DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220915003

引用格式:倪大冬,杜俊逸,伍元胜,等. 一种基于 WFRFT 的跨层低截获波形设计方法[J]. 电讯技术,2023,63(12):1958-1964. [NI D D, DU J Y, WU Y S, et al. A cross-layer design method for LPI waveform based on weighted fractional Fourier transform[J]. Telecommunication Engineering,2023,63(12):1958-1964.]

一种基于 WFRFT 的跨层低截获波形设计方法*

倪大冬,杜俊逸,伍元胜,肖 磊,杨佩彤

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:针对变换域隐蔽通信系统,分析了加权分数傅里叶变换(Weighted Fractional Fourier Transform,WFRFT)隐蔽通信系统抗截获性能。理论分析和仿真结果表明多加权项WFRFT 隐蔽通 信系统存在抗检测和抗调制识别性能边界,当权重项大于4时多加权项WFRFT通信系统低截获性 能不会随着加权项的增加而改善。基于此,提出了一种跨层设计的并行WFRFT隐蔽通信系统。首 先采用并行多路WFRFT变换思路,从信号维度增加变换参数个数;其次利用跨层设计思想解决当 前WFRFT通信系统收发端同步问题,通过接收端地址控制每路WFRFT变换参数,从空间维度增加 非合作节点截获识别信号的难度。仿真结果表明,与多参数项WFRFT隐蔽通信系统相比,所提出 的跨层并行WFRFT隐蔽通信系统抗检测和抗调制识别能力更加突出。

关键词:隐蔽通信系统;低截获波形;抗调制识别;加权分数傅里叶变换(WFRFT);跨层设计

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



中图分类号:TN975 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2023)12-1958-07

A Cross-layer Design Method for LPI Waveform Based on Weighted Fractional Fourier Transform

NI Dadong, DU Junyi, WU Yuansheng, XIAO Lei, YANG Peitong

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: With regard to the covert communication system based on transform domain technique, the antiinterception performance of weighted fractional Fourier transform (WFRFT) communication systems is discussed. Theoretical analysis and simulation results illustrate that the communication system based on WFRFT has actual performance boundary of anti-detection and anti-recognition in which the covert performance remains unchanged as the number of weights is more than 4. In accordance with this problem, a cross-layer and parallel WFRFT covert communication system is proposed. Firstly, a parallel multichannel WFRFT processing architecture is adopted to effectively increase the number of transformation parameters. Secondly, based on the tack of cross-layer design, the parameters of each WFRFT are controlled by the destination address which can further increase the difficulty in intercepting and recognizing signal for the non-cooperative receivers. The simulation results show that the cross-layer parallel WFRFT covert communication system is superior to the multi-parameter WFRFT covert communication system in terms of anti-detection and anti-modulation recognition.

Key words: covert communication system; LPI waveform; anti-modulation recognition; weighted fractional Fourier transform(WFRFT); cross-layer design

^{*} 收稿日期:2022-09-15;修回日期:2022-12-26 通信作者:倪大冬

0 引 言

随着现代电子对抗技术和军事装备的不断发展,无源探测系统对飞行器及其所搭载的有源电子 设备的探测能力得到了显著提高,使得飞行器在现 代化作战环境中的生存能力和突防能力受到严重威 胁^[1-2]。另一方面,经过几十年的应用与发展,当前 针对跳扩频技术的无源探测技术已较为成熟,使得 以跳扩频技术为核心的传统机载有源电子设备的隐 身效能下降。基于此,射频隐身已成为飞行器隐身 能力迫切需要补足的短板^[3]。

