

DOI: 10.13382/j.jemi.B2206012

# 基于 FRFT-TFDR 的语音通信双绞线故障检测研究\*

刘庭凤<sup>1</sup> 张荣芬<sup>2</sup> 刘宇红<sup>2</sup>

(1. 贵州大学大数据与信息工程学院 贵阳 550025; 2. 贵州大学 贵阳 550025)

**摘要:** 语音通信双绞线故障点定位对断路、短路故障检测, 以及防止机密信息窃听等具有重要意义。在基于时域反射法 (TDR) 和扩频时域反射法 (SSTDR) 的语音通信双绞线故障检测与定位中, 由于双绞线的低频传输特性, 反射信号衰减严重, 无法实现远距离故障点定位。针对这一问题, 提出了基于分数阶傅里叶变换的时频域反射法 (FRFT-TFDR)。首先使用线性调频信号 (LFM) 作为检测信号, 接着对接收信号加窗以提高信号的分辨力, 然后进行分数阶傅里叶变换将接收信号变换到分数域, 最后通过分析入射信号和反射信号谱峰值在  $u$  域内的位置差, 并将其转换到时域内, 从而定位故障位置。经实验验证, 该方法可有效定位出不同断路故障点, 实测时在 1 557 m 处的定位误差小于 7%, 满足语音通信双绞线远程故障检测需求。

**关键词:** 分数阶傅里叶变换; 时频域反射法; LFM 信号; 故障检测; 语音通信双绞线

**中图分类号:** TP206 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 51050

## Research on fault detection of voice communication twisted pair based on FRFT-TFDR

Liu Tingfeng<sup>1</sup> Zhang Rongfen<sup>2</sup> Liu Yuhong<sup>2</sup>

(1. College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2. Guizhou University, Guiyang 550025, China)

**Abstract:** To locate the fault point of twisted pair in voice communication is of great significance for the detection of open circuits, short circuit faults, and the prevention of eavesdropping on confidential information. In the fault detection and localization of voice communication twisted pair based on time domain reflectometry (TDR) and spread spectrum time domain reflectometry (SSTDR), due to the low-frequency transmission characteristics of twisted pair, the reflected signal is seriously attenuated, and long-distance fault point location cannot be realized. Given this problem, a time-frequency domain reflectometry (FRFT-TFDR) based on fractional Fourier transform is proposed. First, the chirp signal (LFM) is used as the detection signal, the received signal is windowed to improve the resolution of the signal, then the fractional order Fourier transform is performed to transform the received signal into the fractional domain. Finally, the position difference of incident signal and reflected signal spectral peak in the  $u$  domain is analyzed and converted into the time domain, so that the location of errors can be determined. The experiment verifies that the method can effectively locate different circuit-breaking fault points, and its positioning error at 1 557 meters is less than 7%, meeting the requirement of remote fault detection of twisted pair in voice communication.

**Keywords:** fractional order Fourier transform; time-frequency domain reflectometry; LFM signal; fault detection; voice communication twisted pair

## 0 引言

电话线是日常通信的重要载体,在公司、工厂和军事基地,为防止机密信息泄露,一般使用通信双绞线进行语音通信,通信线缆敷设方式为直埋式或架空式,线缆长期埋于地下或裸露在外,由于腐蚀老化或其他因素会出现断路及短路故障等<sup>[1]</sup>,当线缆发生故障时,会对军事工作或公司正常运作产生巨大影响,此时需要快速检测定位出故障位置并及时维修,尤其当故障点较远时,传统的检测方法不仅耗费大量人力物力,也可能因距离较远无法进行准确检测。因此对通信双绞线的故障检测与定位的研究意义重大。

目前已有多种电缆故障检测方法被研究者所提出,其中反射法因实现方式简单,且无需建立模型而被广泛应用。如时域反射法(time domain reflectometry, TDR)<sup>[2]</sup>和频域反射法(frequency domain reflectometry, FDR)<sup>[3]</sup>,两者分别从时域和频域的角度对反射信号进行分析从而定位故障点,但时域反射法对噪声敏感,不能高精度检测小幅度的反射信号,频域反射法检测端的带通滤波器使反射信号的时频特性发生改变,从而造成定位误差。为解决误差问题,有学者提出扩展频谱时域反射法(spread spectrum time domain reflectometry, SSTDR)<sup>[4-5]</sup>,该方法基于扩频通信的原理提升了抗噪及定位精度的能力,但目前采用 SSTDR 对电缆故障检测的研究主要针对于飞机、车站等局部短距离范围内的同轴电缆故障检测,未将其应用于二类语音通信双绞线的故障检测。如周训春等<sup>[6]</sup>利用 SSTDR 对飞机电缆线进行了实测,且测量距离小于 50 m。之后提出了时频域反射法(time frequency domain reflectometry, TFDR)<sup>[7]</sup>,采用高斯包络调频信号作为入射信号,利用魏格纳-维利(WVD)分布对反射信号进行时频分析从而实现电缆故障点的定位与检测,但由于 WVD 不满足叠加定理,利用该方法分析会在时频谱中引入交叉项并干扰检测结果<sup>[8]</sup>,从而造成检测误差。近年来,分数阶傅里叶变换(fractional Fourier transform, FRFT)<sup>[9]</sup>作为一种崭新的时频分析工具受到国内外众多学者研究,并已广泛应用于故障检测及时延估计等领域,廖剑等<sup>[10]</sup>使用该方法将故障电压信号转换为谱峰值作为故障特征,从而实现模拟电路故障点特征提取。岳凯等<sup>[11]</sup>提出了基于 FRFT 变换的线性调频引信定距方法,通过分数阶域初始频率估计和分数阶相关实现定距。但还未见将 FRFT 应用于语音通信双绞线故障检测及定位的研究成果及报道。

