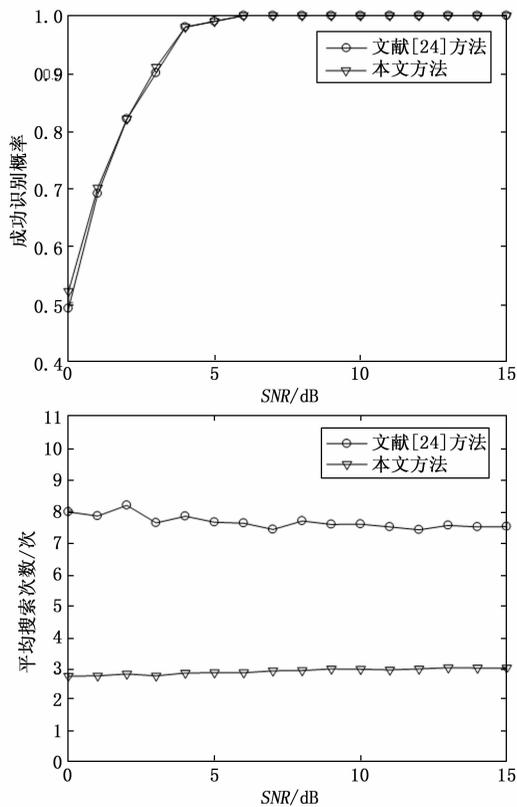


图 12 有噪条件下两种方法的对比

表 3 复杂度对比

	乘法法	加减法
Shintaro_K	$2 * N + 4$	$2 * N - 2$
C42	$3 * N + 7$	$3 * N - 2$

4 结束语

本文提出了一种基于 Shintaro_K 特征量的 WFRFT 参数估计方法。经过理论推导得到, 通过最小化接收信号的 Shintaro_K 值, 可以得到最优的 WFRFT 接收阶。此外, 根据 Shintaro_K 特征量曲线的特点, 对抛物线搜索算法进行改进, 以达到更优的搜索效率。仿真结果表明, 该参数估计方法是正确有效的, 同时, 通过对比实验, 本文提出的方法相较于文献 [24] 中的方法具有相同的参数估计准确度, 但具有更小的计算复杂度和更少的最优值搜索次数。

在未来的工作中, 计划在其他通信信道状态下, 如平坦瑞利衰落信道和多径瑞利衰落信道中测试该理论, 并设计其他高效算法, 以获得尽可能有效和精确的最优解。

参考文献:

- [1] SHIH C. Fractionalization of Fourier Transform [J]. Opt. Communication, 1995, 118: 495 - 498.
- [2] 梅 林, 沙学军, 冉启文, 等. 四项加权分数 Fourier 变换在通信系统中的应用研究 [J]. 中国科学: 信息科学, 2010, 40 (5): 732 - 741.
- [3] 梅 林. 加权类分数傅立叶变换及其在通信系统中的应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [4] WANG K, SHA X, MEI L. On Interference Suppression in Doubly-Dispersive Channels with Hybrid Single-Multi Carrier Modulation and an MMSE Iterative Equalizer [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1 (5): 504 - 507.
- [5] LIANG Y, DA X, WANG S. On Narrowband Interference Suppression in OFDM-based Systems with CDMA and Weighted-type Fractional Fourier Transform Domain Preprocessing [J]. KSII Transactions on Internet and Information Systems, 2017, 11 (11): 5377 - 5391.
- [6] WANG Q, FENG X, LIANG Y. On Narrowband Interference Suppression in TDCS with WFRFT Preprocessing [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2018, 2018: 1 - 10.
- [7] LIANG Y, HU H, NI L, et al. Narrowband Interference Suppression in a Spreading WFRFT System and Optimal Order Selection [C] // IEEE, 2018.
- [8] YU S, DAI H, WU K, et al. Performance analysis for WFRFT-OFDM systems to carrier frequency offset in doubly selective fading channels [J]. International Conference on Intelligent Control and Information Processing, 2015, 2015: 6 - 10.
- [9] 梁 源, 达新宇, 徐瑞阳, 等. 隐蔽通信中 MP-WFRFT 系统星座预编码设计 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2018, 46 (2): 72 - 78.
- [10] 梁 源, 达新宇. 基于多参数加权分数阶傅里叶变换的星座预编码系统研究与实现 [J]. 电子与信息学报, 2018, 40 (4):