近年来,加权分数傅里叶变换(Weighted Fractional Fourier Transform, WFRFT)在射频隐蔽传 输领域取得了一定的成果^[4-7]。Wang 等人^[8]分析 了 WFRFT 变换信号实部和虚部概率密度特征,表 明 WFRFT 变换后信号实部与虚部具有显著的类高 斯化随机特征,可以有效增强非合作接收端信号检 测识别难度。为了进一步提升 WFRFT 通信系统抗 截获性能,梅林等人^[9]提出了一种基于离散序列的 四项 WFRFT 变换通信系统,对比单参数处理方法, 射频信号具有更好的抗截获性能。聚焦基于高阶累 积量的射频信号调制识别方法,沙学军等人^[10]对 WFRFT 通信信号的抗调制识别性能进行了定量分 析,表明经 WFRFT 处理后的信号具有良好的抗调 试识别性能。张喆等人^[11]提出了一种基于多可变 参数 WFRFT 变换(Multi-alterable Parameter Weighted Fractional Fourier Transform, MAP-WFRFT) 的卫星隐蔽通信系统,通过 WFRFT 变换使信号星 座图发生明显的旋转与发散,以此提升系统隐蔽传 输性能。多加权项 WFRFT 通过增加可变参数的方 式提升信号隐蔽传输性能,但其变换的基函数本质 是由信号的0~3阶傅里叶变换组成。当非合作接 收方已知通信系统采用 WFRFT 变换时,多加权项 WFRFT 隐蔽通信系统抗截获性能将大大降低。

此外,为了准确接收信号,目的接收端需要预先 知道发射端 WFRFT 变换参数。若收发端采用变换 参数固定不变的方式,随着非合作接收方的持续侦 收,射频信号隐蔽性能将指数级下降。基于此, Liang 等人^[12]提出了参数捷变的 WFRFT 通信系统, 接收端利用接收信号高阶统计量估计 WFRFT 变换 阶数 α,以此恢复发送端信号。但当信号信噪比小 于 3 dB 时, WFRFT 变换阶数 α 估计准确率小于 50%,此时将极大地影响信号接收性能。Fang 等 人^[13]分析了收发端存在变换参数同步误差情况下 的误码率性能,当收发端 WFRFT 变换阶数 α 误差 大于 0.5 时,接收端将不能准确接收信息。因此,收 发端变换参数同步问题也是影响 WFRFT 传输效能 的重要因素。

针对上述问题,本文提出了一种跨层设计的并 行 WFRFT 隐蔽通信系统。首先,利用并行处理架 构,将传输符号进行串并变换,通过并行多路独立进 行加权分数傅里叶变换的方式,从信号维度增加有 效可变参数个数,增强信号抗截获性能,同时降低算 法的复杂度;其次,采用跨层设计思想,利用接收端 地址控制发送端每一路 WFRFT 变换参数,实现收 发端变换参数同步,同时使得发送给不同接收端的 WFRFT 变换参数不同,通过引入空间维度的随机 性,增加非合作节点截获识别信号的难度,进一步提 升通信波形隐蔽传输性能。

1 WFRFT 隐蔽通信系统

1.1 系统模型

本文考虑一种基于 WFRFT 的隐蔽通信系统。 发送端利用 WFRFT 类高斯化随机变换特性,将编 码调制后的符号进行"加密"处理,以此增强辐射射 频信号的隐蔽传输性能。

如图 1 所示,设发射端调制后的复符号序列为 s,经 WFRFT 变换后的基带传输信号 x 可以表示为

$$\boldsymbol{x} = \sum_{l=0}^{M-1} w_l(\alpha) \, \mathcal{F}^{\alpha_l}(\boldsymbol{s}) \,_{\circ} \tag{1}$$

式中: *M* 表示 WFRFT 变换基函数个数; α 表示 WFRFT 变换阶数; \mathcal{F}^{α_l} 表示 α 阶 WFRFT 变换第 l 个 基函数, \mathcal{F}^{α_l} 是阶数 $\tilde{\alpha}_l = 4l/M$ 的通用 WFRFT 变换; $w_l(\alpha)$ 表示 α 阶 WFRFT 变换第 l 个基函数的加权因 子^[14]。





图 1 WFRFT 低截获通信系统

发送端辐射射频信号经过无线信道后引入了加 性高斯白噪声 n。此时,接收端接收的基带信号可 以表示为

$$\tilde{x} = \boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}_{\circ} \tag{2}$$