为解决实际应用中的需求,结合上述故障检测定位技术存在的问题,本文针对二类语音通信双绞线故障检测定位方法开展研究,提出了基于分数阶傅里叶变换-时

频域反射法(FRFT-TFDR)的故障点定位方法,通过 FRFT 变换将接收信号变换到分数域,提取入射信号和反射信号谱峰值位置差从而计算出故障位置,实现了语音通信双绞线远距离故障检测。本文主要贡献如下:1)针对二类语音通信双绞线的低频传输特性,提出 FRFT-TFDR 检测方法,有效解决了远距离故障检测时反射信号淹没在噪声中无法准确定位出故障点的问题。2)通过在时域添加窗函数降低 FRFT 变换后主峰的旁瓣幅值,有效提高了反射信号的分辨力。3)实现了二类语音通信双绞线远距离故障点定位实测,为今后语音通信双绞线故障检测装置的研制提供了理论基础。

## 1 基于 FRFT-TFDR 故障检测原理及算法

### 1.1 故障点定位原理

基于分数阶傅里叶变换-时频域反射法的双绞线故障点定位方法实现原理如图 1 所示。该方法的检测原理为信号在双绞线中传输遇到故障点(阻抗不匹配点)时将发生反射,通过对接收信号进行分数阶傅里叶变换,将信号变换到分数域内,在分数域内对其进行分析从而得出故障点。FRFT 是信号在一组正交的 chirp 基上的展开,一个 chirp 信号的某一阶次下的 FRFT 为一个  $\delta$  函数,因此 FRFT 对 chirp 信号具有很好的聚焦性,本文选择满足此特性的线性调频信号(linear frequency modulated, LFM)作为发射信号。发射端向故障线缆发送线性调频信号  $s(t)$ ,则接收端接收到的信号  $x(t)$  为:

$$x(t) = s(t) + r(t) + n(t) \quad (1)$$

其中,  $s(t)$  为发射信号,  $r(t)$  为故障点反射信号,  $n(t)$  为信道中的噪声。对接收信号进行最优阶次下分数阶傅里叶变换:

$$X_p(u) = F^p x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) K_p(t, u) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} [s(t) + r(t)] K_p(t, u) dt = S_p(u) + R_p(u) \quad (2)$$

其中,  $F^p$  为分数傅里叶变换的算子,  $K_p(t, u)$  为傅里叶变换的核函数。

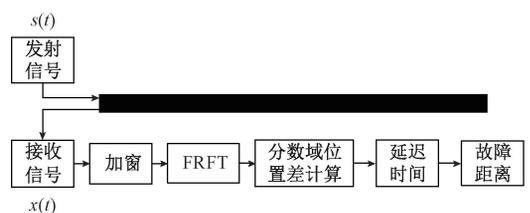


图 1 双绞线故障点定位原理

Fig. 1 Twisted pair fault location schematic

接收信号经过最优 FRFT 变换后,发射信号  $s(t)$  与反射信号  $r(t)$  在分数域内表现为两个冲击函数,噪声则均匀分布在分数域中,此时发射信号和反射信号的谱峰值之差即表示信号在发射点和故障点之间来回传输的时间,求取谱峰值位置差  $\Delta u = (u_r - u_s)$ ,并按式(3)将其转换为时延  $\Delta \tau$ ,即可通过式(4)计算出故障点的位置。

该方法主要由如下 4 个步骤组成:

1) 使用 MATLAB 软件生成 LFM 信号作为发射信号,将其注入待测电缆。通过示波器采集接收信号并将其传输至上位机。

2) 对接收信号加窗函数处理抑制旁瓣,并进行离散 FRFT 计算得到谱峰差  $\Delta u$ 。

3) 由分数阶傅里叶变换的时移性质可知,信号在时域上的延时  $\tau$  变换到分数域上表现为信号幅度谱平移  $\tau \cos \alpha$ ,如式(3)所示。此时计算出两信号的 FRFT 谱峰值在  $u$  域上的位置差  $\Delta u$ ,则可通过式(3)计算出时延  $\tau$ 。

$$\tau = \Delta u \cdot \sec(\alpha) \cdot 1/f_s \tag{3}$$

4) 计算出时延  $\tau$  后通过式(4)计算出故障位置  $X$ 。

$$X = \frac{1}{2}v\tau \tag{4}$$

其中,  $\alpha$  为最佳阶次下旋转角度,  $f_s$  为采样率。

### 1.2 分数阶傅里叶变换定义及其离散算法

分数阶傅里叶变换是一种在时频域内表示信号的新方法,它同时具有时域和频域的双域特性<sup>[12]</sup>,是一种广义的傅里叶变换。传统的傅里叶变换可视为在时频面上信号从时间轴逆时针旋转  $\pi/2$  到频率轴上,信号从时域变换到频域,而分数阶傅里叶变换作为傅里叶变换的广义形式可理解为对信号旋转任意角度的线性算子。其算法变化示意图如图 2 所示,以坐标轴的原点为中心,在时频域内逆时针旋转任意角度  $\alpha$ 。令  $\alpha = p\pi/2$ ,其中  $p$  为分数,则可通过在时频平面内旋转任意角度定义线性算子  $R^\alpha = R^{p\pi/2}$ ,记作  $F^p$ 。此时傅里叶变换即推广为分数阶傅里叶变换,当  $p = 1$  时,分数阶傅里叶变换退化为传统傅里叶变换。

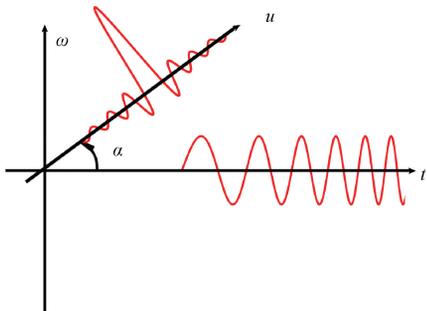


图 2 分数阶傅里叶变换

Fig. 2 Fractional order Fourier transform

信号经 FRFT 变换后可同时从时域和频域对其进行分析,FRFT 有多种不同定义方式,但每种方式之间的基本原理都是等价的,  $t$  域内的信号函数  $s(t)$  的  $p$  阶分数阶傅里叶变换定义为<sup>[13]</sup>:

$$S_p(u) = F^p s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_p(t, u) s(t) dt \tag{5}$$