- 825–831.
- [11] LIANG Y, DA X, XU R, et al. Secure communication using scramble phase assisting WFRFT [J]. *IEICE Trans. Commun.*, 2019, 102 (4): 779–789.
- [12] DA X, LIANG Y, HU H, et al. Embedding WFRFT Signals Into TDCS for Secure Communications [J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 54938–54951.
- [13] HUI Y, LI B, ZHAO T. 4-weighted fractional Fourier transform over doubly selective channels and optimal order selecting algorithm [J]. *Electronics Letters*, 2015, 51 (2): 177–179.
- [14] SHA X, QIU X, MEI L. Hybrid Carrier CDMA Communication System Based on Weighted-Type Fractional Fourier Transform [J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16 (4): 432–435.
- [15] QIU X, SHA X, MEI L. Performance of hybrid carrier DS CDMA communication system [C] // *IEEE*, 2011.
- [16] WANG Z, MEI L, WANG X, et al. BER analysis of hybrid carrier system based on WFRFT with carrier frequency offset [J]. *Electron. Lett.*, 2015, 51 (21): 1708–1709.
- [17] WANG K, SHA X, LI Y. Hybrid Carrier Modulation with Time-Domain Windows and Iterative Equalization over Underwater Acoustic Channels [J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17 (8): 1489–1492.
- [18] FANG X, ZHANG N, ZHANG S, et al. On Physical Layer Security: Weighted Fractional Fourier Transform Based User Cooperation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications* (上接第 208 页)
- [8] FAN C, XIAO F, ZHAO Y. A short-term building cooling load prediction method using deep learning algorithms [J]. *Applied Energy*, 2017, 195: 222–233.
- [9] 王香兰, 晋欣桥, 吕远, 等. 基于关联规则的多冷水机组系统负荷优化分配 [J]. *制冷学报*, 2022, 43 (01): 35–45.
- [10] LEE W S, CHEN Y T, KAO Y. Optimal chiller loading by differential evolution algorithm for reducing energy consumption [J]. *Energy & Buildings* [J]. 2011, 43 (2–3): 599–604.
- [11] SULAIMAN M H, IBRAHIM H, DANIYAL H, MOHAMMED M R. A New Swarm Intelligence Approach for Optimal Chiller Loading for Energy Conservation [J]. *Procedia-Social and Behavioral Sciences*, 2014, 129: 483–488.
- [12] SOHRABI F, NAZARI-HERIS M, MOHAMMADI-IVATLOO B, ASADI S. Optimal chiller loading for saving energy by exchange market algorithm [J]. *Energy & Buildings*, 2018, 169: 245–253.
- [13] LIU Z H, TAN H W, LUO D, et al. Optimal chiller sequencing control in an office building considering the variation of chiller maximum cooling capacity [J]. *Energy & Buildings*, 2017, 140: 430–442.
- [14] XIE L, HAN T, ZHOU H, et al. Tuna Swarm Optimization: A Novel Swarm-Based Metaheuristic Algorithm for Global Optimization [J]. *Computational Intelligence and Neuroscience*, 2021, 2021: 9210050.
- tions, 2017, 16 (8): 5498–5510.
- [19] LUO Z, WANG H, ZHOU K. Physical Layer Security Scheme Based on Polarization Modulation and WFRFT Processing for Dual-polarized Satellite Systems [J]. *KSIIT Transactions on Internet and Information Systems*, 2017, 11 (11): 5610–5623.
- [20] LUO Z, WANG H, ZHOU K, et al. Combined Constellation Rotation With Weighted FRFT for Secure Transmission in Polarization Modulation Based Dual-Polarized Satellite Communications [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 27061–27073.
- [21] WU J, REN Q, LI M. Research on Physical Layer Encryption Scheme of Tactical Network Based on WFRFT [J]. *Journal of physics. Conference series*, 2020, 1549 (2): 22113.
- [22] 吴佳隆, 任清华, 李明. 基于 CR-WFRFT 的物理层安全认证方法 [J]. *空军工程大学学报 (自然科学版)*, 2020, 21 (3): 93–98.
- [23] GAO W, LI B. Convolution theorem involving n-dimensional windowed fractional Fourier transform [J]. *Science China (Information Sciences)*, 2021, 64 (6): 169302.
- [24] LIANG Y, DA X, WU J, et al. WFRFT modulation recognition based on HOC and optimal order searching algorithm [J]. *Journal of systems engineering and electronics*, 2018, 29 (3): 462–470.
- [25] TAIRA S, MURAKAMI E. Automatic classification of analogue modulation signals by statistical parameters [C] // *Piscataway NJ, IEEE*, 1999.
- [15] TANYILDIZI E, DEMIR G. Golden sine algorithm: a novel mathinspired algorithm [J]. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 2017, 17 (2): 71–78.
- [16] HASHIM F A, HOUSSEIN E H, HUSSAIN K, et al. Honey Badger Algorithm: New metaheuristic algorithm for solving optimization problems [J]. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2022, 192: 84–110.
- [17] 周志豪. 基于混合模型的中央空调冷源系统运行能耗优化 [J]. *建筑热能通风空调*, 2020, 39 (3): 1–7.
- [18] ARDAKANI A J, ARDAKANI F F, HOSSEINIAN S H. A novel approach for optimal chiller loading using part icle swarm optimization [J]. *Energy & Buildings*, 2008, 40 (12): 2177–2187.
- [19] ARORA S, SINGH S. Butterfly optimization algorithm: a novel approach for global optimization [J]. *Soft Computing*, 2019, 23 (3): 715–734.
- [20] MIRJALILI S, LEWIS A. The whale optimization algorithm [J]. *Advances in Engineering Software*, 2016, 95: 51–67.
- [21] 陈倩倩, 林天然. 基于 DRN-BiGRU 模型的滚动轴承剩余寿命预测 [J]. *机电工程*, 2022, 39 (11): 1575–1581.
- [22] 任彦洁, 唐晓刚, 张斌权, 等. 基于时间卷积网络的通信信号调制识别算法 [J]. *无线电工程*, 2023, 53 (04): 807–814.
- [23] HEIDARI A A, MIRJALILI S, FARIS H, et al. Harris hawks optimization: Algorithm and applications [J]. *Future Generation Computer Systems*, 2019, 97: 849–872.