当目的接收端已知 WFRFT 变换参数时,对接 收信号 \tilde{x} 进行逆 WFRFT 变换,可得到接收信号

$$\tilde{s} = W^{-\alpha}(\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}) = \boldsymbol{s} + \boldsymbol{n}' \tag{3}$$

如图 2 所示, WFRFT 不会改变高斯白噪声信号 特性。因此,式(3)中 n'可视为是与式(2)中 n 等价 的高斯噪声,即 WFRFT 变换不会影响收发端射频 信号传输效能。



图 2 WFRFT 变换对高斯白噪声的影响

对于非合作接收节点,其检测到的是一组类高 斯随机序列,如图1所示。此时,非合作节点若采用 传统的信号检测与识别手段则难以准确获取信号有 用信息。但当非合作节点已知目标通信系统采用 WFRFT 变换时,则可采用穷举搜索方式检测识别目 标通信系统射频信号。此时,WFRFT 通信系统可变 参数个数及其取值范围直接决定该通信系统的抗检 测性能。

如式(1)所示,WFRFT 变换主要包含基函数 $\mathcal{F}^{\hat{\alpha}_{l}}(s)$ 和权重因子 $w_{l}(\alpha)$ 两部分,其中权重因子具 有单参数和多参数表述形式两种^[15],如式(4)和式 (5)所示:

$$w_{l}(\alpha) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left[\frac{-j2\pi}{M}(\alpha - l)k\right], \qquad (4)$$

$$w_{l}(\alpha) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left\{\frac{-j2\pi \left[\left(Mm_{k}+1\right)\alpha \left(Mn_{k}+k\right)-lk\right]}{M}\right\} \circ$$
(5)

式(5)中, {[m_0, m_1, \dots, m_{M-1}], [n_0, n_1, \dots, n_{M-1}]} $\in \mathbb{Z}^{2M}$ 表示 WFRFT 的可变参数。与单参数 权重因子(4)相比,多参数权重因子(5)中可变参数 数量更多,非合作接收方穷举搜索拟合难度更大,因 此具有更强的安全传输性能。此外,基函数 $\mathcal{F}^{\tilde{a}_l}(s)$ 本身亦为分数傅里叶变换,亦可进一步增加可变参 数维度。

1.2 WFRFT 通信系统性能分析

下面将着重分析多加权项 WFRFT 变换的抗截获性能。

设多加权项 WFRFT 变换的基函数为 4 加权项 WFRFT 变换。令 $W_{1\times M} = [w_0, w_1, \cdots, w_{M-1}]$ 表示多加 权 项 WFRFT 变 换 的 加 权 矢 量, $\tilde{W}_{M\times 4} = [\tilde{w}_0, \tilde{w}_1, \cdots, \tilde{w}_{M-1}]^{\mathrm{T}}$ 表示基函数 WFRFT 变换的权重 矩阵,其中 $\tilde{w}_l = [\tilde{w}_{l_1}, \tilde{w}_{l_2}, \tilde{w}_{l_3}, \tilde{w}_{l_4}]$ 表示第l个基函数 $\mathcal{F}^{\tilde{\alpha}_l}(s)$ 的加权矢量,则式(1)可以表示为

$$\boldsymbol{\kappa} = \boldsymbol{W} \times \widetilde{\boldsymbol{W}} \times \boldsymbol{F}_{\circ} \tag{6}$$