其中,  $F^p$  为分数傅里叶变换的算子,  $K_p(t, u)$  为傅里叶变换的核函数,具体如式(6)所示:

$$K_p(t, u) = \begin{cases} A_\alpha e^{(j/2)(u^2+t^2)\cot\alpha - j\text{ut}\sec\alpha}, & \alpha \neq k\pi \\ \delta(t - u), & \alpha = 2k\pi \\ \delta(t + u), & \alpha = (2k + 1)\pi \end{cases} \tag{6}$$

其中,  $A_\alpha = \sqrt{1 - j\cot\alpha}$ ;  $\alpha$  为分数阶傅里叶变换的旋转角度,  $\alpha = p\pi/2$ ,  $p$  为变换阶数<sup>[14]</sup>,  $p$  取值为  $0 \sim 1$ ,当  $p = 0$  时,FRFT 就是原函数本身,当  $p = 1$  时为传统的傅里叶变换,FRFT 变换时阶次  $p$  从 0 变到 1,信号即从时域平滑地变换到频域,  $u$  轴表示分数域。将式(6)代入式(2)可得入射信号与反射信号的分数阶傅里叶变换表达式如式(7)、(8)所示:

$$S_p(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} A e^{j\pi(2 f_0 t + u t^2)} \cdot \sqrt{1 - j\cot\alpha} e^{(j/2)(u^2+t^2)\cot\alpha - j\text{ut}\sec\alpha} \tag{7}$$

$$R_p(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} A e^{j(2\pi f_0(t-\tau) + u\pi(t-\tau)^2)} \cdot \sqrt{1 - j\cot\alpha} e^{(j/2)(u^2+t^2)\cot\alpha - j\text{ut}\sec\alpha} \tag{8}$$

当旋转角度为最佳阶次时,即  $\alpha = \text{arccot}(-k)$ ,入射信号与反射信号的分数阶傅里叶变换为冲激函数,由此可通过两冲激函数的峰值差计算出时延  $\tau$ 。

FRFT 算法要具有工程实现性就必须降低算法的复杂度,为此,各国学者对其离散算法进行了研究,也提出了许多可行算法,其中, Ozaktas<sup>[15]</sup> 算法以速度快、精度高、计算复杂度低而得到广泛应用,它将 FRFT 复杂的积分变换分为若干简单的计算步骤,从而得到一个离散卷积的表达式。Ozaktas 算法采用了量纲归一化的特殊技巧,通过引入的量纲归一化尺度因子  $S = \sqrt{\Delta t \cdot \Delta f}$  将原始信号的时域和频域分别转换为无量纲的域,同时将信号时宽与带宽统一起来,并定义新的尺度化坐标  $x = t/S$ ,  $v = f \cdot S$ ,使两个区间归一化为  $[-\Delta x/2, \Delta x/2]$ ,归一化后采样间隔为  $\Delta x = \sqrt{\Delta t \cdot \Delta f}$ 。信号进行量纲归一化后,对信号进行采样,将连续分数阶 Fourier 变换离散化。该离散算法实现步骤如下:

1) 用 chirp 信号调制时域内的待变换离散化信号  $f(t)$ ,得到调制信号  $g(t)$ :

$$g(t) = f(t) \exp\left[-j\pi t^2 \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \tag{9}$$

2) 将调制后的离散信号  $g(t)$  与另一个 chirp 信号做卷积运算:

$$g'_\alpha(u) = A_\alpha \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[j\pi(u-t)^2 \csc\alpha] g(t) dt \quad (10)$$

3) 用 chirp 信号调制卷积后的信号, 得到原时域信号的分数阶信号。

$$F^\alpha f(u) = g'_\alpha(u) \exp\left[-j\pi u^2 \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right] \quad (11)$$

其中,  $\alpha$  为分数阶傅里叶变换旋转角度,  $\csc\alpha$  为尺度变换系数,  $A_\alpha$  为幅值因子。

## 2 LFM 信号及 FRFT 抗噪分析

### 2.1 线性调频信号及其分辨率

线性调频信号<sup>[16]</sup>指数形式定义为:

$$s(t) = A \text{rect}(t/T) e^{2\pi j(f_0 t + \frac{kt^2}{2})} \quad (12)$$

其中,  $A$  为幅度,  $T$  为脉冲宽度,  $f_0$  为中心频率,  $k$  为调频斜率,  $k = B/T$ ,  $B$  为带宽,  $\text{rect}(t/T)$  为矩形函数。线性调频信号在分数域内表现为冲击函数, 具有良好的能量聚集特性, 最优阶次下线性调频信号经离散分数阶傅里叶变换后在分数域的 FRFT 三维图如图 3 所示, 从图中可知 LFM 信号经 FRFT 变换后在分数域内具有较好的时频能量聚集性, 底部蓝色部分为噪声在变换域中能量分布, 其幅值较低。高频信号在双绞线中传输会严重衰减<sup>[17]</sup>, 因此需要中心频率较低的入射信号在双绞线中传输才能衰减较少从而保留较多的有用信号, 在经过 FRFT 变换后能够看到有用信号的特征, 为此本文选择 LFM 信号作为发射信号对语音通信双绞线进行故障检测。

LFM信号的FRFT(三维图)

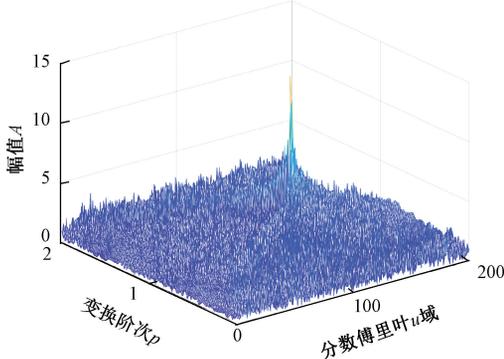


图 3 FRFT 时频能量聚集性

Fig. 3 FRFT time-frequency energy aggregation

线性调频信号的分辨率如式(13)所示, 由公式可知带宽决定了信号进行变换时的分辨率, 带宽越大, 其分辨率越高。

$$\Delta z = \sqrt{\frac{1}{T^2 \cdot k^2} + \frac{1}{f_s^2}} = \sqrt{\frac{1}{B^2} + \frac{1}{f_s^2}} \quad (13)$$