式中: $F_{4\times 1} = [\mathcal{F}^{0}(s) \quad \mathcal{F}^{1}(s) \quad \mathcal{F}^{2}(s) \quad \mathcal{F}^{3}(s)]^{\mathrm{T}}$ 表示 4 加权项 WFRFT 变换的基函数。令 $Q_{1\times 4} = W \times \widetilde{W}$.其中:

$$q_{i} = \sum_{l=0}^{M-1} w_{l}(\alpha, V_{M}) w_{li}\left(\frac{4l}{M}, \tilde{V}_{4}\right)_{\circ}$$

$$(7)$$

式(7)中, V_M = { [m_0, m_1, \dots, m_{M-1}], [n_0, n_1, \dots, n_{M-1}] }和 \tilde{V}_4 = { [$\tilde{m}_0, \tilde{m}_1, \tilde{m}_2, \tilde{m}_3$], [$\tilde{n}_0, \tilde{n}_1, \tilde{n}_2, \tilde{n}_3$] }分 别表示多加权项 WFRFT 变换及其基函数 WFRFT 变换的权重生成参数。将式(5)代入式(7),则式 (7)可以表示为

$$q_{i} = \frac{1}{4M} \sum_{\ell=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left\{ \frac{-j2\pi}{M} \left[(Mm_{k}+1)\alpha(Mn_{k}+k) - lk \right] \right\} \times \right\} = \frac{1}{4M} \sum_{\ell=0}^{3} \exp\left\{ \frac{-j2\pi}{4} \left[(4\tilde{m}_{v}+1)\frac{4l}{M}(4\tilde{n}_{v}+v) - iv \right] \right\} \right\} = \frac{1}{4M} \sum_{\ell=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left\{ \frac{-j2\pi}{M}(\rho_{k} - lk) \right\} \times \sum_{v=0}^{3} \exp\left\{ \frac{-j2\pi}{4} \left(\frac{4 \times l \times \lambda_{v}}{M} - iv \right) \right\} \right\} = \frac{1}{4M} \sum_{v=0}^{3} \left\{ \exp\left(\frac{j2\pi iv}{4} \right) \sum_{\ell=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left\{ \frac{-j2\pi}{M}(l\lambda_{v} + \rho_{k} - lk) \right\} \right\}$$
(8)

式中: $\rho_k = (Mm_k+1)\alpha(Mn_k+k); \lambda_v = (4m_v+1)(4n_v+v)$ 。此时,若令

$$\exp\left(-\frac{j2\pi\nu_v}{4}\right) = \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \exp\left[\frac{-j2\pi}{M}(l\lambda_v + \rho_k - lk)\right],$$
(9)

则式(8)可以改写为

$$q_{i} = \frac{1}{4M} \sum_{v=0}^{3} \exp\left[-\frac{j2\pi}{4}(v_{v} - iv)\right]_{0}$$
(10)

式(10)中 v_v 的周期为4,因此,当非合作节点 已知通信系统采用 WFRFT 变换时,并不需要准确 获取多加权项 WFRFT 变换所有参数值,只需遍历 搜索 $v_v(v=0,1,2,3)$ 的值,即可对射频信号进行 检测。

以飞行器数据链通信系统常用的 GMSK、MSK、 QPSK 和 BPSK 波形为例,图 3 仿真了非合作节点 (NC)不同搜索步长下的检测性能,其中发送端采用 8 加权项 WFRFT 对 1 000 个传输符号进行变换处 理。从图 3 中可以看出,当非合作节点搜索步长δ= 0.5 时,其检测性能即可逼近目的节点(DEST)译码 性能。此时非合作节点仅需进行(4/0.5)⁴=4 096 次扫描即可完成对参数 *v*_v(*v*=0,1,2,3)的全周期检测。随着高性能计算设备的发展,多加权项 WFRFT 通信系统的抗检测性能明显不足。



图 3 非合作节点不同搜索步长下的检测性能

此外,WFRFT 隐蔽通信系统收发端变换参数同 步问题是影响传输性能的重要因素。若收发端采用 固定不变的变换参数,随着时间的累积,WFRFT 通 信系统被截获的风险将指数级增长。对于变换参数 固定不变的 WFRFT 隐蔽通信系统,设非合作节点 单次检测识别成功率为p,则t次检测后的累计识别 成功率为 $\Sigma_{i=1}^{t}(1-p)^{t-1}p$ 。如图 4 所示,随着检测次 数的增多,通信系统传输信号被检测识别的概率呈 指数增长。