其中,  $T$  为信号时宽,  $k$  为信号的调频斜率, 与带宽  $B$

的关系为  $k = B/T$ .  $f_s$  为采样频率, 其中  $1/f_s^2$  趋近于 0。

### 2.2 FRFT 抗噪仿真分析

带有噪声的信号进行分数阶傅里叶变换, 信号从时域  $t$  轴上变换到分数域  $u$  轴, 信号和噪声叠加后做分数阶傅里叶变换等于信号、噪声各自进行分数阶傅里叶变换的叠加, 即:

$$F_\alpha[ax(t) + bn(t)] = F_\alpha(ax(t)) + F_\alpha(bn(t)) \quad (14)$$

式中:  $F_\alpha(ax(t))$  表示 LFM 信号的分数阶傅里叶变换, 信号经过旋转某一特定的角度后, 信号的频谱会聚集在  $u$  轴上的一个窄带内;  $F_\alpha(bn(t))$  表示噪声信号分数阶傅里叶变换, 噪声经过变换后均匀分布在  $u$  轴平面上, 不会聚集在  $u$  域内<sup>[18]</sup>。

为验证 FRFT 具有良好的抗噪能力, 通过 MATLAB 仿真工具, 根据式(12)生成线性调频信号, 并对其添加高斯噪声, 信噪比分别为 SNR = 0 dB、SNR = -10 dB、SNR = -15 dB 和 SNR = -20 dB。噪声背景下时域波形图如图 4 所示。

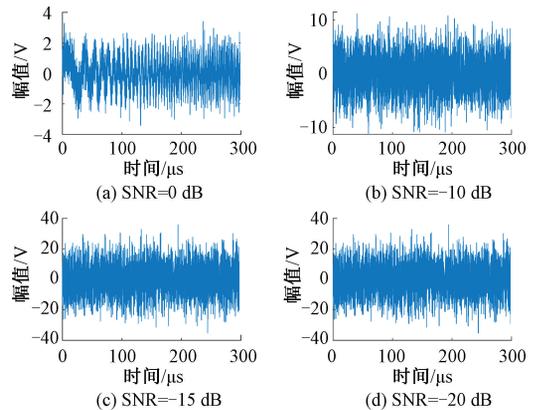


图 4 不同信噪比 LFM 信号时域图

Fig. 4 Time domain plots of LFM signals with different signal-to-noise ratios

对上述含背景噪声的 LFM 线性调频信号做分数阶傅里叶变换。图 5 为最优阶次下的变换图, 由图可知 LFM 信号在  $u$  域内表现出能量聚焦特性, 而噪声信号经过变换后分布在  $u$  轴上, 并且在信噪比较低的情况下依旧能看到明显的峰值。仿真结果表明分数阶傅里叶变换具有良好的抗噪能力, 能够在低信噪比情况下提取有用信号。

## 3 实验与结果

为验证基于分数阶傅里叶变换的时频域反射检测方法的有效性, 本文分别进行了 MATLAB 仿真实验和语音通信双绞线故障实测实验。

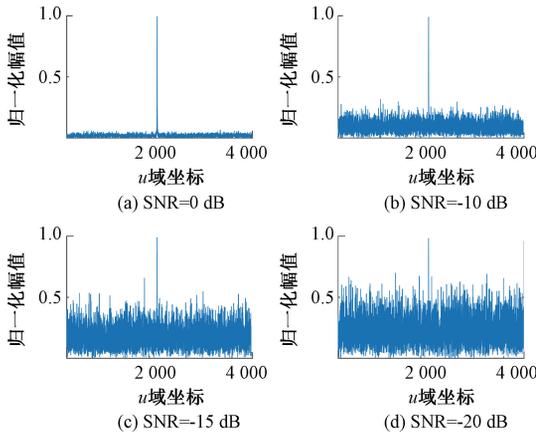


图 5 最佳阶次下 FRFT 变换结果

Fig. 5 FRFT transformation result plot at the best order

### 3.1 仿真实验与结果

为使线性调频信号应用于语音通信双绞线故障检测,需要对其选择合适的参数,由式(13)可知 FRFT 变换的分辨力与信号的带宽成正比,为确定带宽与分辨力的关系,对不同带宽下的信号进行变换,固定信号中心频率为 0 kHz,信号时长为 500  $\mu$ s,信号带宽与分辨力关系如表 1 所示。

表 1 LFM 带宽与 FRFT 分辨力的关系

Table 1 LFM bandwidth vs. FRFT resolution

采样频率/MHz	信号带宽/kHz	调频斜率 $K/\text{kHz}/\mu\text{s}$	FRFT 分辨力 $\Delta z$
20	200	0.4	0.005 0
20	500	1.0	0.002 0
20	1 000	2.0	0.001 0
20	2 000	4.0	0.000 5

由表 1 可知线性调频信号带宽越大,FRFT 变换的分辨力就越高,但信号的带宽越大,其在双绞线中传输时衰减的幅度就越大,为满足检测精度及检测距离,综合考虑语音双绞线的衰减特性以及信号发生器的性能,本文选择的测试信号参数如表 2 所示。

表 2 LFM 信号参数设置

Table 2 LFM signal parameter setting

中心频率 $f_0/$ kHz	信号时宽 $T/$ $\mu\text{s}$	信号带宽 $B/$ MHz	调频斜率 $K/$ (kHz/ $\mu\text{s}$ )
0	500	1	2

首先通过 MATLAB 仿真生成线性调频信号模拟故障检测的发射信号,然后将其衰减 14 dB 并添加信噪比为  $\text{SNR} = -20$  dB 的噪声分别模拟故障点为 400、600 和 900 m 处的反射信号,将发射信号与反射信号叠加模拟接收信号。接收信号时域波形图如图 6 所示。

分别对 3 个模拟故障点的接收信号做 FRFT 变换,旋转角度  $\alpha = \arctan(-k)$ ,其中  $k = B/fs$  为归一化调频斜率,最优阶次为  $p = \alpha/(\pi/2)$ ,得到该信号在  $u$  域内的归

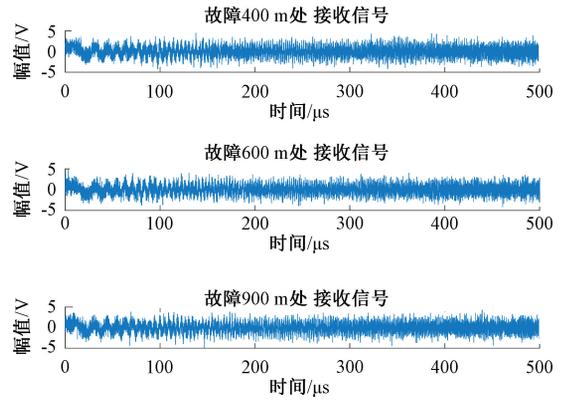


图 6 接收信号时域波形图

Fig. 6 Time domain waveform plot of the received signal

一化频谱图如图 7 所示。图中,接收信号经变换后应该表现为两个冲激函数,第 1 个峰值为入射信号变换后的谱峰值,第 2 个峰值为反射信号变换后的谱峰值,但由于反射信号的衰减,在  $u$  域内的变换峰值幅值较低,且与入射信号的变换峰值相邻较近,几乎淹没于入射信号的旁瓣中。为降低入射信号的旁瓣高度,使反射信号的峰值更加明显,可以对信号进行时域加权或频域加权<sup>[19]</sup>,在实际工程中,经常选择窗函数降低旁瓣高度,常用窗函数主要特性总结如表 3 所示,其中汉宁窗、海明窗和布莱克曼窗可以较大程度地降低旁瓣高度,但布莱克曼窗主瓣宽度较大。

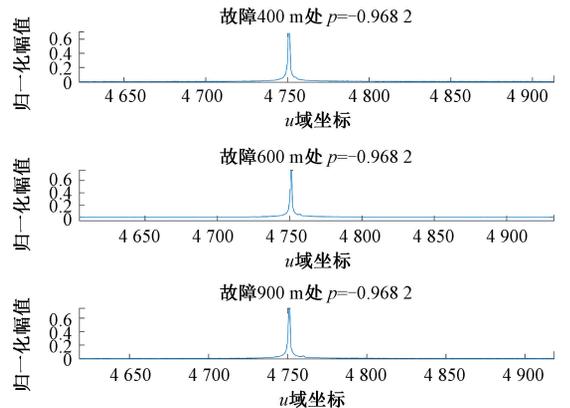


图 7 变换域频谱图

Fig. 7 Transform domain spectrogram

表 3 常见窗函数的主要特性

Table 3 The main characteristics of common window functions

窗函数	旁瓣峰值 衰减/dB	-3 dB 主瓣宽度	旁瓣衰减速度/ (dB/(100oct))
矩形窗	-13	2	-20
三角窗	-25	4	-60
汉宁窗	-31	4	-60
海明窗	-41	4	-20
布莱克曼窗	-57	6	-20

加窗是为了让信号保持良好的发射效率以及较好的旁瓣抑制效果,选择窗函数时,应使窗函数频谱的主瓣宽度尽量窄,以获得高的频率分辨能力,同时旁瓣的衰减应尽量大,以减少频谱拖尾,但通常不能同时满足这两种要求。从特性表可知,海明窗在减小旁瓣幅值方面效果较好,更能提升反射信号峰值,因此本文选择在接收端对信号添加海明窗<sup>[20]</sup>加权降低入射信号旁瓣高度,其旁瓣峰值衰减为-41 dB。在变换前对反射信号进行窗函数加权处理,如图8所示。再对接收信号做FRFT变换,其变换后结果如图9所示。

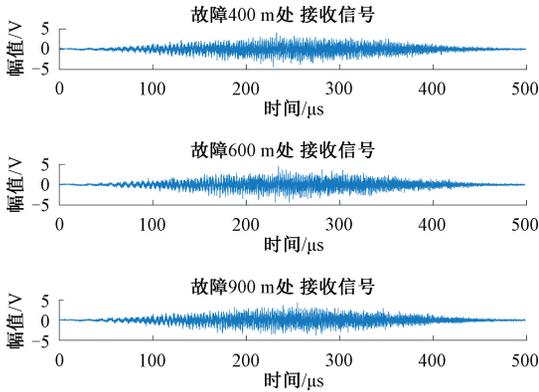


图8 信号时域加窗图

Fig. 8 Signal time domain plus window

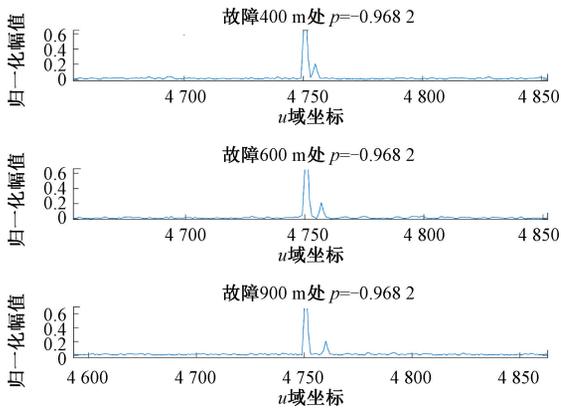


图9 FRFT变换u域图

Fig. 9 FRFT transforms  $u$ -field diagram

对比图7和9可以看到接收信号通过窗函数后入射信号主峰旁瓣明显压低,反射信号峰值更加明显易辨,表明通过窗函数加权后有效提高了反射信号的分辨力。其中,横轴为 $u$ 域坐标,入射信号谱峰值对应的 $u$ 域坐标为 $u_s = 4751$ ,反射信号的谱峰值对应的 $u$ 域坐标分别为 $u_A = 4755, u_B = 4757, u_C = 4760$ ,通过计算入射信号与反射信号谱峰差值 $\Delta u$ ,并将其代入式(3)计算反射信号时延 $\Delta \tau$ ,从而得出故障位置,其仿真计算结果如表4所示。