图 4 传统 WFRFT 低截获系统被检测概率

2 跨层设计的低截获波形

针对多加权项 WFRFT 通信系统抗截获能力不 足和收发端变换参数同步问题,本文提出一种跨层 设计的并行 WFRFT 隐蔽通信系统,如图 5 所示。



图 5 跨层设计并行 WFRFT 通信系统框图

围绕多加权项 WFRFT 通信系统抗截获能力不 足问题,本文拟采用并行 WFRFT 变换思路,首先将 发送端调制后的复符号序列进行串并变换,生成多 路并行传输序列;然后对每一路独立进行 WFRFT 变换,且使每一路 WFRFT 变换参数不同,以此在信 号维度增加 WFRFT 可变参数个数,增强 WFRFT 通 信系统抗截获性能。对于多路并行 WFRFT 低截获 通信系统,公式(1)表示为

$$\boldsymbol{x} = \sum_{n=1}^{N} \sum_{l=0}^{M-1} w_l(\boldsymbol{\alpha}_n, \boldsymbol{V}_M^{(n)}) \mathcal{F}^{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_l}(\boldsymbol{s}_n) \circ$$
(11)

式中:N 表示并行传输通道数; α_n 和 $V_M^{(n)}$ 分别表示 第 n 路 WFRFT 变换阶数及变换参数,且每一路的 α_n 和 $V_M^{(n)}$ 相互独立; s_n 表示第 n 路传输的复符号序 列。由式(10)可得, N 路并行 WFRFT 通信系统的 有效可变参数为 4N,因此可以极大提升 WFRFT 通 信系统抗截获性能。

其次,针对 WFRFT 通信系统收发端变换参数 同步问题,本文采用跨层设计思想,利用接收端地 址,结合高级加密标准(Advanced Encryption Standard,AES)生成伪随机序列*S*,以该伪随机序列 控制每一路WFRFT 变换参数,使得发送端传给不 同目的端的变换参数不同,以此引入了空间维度不 确定性,进一步增加非合作节点信号识别难度,提升 传输波形的抗截获识别性能。目的节点只需依据其 自身地址生成WFRFT 变换参数,即可准确接收发 送端传输信号。

下面基于实例详细说明跨层设计并行 WFRFT 低截获通信系统实施方案。以并行 WFRFT 变换路数 N=8 为例,发送端首先将传输信息经过信道编码和星座映射生成长度为 L 的复指数符号;然后,利用串并变换产生 8 路相互独立的复指数信号,同时发送端利用二进制编码,基于接收端地址生成 128 位 0-1 比特序列,并结合 AES 加密算法根据预置的传输密钥构建长度为 192 b 的伪随机序列 S;其次,根

据伪随机序列 S 的子序列 K_n=S[8n+1:8n+24](n=1,2,…,N)生成第 n 路的加权分数傅里叶变换参数 V,即

$$\begin{cases} m_k = \sum_{i=0}^{2} 2^i K_i [3k+i+1], k=0,1,2,3 \\ n_k = \sum_{i=0}^{2} 2^i K_i [3k+i+13], k=0,1,2,3 \end{cases}$$
(12)

此外,本方案中各并行处理通道中 WFRFT 变 换阶数 α 取值为

$$\alpha_n = \frac{\operatorname{mod}(S[8n+1:8n+12],4)}{\operatorname{mod}(S[8n+13:8n+24],4)} \circ$$
(13)

跨层设计并行 WFRFT 隐蔽通信系统显著特点 在于将通信波形随机化特性与目的接收端相结合, 目的接收端只需要以其自身地址为输入产生伪随机 序列,生成 WFRFT 变换参数,即可指导其以正确的 逆变换参数无损地恢复发送端传输符号。非合作节 点在不知道具体接收地址的情况下,难以截获传输 射频信号。