表4 仿真检测结果

Table 4 Simulate test results

故障点	故障位置/m	检测结果/m	FRFT故障误差率%
A	400	386.2	3.45
B	600	579.4	3.43
C	900	870.1	3.33

从表4可知,通过仿真模拟故障检测的故障误差率在4%以内,误差最远达29.9 m,该仿真结果表明分数阶傅里叶变换时频域反射检测方法能有效地检测出低信噪比下大幅衰减的反射信号。

### 3.2 测量实验与结果

#### 1) FRFT 实测分析

为进一步验证基于FRFT的时频域反射故障检测方法的可行性,搭建了如图10所示的实验平台。使用总长1557 m、特征阻抗为100 Ω,传输频率为1 M的二类屏蔽双绞线作为测试对象。本实验选用的信号发生器为RIGOL DG5351,其最大输出信号带宽为350 MHz,该信号源可与上位机通信实现线性调频信号波形输出,所用示波器为致远ZDS4054 Plus,最大采样率为4 GSa/s。图11为实测故障点位置示意图,文中将双绞线的故障位置点分别设置在A、B、C、D这4个位置模拟双绞线的断路故障。

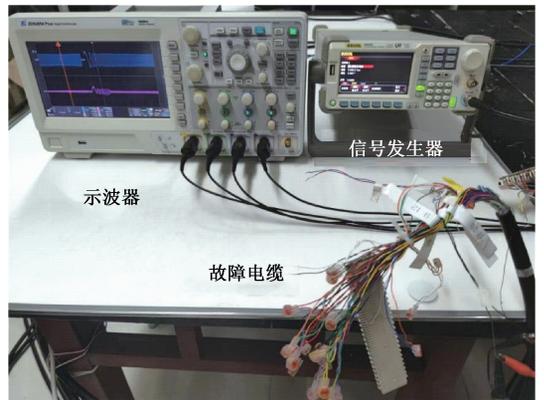


图10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform

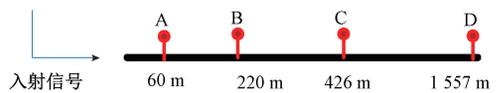


图11 故障点位置示意图

Fig. 11 Schematic diagram of the location of the failure point

实验时通过信号源将入射信号注入到待测电缆,入射信号参数如表2所示,信号传播过程中遇到阻抗不匹配的点发生反射,利用示波器捕捉入射信号和反射信号,

并将其传输至上位机。上位机通过 MATLAB 编程对接收数据进行分析。当故障点为 C 处时,示波器采集到的信号时域波形图如图 12 所示。

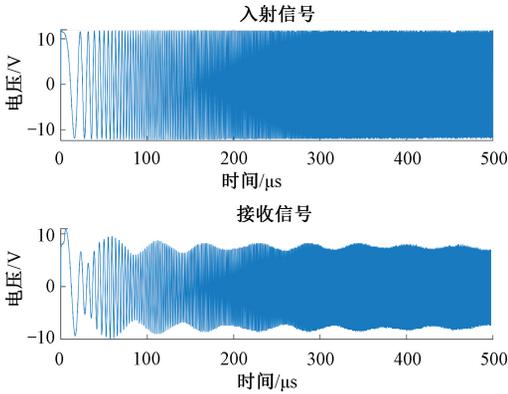


图 12 入射信号及接收信号时域波形图

Fig. 12 Time domain waveform plot of incident and received signals

由于示波器采样率为 2 GSa/s,采集到的数据量过大,为降低计算量,对入射信号和接收信号降采样,并在时域对接收信号加窗,如图 13 所示。对入射信号及接收信号进行分数阶傅里叶变换,变换最佳阶次为  $p = 0.936 55$ ,在该阶次下 FRFT 变换结果如图 14 所示,变换结果局部放大图如图 15 所示。

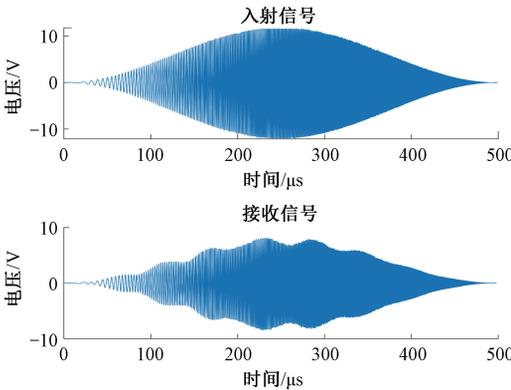


图 13 接收信号时域加窗波形图

Fig. 13 Windowed waveform plot in the time domain of the received signal

图 14 为入射信号及接收信号分数阶傅里叶变换  $u$  域频谱图,第 1 个峰值为入射信号变换的谱峰值,其  $u$  域坐标为  $u_s = 4 503$ ,第 2 个峰值为反射信号变换的谱峰值,其  $u$  域坐标为  $u_r = 4 512$ 。入射信号与反射信号 FRFT 谱峰差值  $\Delta u = u_r - u_s = 9$ ,通过式(3)计算出时延  $\Delta \tau = 4.52 \mu\text{s}$ 。经信号完整性分析及实际测量,得到信号在双绞线中传播速度  $v = 192.8 \text{ m}/\mu\text{s}$ ,则根据式(4)计算出故障点的距离为  $X = 1/2vt = 435.9 \text{ m}$ ,实际故障距离

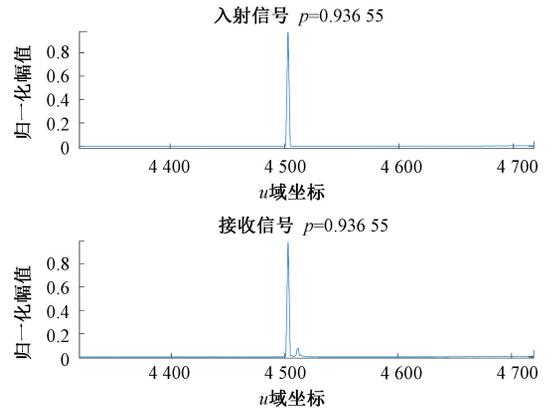


图 14 最佳阶次 FRFT 变换图

Fig. 14 Best-order FRFT transformation plot

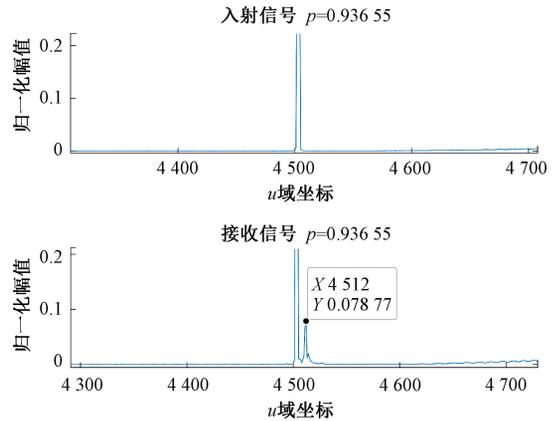


图 15 FRFT 变换局部放大图

Fig. 15 FRFT transforms a local magnification

为 426 m,误差率为 2.3%。

### 2) FRFT 测试性能分析

为比较 FRFT-TFDR 与 TDR、SSTDTR 对二类语音通信双绞线的故障检测效果,采用 3 种方法对上述实验环境下的 4 处故障点进行实测。得到断路情况下,3 种方法对 A、B、C、D 这 4 个故障点检测结果如表 5 所示,测试误差如表 6 所示。

表 5 不同方法断路故障结果对比

Table 5 Open circuit fault results of different methods

		(m)		
故障点	故障位置	FRFT-TFDR 检测结果	TDR 检测结果	SSTDTR 检测结果
A	60	57.8	58.3	60.8
B	220	226	215.8	210.5
C	426	435.9	419.3	419.3
D	1 557	1 457.8	无法测量	无法测量

表6 FRFT-TFDR 与 TDR, SSTDR 断路故障测试误差

Table 6 FRFT-TFDR and TDR, SSTDR  
open circuit fault test error

故障点	故障位置/m	FRFT-TFDR 故障误差率/%	TDR 故障误差率/%	SSTDR 故障误差率/%
A	60	3.6	2.8	1.4
B	220	2.7	1.9	1.8
C	426	2.3	1.5	1.5
D	1 557	6.3	无法测量	无法测量

从表5及6可以看出,在500 m以内,FRFT-TFDR 检测误差在10 m以内,检测误差率在4%以内,TDR 检测误差在7 m以内,误差率在3%以内,SSTDR 检测误差在9.5 m以内,误差率在2%以内。在短距离内 TDR 与 SSTDR 算法相较于 FRFT 算法检测精度较高,但当故障距离大于1 500 m时,TDR 发射的单脉冲信号和 SSTDR 发射的扩频信号在双绞线中传播会严重衰减,反射信号会淹没在噪声中,无法定位出故障点。而分数阶傅里叶变换对线性调频信号具有良好的聚集特性,在某一阶次下能将反射信号变换为冲激函数从噪声中提取出来,因此本文提出的 FRFT-TFDR 检测方法可以检测出远距离的故障点,例如 D 点其检测误差在100 m以内,检测误差率在7%以内,表明 FRFT-TFDR 相较于 TDR 和 SSTDR 对二类低频语音通信双绞线故障有更强的检测能力。

## 4 结论

本文针对语音通信双绞线低频特性及远距离故障检测中反射信号衰减问题,提出基于分数阶傅里叶变换的时频域反射故障定位方法,首先利用 LFM 信号在 FRFT 变换中良好的能量聚焦性,选择该信号作为故障检测的发射信号,并根据双绞线的传输特性选择合适的带宽。其次,对接收信号添加窗函数加权处理,降低入射信号的旁瓣,提高反射信号的分辨力。最后本文基于所搭建的实验平台,对不同断路故障位置的双绞线进行检测,并与传统的 TDR 方法和 SSTDR 方法进行对比,实验结果表明本文提出的基于 FRFT 的时频域反射故障检测方法解决了传统 TDR 和 SSTDR 远距离传输反射信号淹没在噪声中的问题,实现了对语音通信双绞线远距离故障的准确定位。

## 参考文献

[1] 黄寅卿. 有线通信电话线路检修及维护措施分析[J]. 中国新通信, 2019, 21(13): 6-7.  
HUANG Y Q. Analysis of overhaul and maintenance measures of wired communication telephone lines [J]. China New Communications, 2019, 21(13): 6-7.

[2] SHI Q H. A new algorithm for wire fault location using

time-domain reflectometry [J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(4): 1171-1178.

[3] 饶显杰,周凯,黄永禄,等. 频域反射法中阻抗变化类型判断技术[J]. 电工技术学报, 2021, 36(16): 3457-3466.  
RAO X J, ZHOU K, HUANG Y L, et al. Impedance change type judgment technology in frequency domain reflectometry [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(16): 3457-3466.

[4] SHI X, LI R, ZHANG H, et al. Application of augmented spread spectrum time domain reflectometry for detection and localization of soft faults on a coaxial cable [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022: 1-11.

[5] 刘红,周国忠. 光电跟踪设备的线缆测试技术研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(7): 100-106.  
LIU H, ZHOU G ZH. Research on cable testing technology of photoelectric tracking equipment [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(7): 100-106.