3 性能分析

为了验证跨层设计的并行 WFRFT 低截获通信 系统性能,本文选取 MAP-WFRFT 低截获通信技 术^[11]作为对比方案,从计算复杂度、误码性能、抗检 测性能和抗调制识别性能4个维度进行对比分析。

以简单的 4 加权项 WFRFT 变换为例,对比多 加权项 WFRFT 通信系统和本文提出的跨层设计并 行 WFRFT 通信系统计算复杂度。4 加权项 WFRFT 基函数物理实现流程主要包含 DFT 模块、两个翻转 模块和加权求和模块,其计算复杂度为O(N×lb(N)+ 4N)^[16],其中 N 表示传输符号长度。设跨层设计并 行 WFRFT 通信系统每一路都为 4 加权项 WFRFT 变换,并行路数为 L,则每一路传输符号长度为 N/L,最终并行 WFRFT 变换的计算复杂度如式(14) 所示。与 4 加权项 WFRFT 通信系统计算复杂度对 比,本文提出的跨层设计并行 WFRFT 通信系统的 计算复杂度得到有效降低,且随着并行 WFRFT 变 换路数的增加,计算复杂度对数级下降。

$$O\left(L \times \frac{N}{L} \times \operatorname{lb}\left(\frac{N}{L}\right) + 4 \times L \times \frac{N}{L}\right) = O\left(N \times \operatorname{lb}\left(\frac{N}{L}\right) + 4N\right)_{\circ}$$
(14)

以飞行器数据链通信系统常用的 GMSK、MSK、 BPSK、QPSK 调制样式为例,采用蒙特卡洛方法验 证所提出的跨层设计并行 WFRFT 隐蔽通信系统性 能,其中并行 WFRFT 变换通道个数为 5。图 6 对比 了 MAP-WFRFT 和跨层设计并行 WFRFT 通信系统

· 1962 ·

在 AWGN 信道下的误码率性能,可见对于所有的调制样式,MAP-WFRFT 和跨层设计并行 WFRFT 低截获通信系统具有相同的误码性能。这是由于WFRFT 变换不会改变无线信道传输特性,不会对信号传输性能带来任何增益,同时也不会抑制噪声的影响,如式(3)所示。因此,在 AWGN 信道下,无论采用何种样式的 WFRFT 变换,目的接收端误码性能都将保持不变。



在非合作节点已知通信系统采用 WFRFT 变换时,图 7 对比了 MAP-WFRFT 和跨层设计并行 WFRFT 通信系统的抗检测性能,其中非合作节点采 用4参数遍历搜索的方式,如式(10)所示,搜索步 长为0.5。从图 7 中可以看出,本文提出的跨层设 计并行 WFRFT 通信系统中的可变参数个数得到有 效增加,如式(11)所示,此时非合作节点难以通过 暴力搜索获取变换参数信息,因此对本文提出的跨 层设计并行 WFRFT 通信系统检测误码率较高,且 不会随着 SNR 的增长有所改善。然而对于任何参 数项个数的 MAP-WFRFT 低截获通信系统皆可通过 参数合并归一到简单的 4 参数变换系统,如式(10) 所示,因此非合作节点可以通过暴力搜索,较为准确 地检测 MAP-WFRFT 低截获通信系统信息,且随着 SNR 的增加检测误码率逐渐降低。



图 7 抗检测性能对比

设非合作节点采用基于高阶统计量^[17]的调制 识别方法对截获信号进行调制识别,图 8 对比了不 同加权项 MAP-WFRFT 和跨层设计并行 WFRFT 通 信系统的抗调制识别性能,其中恶意接收节点采用 4 参数遍历搜索的方式,搜索步长为 0.5。与 MAP-WFRFT 相比,本文提出的跨层设计并行 WFRFT 通 信系统可变参数个数成倍增长,极大地增加了非合 作节点调制识别难度。从图 8 中可以看出,本文提 出的跨层设计并行 WFRFT 通信系统抗调制识别性 能明显优于 MAP-WFRFT 通信系统。