[6] 周训春,肖楚琬,王诚成,等. 基于 SSTDR 的飞机电缆故障检测与定位[J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(12): 1-6.  
ZHOU X CH, XIAO CH W, WANG CH CH, et al. Fault detection and localization of aircraft cable based on SSTDR [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2018, 37(12): 1-6.

[7] SONG E, SHIN Y, STONE P E, et al. Detection and location of multiple wiring faults via time - frequency-domain reflectometry [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(1): 131-138.

[8] 尹振东,王莉,陈洪圳,等. 增广时频域反射法在电缆复合故障检测中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(23): 7760-7773.  
YIN ZH D, WANG L, CHEN H ZH, et al. Application of extended time-domain reflectometry in cable composite fault detection [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(23): 7760-7773.

[9] 杨小明,陶然. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号二维波达方向估计[J]. 电子学报, 2008(9): 1737-1740.  
YANG X M, TAO R. 2-D DOA estimation of LFM signals based on fractional Fourier transform [J]. Acta Electronic Sinica, 2008(9): 1737-1740.

[10] 廖剑,黄洁,戴邵武,等. FRFT 域能量谱模拟电路故障特征提取方法[J]. 海军航空大学学报, 2022, 37(4): 311-319.  
LIAO J, HUANG J, DAI SH W, et al. Fault feature

- extraction method for FRFT domain energy spectrum analog circuit[J]. Journal of Naval Aviation University, 2022, 37(4): 311-319.
- [11] 岳凯,郝新红,栗苹,等. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频引信定距方法[J]. 兵工学报, 2015, 36(5): 801-808.  
YUE K, HAO X H, LI P, et al. Research on ranging method for linear frequency modulation radio fuze based on fractional Fourier transform [J]. Acta Ordnance Journal, 2015, 36(5): 801-808.
- [12] 罗慧,王友仁,崔江. 基于最优分数阶傅里叶变换的模拟电路故障特征提取新方法[J]. 仪器仪表学报. 2009, 30(5): 997-1001.  
LUO H, WANG Y R, CUI J. A new method for fault feature extraction of analog circuits based on optimal fractional order Fourier transform[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(5): 997-1001.
- [13] 庞存锁,马云峰. 基于 STFT 和 FRFT 的多加速目标检测算法研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(2): 122-126.  
PANG C S, MA Y F. Research on multi-accelerated target detection algorithm based on STFT and FRFT[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(2): 122-126.
- [14] CHEN X, LIU Z, WEI X. Fast FRFT-based algorithm for 3-D LFM source localization with uniform circular array[J]. IEEE Access, 2018, 6: 2130-2135.
- [15] 邓兵,崔世麒,王旭. 基于 Ozaktas 算法的 LFM 信号参数估计误差分析[J]. 电讯技术, 2013, 53(8): 1001-1005.  
DENG B, CUI SH Q, WANG X. Error analysis of LFM signal parameter estimation based on Ozaktas algorithm[J]. Telecommunication Technology, 2013, 53(8): 1001-1005.
- [16] NING F, YUZE W, HONGWEI X, et al. Method of LFM pulse compression implementation based on FPGA [C]. 2013 IEEE 11th International Conference on Electronic Measurement & Instruments. IEEE, 2013, 1: 392-395.
- [17] 史艳楠,刘建功,刘扬,等. 基于脉冲压缩技术的漏缆故障诊断方法[J]. 煤炭学报, 2017, 42(4): 1078-1084.  
SHI Y N, LIU J G, LIU Y, et al. Fault diagnosis method of leakage cable based on pulse compression technology[J]. Journal of China Coal Society, 2017, 42(4): 1078-1084.
- [18] 董浩,张曦,费泽林,等. 时频分析在真空热试验测试电缆故障检测中的应用[J]. 电子测量技术, 2019, 42(5): 133-138.  
DONG H, ZHANG X, FEI Z L, et al. Application of time-frequency analysis in fault detection of cable in vacuum thermal test [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(5): 133-138.
- [19] 史艳楠,刘扬. 煤矿井下漏缆故障诊断中的旁瓣抑制方法研究[J]. 煤炭技术, 2017, 36(9): 213-215.  
SHI Y N, LIU Y. Research on sidelobe suppression method in fault diagnosis of underground cable leakage in coal mine [J]. Coal Technology, 2017, 36(9): 213-215.
- [20] 陈希信. 线性调频信号两种加权滤波的等价性[J]. 现代雷达, 2011, 33(10): 47-50.  
CHEN X X. Equivalence of two weighted filtering of chirp signals [J]. Modern Radars, 2011, 33(10): 47-50.

### 作者简介



**刘庭凤**, 2020 年于贵州大学获得学士学位, 现为贵州大学大数据与信息工程学院在读研究生。主要研究方向为数字信号处理。

E-mail: 2384713785@qq.com

**Liu Tingfeng** received her B. Sc. degree from Guizhou University in 2020. Now she is a M. Sc. candidate at the School of Big Data and Information Engineering, Guizhou University. Her main research interest includes digital signal processing.



**张荣芬** (通信作者), 2000 年于长安大学获得学士学位, 2006 年于贵州大学获得硕士学位, 2014 年于贵州大学获得博士学位, 现为贵州大学教授, 主要研究方向为机器视觉、智慧算法及智能硬件。

E-mail: rfzhang@gzu.edu.cn

**Zhang Rongfen** (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Chang'an University in 2000, M. Sc. degree from Guizhou University in 2006 and Ph. D. degree from Guizhou University in 2014, respectively. Now she is a professor in Guizhou University. Her main research interests include machine vision, intelligent algorithms and intelligent hardware.



**刘宇红**, 1988 年于贵州大学获得硕士学位, 现为贵州大学教授。主要研究方向为计算机视觉、智能图像处理及大数据与智能物联网。

E-mail: rfzhang@gzu.edu.cn

**Liu Yuhong** received his M. Sc. degree from Guizhou University in 1988. Now he is a professor in Guizhou University. His main research interests include computer vision, intelligent image processing and big data and intelligent IoT.