4 结 论

针对多加权项 WFRFT 通信系统抗截获能力不 足和收发端变换参数同步问题,本文提出了一种跨 层设计的并行 WFRFT 隐蔽通信系统。首先,采用 并行多路独立 WFRFT 变换,从信号维度增加 WFRFT 变换参数,从而增加非合作节点截获识别难 度;其次,利用跨层设计理念,通过接收端地址和高 级加密标准生成 WFRFT 变换参数,解决收发端变 换参数同步问题,同时从空间维度增加 WFRFT 变 换不确定性进一步增强通信系统抗截获识别性能。 仿真结果表明,与现有多加权项 WFRFT 隐蔽通信 系统相比,本文提出的跨层设计并行 WFRFT 低截 获通信系统在抗检测和抗调制识别性能上具有显著 优势。

参考文献:

- [1] 时晨光,董璟,周建江,等.飞行器射频隐身技术研究综述[J].系统工程与电子技术,2021,43(6):1452-1467.
- [2] 王琳.飞行器射频隐身技术及发展思路[J].电讯技

术,2013,53(8):973-976.

- [3] 王谦喆,何召阳,宋博文,等.射频隐身技术研究综述 [J].电子与信息学报,2018,40(6):1505-1514.
- [4] 达新宇,廉晨.一种加权傅里叶变换域通信方法[J]. 系统工程与电子技术,2015,37(12):2853-2859.
- [5] 李勇,宋志群,沙学军.基于新型变换域的低截获技术[J].无线电通信技术.2019.45(2):167-172.
- [6] 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.
- [7] CHI Y, ZHANG S, SHI J. Fractional Fourier domain communication system: system structure and signal modeling [C]//Proceedings of 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China. Harbin: IEEE, 2011:560-564.
- [8] WANG X, MEI L, WANG Z, et al. On the probability density function of the real and imaginary parts in WFRFT signals [J]. China Communications, 2016, 13 (9):44-52.
- [9] 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.
- [10] 沙学军,房宵杰,梅林. 基于 WFRFT 的抗调制方式识别方法[J]. 无线电通信技术,2016,42(3):1-4.
- [11] 张喆,达新宇,刘慧军. MAP-WFRFT 卫星信号星座隐 蔽特性研究[J].重庆邮电大学学报(自然科学版), 2017,29(4):460-467.
- [12] LIANG Y, DA X Y, WU J L, 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.
- [13] FANG X, SHA X, MEI L. Guaranteeing wireless

communication secrecy via a WFRFT-based cooperative system[J]. China Communications, 2015, 12(9):76-82.

- [14] LANG J, TAO R, RAN Q, et al. The multiple-parameter fractional Fourier transform [J]. Science in China Series F:Information Sciences, 2008, 51(8):1010-1024.
- [15] TAO R, ZHANG F, WANG Y. Research progress on discretization of fractional Fourier transform [J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2008, 51(7): 859-880.
- [16] 李勇. 快速时变信道下基于 WFRFT 和部分 FFT 的传 输方法[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
- [17] ORLIC V D, DUKIC M L. Automatic modulation classification algorithm using higher-order cumulants under real-world channel conditions [J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(12):917-919.

作者简介:

倪大冬 男,1989 年生于河南商水,2019 年于西南交通 大学获博士学位,现为工程师,主要研究方向为数据链通信 系统、移动通信技术、无线自组织网络组网技术等。

杜俊逸 男,1989 年生于重庆,2018 年于电子科技大学 获博士学位,现为高级工程师,主要研究方向为信道编码、移 动通信技术、数据链通信与组网技术。

伍元胜 男,1986年生于四川广安,2015年于四川大学 获博士学位,现为高级工程师,主要研究方向为网络优化技 术、数据链网络传输与组网技术。

肖 磊 男,1990年生于四川自贡,2017年于电子科技 大学获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为移动通信技 术、信号检测、信号同步与均衡技术。

杨佩彤 女,1995年生于陕西咸阳,2020年于西北工业 大学获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为网络安全技 术、数据链通信与组网技术。